

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ТАГАНРОГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ**

В.С. Плаксиенко

**УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Часть 2

ТАГАНРОГ 2000

621.391.262(075.8)+621.391.24(075.8)

Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. Часть 2. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. 102 с.

Учебное пособие написано на основе прочитанных курсов лекций: "Устройства приема и обработки сигналов", "Радиоприемные устройства", "Методы и устройства приема и обработки сигналов" для радиотехнических специальностей ТРТУ и содержит материалы по теоретическим и практическим вопросам разработки и анализа узлов радиоприемных устройств. Описаны схемные решения отдельных узлов, структурные схемы, приемно-усилительная аппаратура, основные параметры, характеризующие приемные устройства в целом и их узлы.

Во второй части пособия проведено рассмотрение преобразователей частоты, усилителей промежуточной частоты, детекторов амплитудно-модулированных, частотно-модулированных и фазово-модулированных сигналов, амплитудных ограничителей.

Совместно с первой частью пособия проведено рассмотрение всех основных узлов устройств приема сигналов.

Табл. 7. Ил. 88. Библиогр.:10 назв.

Рецензенты:

Кафедра радиоприемных устройств Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ). Зав. кафедрой доктор технических наук, профессор Фомин Н.Н.

Чигин Е.П. – ведущий научный сотрудник Института радиотехники Российской академии наук (ИРЭ РАН), кандидат технических наук, старший научный сотрудник.

© Таганрогский государственный
радиотехнический университет, 2000
© В.С. Плаксиенко, 2000

5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

5.1. Общие принципы преобразования частоты

Преобразователем частоты будем называть устройство, осуществляющее перенос спектра радиосигнала из одной области частот в другую без изменения его структуры, следовательно, без изменения закона модуляции сигнала.

Преобразователь частоты (рис. 5.1) содержит смеситель СМ и вспомогательный генератор, называемый гетеродином Г. В состав преобразователя может входить фильтр Ф, необходимый для выделения полезного продукта преобразования.

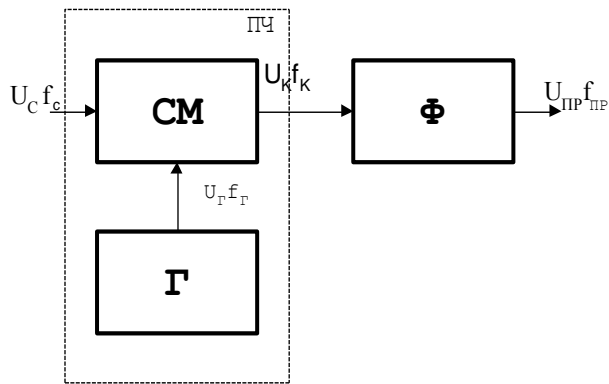


Рис. 5.1

В общем случае преобразование частоты можно рассматривать как результат перемножения напряжения сигнала

$$u_C = U_C \cos(\omega_C t + \varphi_C) \quad (5.1)$$

и напряжения гетеродина

$$u_\Gamma = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma). \quad (5.2)$$

Перемножить напряжения можно двумя способами: с помощью нелинейного элемента НЭ или с помощью линейной цепи с переменными параметрами (параметрическая цепь). В общем случае в результате преобразования двух напряжений на выходе смесителя появляется множество комбинационных составляющих напряжений с частотами

$$\omega_K = \left| \pm k\omega_\Gamma \pm n\omega_C \right|,$$

где k и n - целые положительные числа.

Фильтр Φ выделяет напряжение одной из комбинационных частот, которая и принимается за промежуточную.

В результате на выходе фильтра формируется напряжение преобразованной частоты

$$u_{\Pi} = K_{\Pi} U_{\Gamma} U_{\Sigma} \cos (\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}) = U_{\Pi} \cos (\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}), \quad (5.3)$$

где K_{Π} - постоянный коэффициент, зависящий от параметров преобразователя.

Амплитуда, частота и фаза преобразованного напряжения имеют тот же закон изменения (закон модуляции), что и напряжение сигнала.

Преобразователь частоты характеризуется в основном теми же качественными показателями, что и усилитель радиочастоты.

5.2. Общая теория преобразования частоты

Рассмотрим основные положения общей теории преобразования частоты. Любой смеситель можно рассматривать как нелинейный шестиполюсник (рис 5.2), на выходе которого включена избирательная нагрузка Z_{Π} , настроенная на промежуточную частоту.

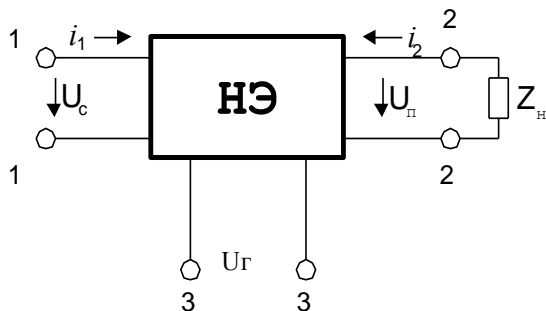


Рис. 5.2

На входах шестиполюсника действуют напряжения сигнала, гетеродина и промежуточной частоты, соответственно (5.1), (5.2), (5.3).

Выходной ток смесителя i_2 можно представить как функцию трех переменных

$$i_2 = \phi (u_{\Gamma}, u_{\Sigma}, u_{\Pi}).$$

При нормальной работе смесителя напряжения u_{Σ} и u_{Π} малы по сравнению с u_{Γ} и функцию можно разложить в ряд Тейлора по степеням малости переменных u_{Σ} и u_{Π} , ограничиваясь при этом тремя первыми членами ряда

$$i_2 = \phi(u_\Gamma) + \frac{\partial \phi(u_\Gamma)}{\partial u_C} u_C + \frac{\partial \phi(u_\Gamma)}{\partial u_\Pi} u_\Pi.$$

Здесь первое слагаемое представляет собой составляющую выходного тока, которая обусловлена действием u_Γ , при $u_C = u_\Pi \approx 0$. Второе слагаемое характеризует приращение выходного тока, вызванное действием сигнала, а третье - реакция смесителя при действии на выходе напряжения промежуточной частоты.

Введём обозначения:

$$i_\Gamma = \phi(u_\Gamma); \quad g_{21} = \frac{\partial \phi(u_\Gamma)}{\partial u_C}; \quad g_{22} = \frac{\partial \phi(u_\Gamma)}{\partial u_\Pi}, \quad (5.4)$$

где g_{21} - мгновенное значение проводимости прямого действия для напряжения сигнала;

g_{22} - мгновенное значение выходной проводимости СМ для напряжения промежуточной частоты.

С учетом введенных обозначений можно записать

$$i_2 = i_\Gamma + g_{21} u_C + g_{22} u_\Pi. \quad (5.5)$$

Заметим, что величины i_Γ , g_{21} , g_{22} определяются лишь при наличии u_Γ , т.е. они являются периодическими функциями времени и могут быть разложены в ряд Фурье

$$\left. \begin{aligned} i_\Gamma &= \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cos k\omega_\Gamma t, \\ g_{21} &= \sum_{k=0}^{\infty} G_{21}^{(k)} \cos k\omega_\Gamma t, \\ g_{22} &= \sum_{k=0}^{\infty} G_{22}^{(k)} \cos k\omega_\Gamma t, \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

где I_k , $G_{21}^{(k)}$ и $G_{22}^{(k)}$ - амплитуды k -й гармоники тока гетеродина i_Γ , проводимости прямого действия g_{21} и выходной проводимости g_{22} соответственно.

Подставив соотношение (5.6) в (5.5) и учтя значения u_C и u_Π , согласно (5.1) и (5.3), получим произведение двух косинусов. Заменяя их косинусами суммарных и разностных аргументов, получаем выражение для тока на выходе СМ (НЭ)

$$\begin{aligned} i_2 &= \sum_{k=0}^{\infty} I_k \cos k\omega_\Gamma t + \frac{1}{2} U_C \sum_{k=0}^{\infty} G_{21}^{(k)} [\cos(k\omega_\Gamma t + \omega_C t + \varphi_C) + \cos(k\omega_\Gamma t - \omega_C t - \varphi_C)] + \\ &+ \frac{1}{2} U_\Pi \sum_{k=0}^{\infty} G_{22}^{(k)} [\cos(k\omega_\Gamma t + \omega_\Pi t + \varphi_\Pi) + \cos(k\omega_\Gamma t - \omega_\Pi t - \varphi_\Pi)] \end{aligned} \quad (5.7)$$

Выражение (5.7) показывает, что выходной ток смесителя i_2 содержит составляющие с частотами $k\omega_\Gamma$ и комбинационные частоты вида

$$\omega_k = |k\omega_\Gamma \pm \omega_C|,$$

при этом одну из составляющих принимают за промежуточную частоту, например,

$$\omega_\Pi = k\omega_\Gamma - \omega_C.$$

Определим в выражении (5.7) составляющую тока с частотой ω_Π . Как правило, преобразование происходит на первой гармонике частоты, т.е. $k=1$. Тогда, учитывая избирательные свойства нагрузки, за счет второго слагаемого (5.7) при $k=1$ и третьего слагаемого при $k=0$ получим

$$i_\Pi = \frac{1}{2} G_{21}^{(1)} U_C \cos(\omega_\Pi t - \varphi_C) + G_{22}^{(0)} U_\Pi \cos(\omega_\Pi t + \varphi_\Pi).$$

Переходя к комплексным амплитудам, можно записать

$$\dot{i}_\Pi = \frac{1}{2} G_{21}^{(1)} \dot{U}_C + G_{22}^{(0)} \dot{U}_\Pi. \quad (5.8)$$

Соотношение (5.8) называется уравнением прямого преобразования частоты. В смесителе наряду с прямым преобразованием возможно и обратное преобразование частоты. Физический смысл его заключается в следующем: если к выходным зажимам смесителя приложить напряжение промежуточной частоты, то, при наличии гетеродинного напряжения, во входной цепи будет протекать ток с частотой сигнала. Такое преобразование частоты возможно лишь в том случае, если смеситель обладает нелинейной проводимостью обратного действия g_{12} , периодически изменяющейся с частотой гетеродина.

Уравнение обратного преобразования частоты можно получить, представив ток I_C как функцию напряжения u_Γ и двух малых переменных u_Π и u_C . Тогда по аналогии с прямым преобразованием получим

$$\dot{i}_C = \frac{1}{2} G_{12}^{(k)} \dot{U}_\Pi + G_{11}^{(0)} \dot{U}_C, \quad (5.9)$$

где $G_{12}^{(k)}$ - амплитуда k -той гармоники проводимости обратного действия g_{12} для напряжения промежуточной частоты;

$G_{11}^{(0)}$ - постоянная составляющая входной проводимости g_{11} для напряжения сигнала.

На основании уравнений прямого и обратного преобразования частоты можно определить внутренние параметры преобразователя:

- внутренняя проводимость прямого действия (крутизна прямого преобразования) $g_{21\Pi} = \frac{1}{2} G_{21}^{(k)}$;

- внутренняя выходная проводимость $g_{22п} = G_{22}^{(0)}$;
- внутренняя проводимость обратного действия (крутизна обратного преобразования) $g_{12п} = \frac{1}{2} G_{12}^{(k)}$;
- внутренняя входная проводимость $g_{11п} = G_{11}^{(0)}$.

Так как внутренние параметры смесителя являются комплексными величинами, то характеризовать работу смесителя можно системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_C &= Y_{11п} \dot{U}_C + Y_{12п} \dot{U}_п \\ \dot{I}_п &= Y_{21п} \dot{U}_C + Y_{22п} \dot{U}_п \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

Следовательно, преобразователь можно представить в виде квазилинейного четырехполюсника, характеризуемого Y- параметрами. Эквивалентная схема замещения преобразователя частоты будет иметь вид, представленный на рис 5.3.

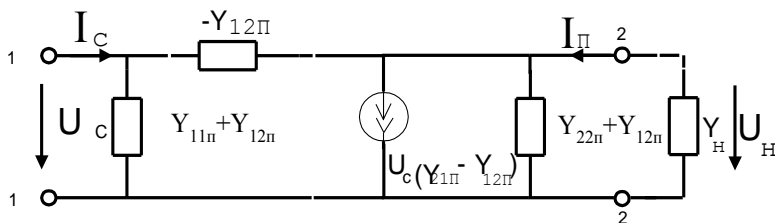


Рис. 5.3

Эквивалентная схема преобразователя и усилительного каскада аналогичны, отличаются лишь значения параметров. Поэтому аналогично усилительному каскаду можно определить внешние параметры преобразователя.

Коэффициент усиления

$$K = \frac{U_п}{U_C} = -\frac{Y_{21п}}{Y_{22п} + Y_п} \quad (5.11)$$

Входная проводимость

$$\dot{Y}_{вх} = \frac{\dot{I}_C}{U_C} = Y_{11п} - Y_{12п} \frac{Y_{21п}}{Y_{22п} + Y_п}$$

Выходная проводимость

$$\dot{Y}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\dot{I}_{\Pi}}{\dot{U}_{\Pi}} = Y_{22\Pi} - Y_{21\Pi} \frac{Y_{12\Pi}}{Y_{11\Pi} + Y_{\text{И}}},$$

где $Y_{\text{И}}$ - проводимость источника сигнала.

В случае, когда можно пренебречь обратным преобразованием, т.е. $Y_{12\Pi} = 0$, получим

$$\dot{Y}_{\text{ВХ}} = \dot{Y}_{11\Pi}, \quad \dot{Y}_{\text{ВЫХ}} = \dot{Y}_{22\Pi}.$$

При расчете преобразователя необходимо знать его параметры, которые могут быть определены несколькими способами: аналитическим, графоаналитическим, экспериментальными измерениями. Аналитический и графоаналитический способы дают результаты с точностью до 10%-20%. Более точные результаты можно получить только экспериментальными измерениями Y -параметров. Однако на практике часто довольствуются меньшей точностью; применив усредненные данные. В этом случае параметры преобразования определяются через параметры усиления по следующим приближенным формулам:

- для биполярных транзисторов

$$|S_{\text{ПР}}| = |Y_{21\Pi\Pi}| = (0,4 \div 0,8) |Y_{21}|;$$

$$G_{22\Pi\Pi} = (0,5 \div 0,8) |Y_{21}|;$$

$$G_{11\Pi\Pi} = (0,5 \div 0,8) |Y_{11}|;$$

$$S_{\text{ОБР}} = |Y_{12\Pi\Pi}| = (0,2 \div 0,8) |Y_{12}|,$$

где Y_{11} и Y_{21} – параметры транзисторов в режиме усиления по частоте сигнала;

Y_{22} и Y_{12} – параметры транзистора в режиме усиления по промежуточной частоте;

- для полевых транзисторов

$$S_{\text{ПР}} = 0,25 S_{\text{МАХ}},$$

где $S_{\text{МАХ}}$ – максимальное значение крутизны в режиме усиления.

Для полевых транзисторов справедливо равенство

$$Y_{12\Pi} = Y_{11\Pi} = 0.$$

Это означает отсутствие обратного преобразования и высокое входное сопротивление.

5.3. Частотная характеристика преобразователя

Частотной характеристикой преобразователя называется зависимость его выходного напряжения (или коэффициента усиления) от частоты.

ты подаваемого на вход сигнала при постоянном значении частоты гетеродина.

5.3.1. Линейный режим работы ПЧ

В линейном режиме работы преобразователя его частотная характеристика имеет вид, представленный на рис. 5.4.

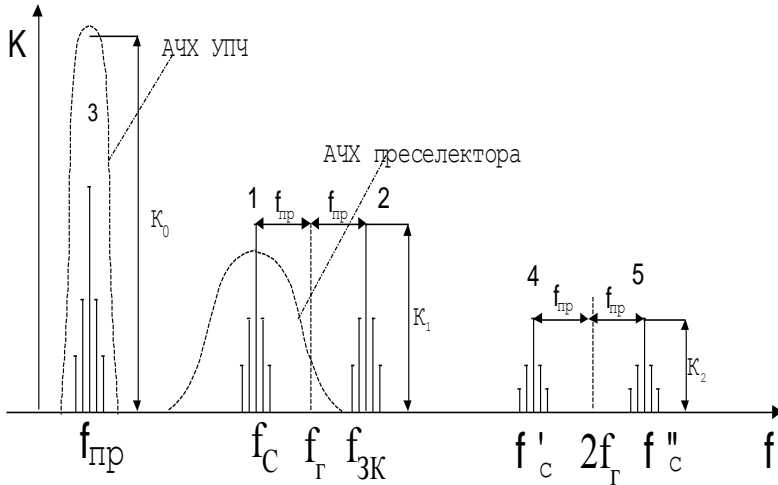


Рис. 5.4

В отличие от резонансного усилителя напряжение на выходе ПЧ появляется на различных частотах входного сигнала $f_C = kf_T \pm f_{ПР}$ в зависимости от номера гармоники частоты гетеродина. На промежуточной частоте $f_{ПР}$ ПЧ является просто усилителем с крутизной $G_{21}^{(0)}$. Это канал прямого прохождения сигнала (3), без переноса спектра относительно частоты гетеродина. Преобразование будет пропорционально $G_{21}^{(1)}$ на первой гармонике частоты гетеродина f_T и на частотах входного сигнала $f_T - f_{ПР}$ и $f_T + f_{ПР}$. Преобразование будет пропорционально $G_{21}^{(2)}$ на второй гармонике гетеродина $2f_T$ и на частотах входного сигнала $2f_T - f_{ПР}$ и $2f_T + f_{ПР}$ и т.д. Следовательно, частотная характеристика имеет несколько максимумов (1, 2, 3,...). Чем выше порядок преобразования, тем меньше крутизна преобразования и, значит, коэффициент усиления.

В полосу пропускания фильтра на выходе преобразователя попадают продукты преобразования колебаний всех каналов. Один из этих каналов является основным, остальные — побочными, мешающими. Например, если основным выбран канал 1 с частотой f_c , то побочным будет канал 2, который является как бы зеркальным отражением основного канала, поэтому он называется зеркальным (или симметричным), его частота f_{zk} отличается от частоты основного канала на $2f_{пр}$. Если в качестве основного будет принят канал 2, то зеркальным будет канал 1. Усиление преобразователя по основному и зеркальному каналам одинаково. Поэтому его влияние на избирательность приемника наиболее существенно. Колебания с частотами побочных каналов должны быть подавлены до ПЧ, т. е. в преселекторе, характеристика которого показана штриховой линией на рис. 5.4. Подавление зеркального канала облегчается при более высокой промежуточной частоте

Для получения высокой избирательности по зеркальному каналу необходимо увеличивать число контуров преселектора, повышать их добротность, а также повышать значение промежуточной частоты. Для уменьшения помех по побочным каналам приема, расположенным симметрично относительно частот $2f_r$, $3f_r$, необходимо выбрать такой режим работы преобразователя, при котором амплитуда высших гармоник проводимости Y_{21} будут минимальны. В этом случае коэффициент передачи преобразователя K_k на k -той гармонике будет минимален. Это возможно, если проводимость Y_{21} под воздействием гетеродинного напряжения изменяется по линейному закону. Такой режим называется линейным режимом работы преобразователя.

5.3.2. Нелинейный режим работы ПЧ

Если амплитуда сигнала на входе преобразователя столь велика, что нельзя пренебречь нелинейностью вольтамперной характеристики смесителя, то имеет место нелинейный режим работы преобразователя. В этом случае высшие гармоники могут создать комбинационные частоты вида

$$f_k = |kf_r \pm nf_c|, \quad (5.12)$$

где $n=1,2,3\dots$ - номер гармоники частоты сигнала.

Сигнал попадает на выход преобразователя лишь в том случае, когда комбинационная частота f_k совпадает с промежуточной - $f_{П}$. Полагая в (5.12) $f_k = f_{П}$, получим значения частот, соответствующих побочным кана-

лам приёма при работе преобразователя в нелинейном режиме

$$\frac{k}{n} f_r \pm \frac{f_{\Pi}}{n}.$$

Теоретически существует бесконечное число побочных каналов. Однако амплитуды комбинационных составляющих тока в выходной цепи убывают с увеличением k и n , поэтому практически опасными являются лишь те побочные каналы, которые соответствуют значениям $k \leq 3$ и $n \leq 3$. Для частного случая, когда $k = n$, значения частот побочных каналов равны $f_r \pm \frac{f_{\Pi}}{n}$.

На рис 5.5 показана частотная характеристика ПЧ при нелинейном режиме работы $k = n = 2, 3$.

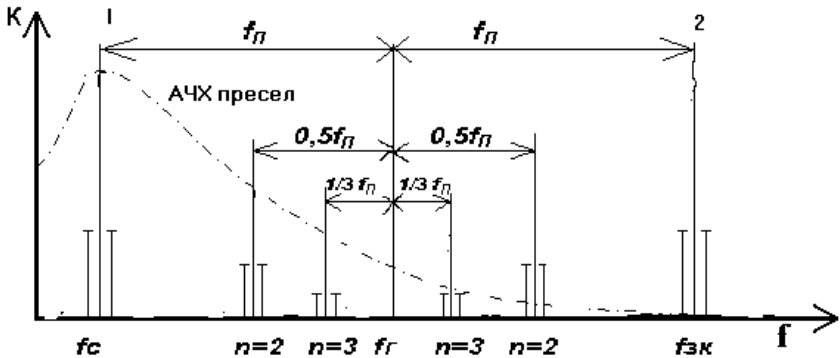


Рис. 5.5

Наибольшую опасность приёму полезного сигнала f_c могут представлять побочные каналы с частотами $f_r - \frac{1}{2} f_{\Pi}$; $f_r + \frac{1}{2} f_{\Pi}$;

$$f_r - \frac{1}{3} f_{\Pi}; \quad f_r + \frac{1}{3} f_{\Pi},$$

т.к. эти частоты расположены достаточно близко к частоте основного канала.

Для борьбы с побочными каналами, обусловленными нелинейным режимом работы, не следует допускать избыточного усиления в преселекторе, чтобы не перегрузить смеситель большим уровнем входного сигнала.

5.4. Выбор промежуточной частоты

Правильный выбор промежуточной частоты позволяет получать высокие электрические характеристики приемника. Рассмотрим основные положения, которые необходимо учитывать при выборе промежуточной частоты.

Промежуточная частота приемника не должна выбираться в диапазоне рабочих частот мощных радиостанций. Это уменьшает вероятность возникновения помехи по прямому каналу.

Для получения высокой избирательности по зеркальному каналу необходимо увеличивать количество контуров преселектора, повышать их добротность, а также повышать значение промежуточной частоты.

Значение промежуточной частоты и допустимое отклонение от нее следует выбирать согласно ГОСТ 5651- 89 из следующего ряда: $(0,076 \pm 0,006)$, $(0,465 \pm 0,002)$, $(1,84 \pm 0,008)$, $(2,9 \pm 0,01)$, $(10,7 \pm 0,01)$, $(24,975 \pm 0,1)$ МГц.

Заданное ослабление зеркального канала должно осуществляться достаточно простым преселектором. Если в преселекторе используется система из n одинаковых контуров, то при больших расстройках можно определить ослабление по следующей приближенной формуле:

$$\sigma_{зк} = \left(\frac{2\Delta f}{\Delta F} \right)^n, \quad (5.13)$$

где $\Delta f = 2f_{\Pi}$ – расстройка зеркального канала относительно частоты сигнала;

f_{Π} – значение промежуточной частоты;

$\Delta F = \frac{f_0}{Q_s}$ – полоса пропускания УПЧ.

Подставляя значения Δf и ΔF в (5.13) и решая относительно f_{Π} , получим

$$f_{\Pi} > \sigma_{зк}^{1/n} f_0 / 4Q_s. \quad (5.14)$$

Соотношение (5.14) показывает, что для реализации больших значений ослабления зеркального канала приемника при заданном числе контуров n необходимо увеличивать промежуточную частоту f_{Π} .

На рис. 5.6 показано расположение частот основного f_c и зеркального $f_{зк}$ каналов приема при низкой, 5.6,а и высокой рис. 5.6,б промежуточных частотах.

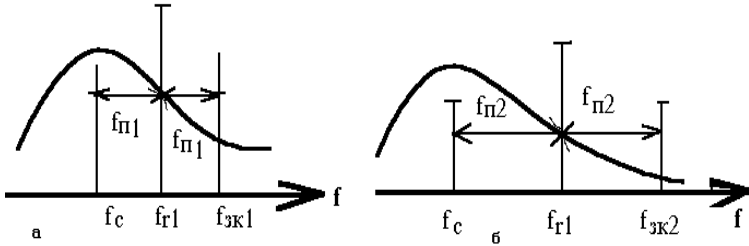


Рис. 5.6

Увеличение промежуточной частоты, как следует из рис. 5.6, повышает избирательность по зеркальному каналу. Однако следует учитывать, что повышение значения промежуточной частоты приведет к уменьшению избирательности по соседнему каналу. Кроме того, на высокой промежуточной частоте в УПЧ трудно получить большой устойчивый коэффициент усиления и сложно обеспечить узкую полосу пропускания.

Полоса пропускания УПЧ должна достигаться простыми техническими средствами. С этой точки зрения предпочтение следует отдать монолитным фильтрам сосредоточенной селекции. Если качество избирательных средств УПЧ предполагает использование LC-фильтров, то следует учесть, что значения добротностей ограничены конструктивными возможностями. Обычно на умеренных частотах 100кГц - 30МГц $Q_K=80-120$ и не более 200. Значения добротностей на более низких частотах составляют 20-80, а на более высоких частотах - 80-180.

Полоса пропускания колебательного контура ΔF связана с его добротностью Q_3 и частотой настройки f_0 известным соотношением

$$\Delta F = \frac{f_0}{Q_3}.$$

Учитывая $f_0 = f_{П}$, можно записать условия возможной реализации заданной полосы пропускания УПЧ

$$f_{П} < \Delta F Q_3. \quad (5.15)$$

Обозначим $f_{П\Delta F}$ - промежуточную частоту, определяемую неравенством (5.15), и $f_{ПЗК}$ - удовлетворяющую неравенству (5.14). При низкой несущей частоте f_0 и относительно большой ширине спектра сигнала указанные выше неравенства могут быть удовлетворены одновременно в об-

ласти частот $f_{\text{ПЗК}} < f_{\text{П}} < f_{\text{ПДФ}}$, но для этого должно выполняться соотношение

$$f_{\text{ПДФ}} \geq f_{\text{ПЗК}} \quad \text{или} \quad \Delta F Q_{\text{э}} \geq f_0 \sigma_{\text{ЗК}}^{1/n} / 4Q_{\text{э}}, \quad \text{когда}$$

$$\frac{f_0}{\Delta F} \leq \frac{4Q_{\text{э}}^2}{\sigma_{\text{ЗК}}^{1/n}}. \quad (5.16)$$

Если неравенство (5.16) не выполняется, то супергетеродинный приемник с одним преобразованием реализовать невозможно, т.е. противоречие между избирательностью по зеркальному каналу и заданной полосой УПЧ на данной частоте не разрешимо.

Итак, для подавления зеркального канала необходимо иметь высокую промежуточную частоту, а для обеспечения избирательности по соседнему каналу и устойчивого усиления требуется низкая промежуточная частота. Разрешить эти противоречия позволяет использование в приемнике многократного преобразования частоты

Структурная схема приемника с двойным преобразованием приведена на рис. 5.7.

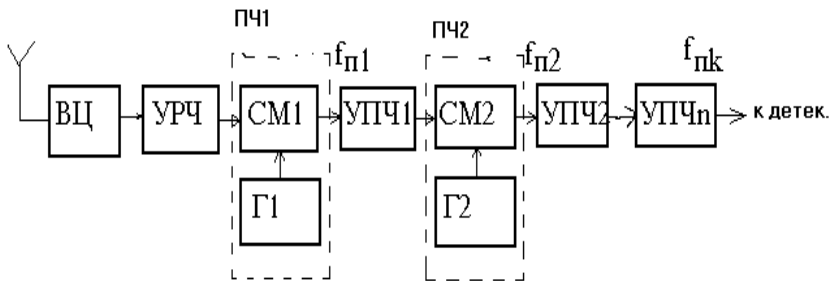


Рис. 5.7

В каждом преобразователе частоты происходит понижение частоты несущей с сохранением ширины спектра сигнала. Это понижение происходит до тех пор, пока для последнего преобразователя будет выполняться неравенство (5.15).

$$\frac{f_{\text{П}(k-1)}}{\Delta F} \leq \frac{4Q_{\text{э}}^2}{\sigma_{\text{ЗК}}^{1/n}}.$$

Если учесть, что $\Delta F = \frac{f_{\Pi k}}{Q_{\Sigma}}$, то

$$\frac{f_{\Pi(k-1)}}{f_{\Pi k}} \leq \frac{4Q_{\Sigma}}{\sigma_{\Sigma}^{1/n}}.$$

Данное соотношение показывает, что изменение значения промежуточной частоты не должно происходить более, чем в $4Q_{\Sigma}/\sigma_{\Sigma}^{1/n}$ раз. Лишь в этом случае зеркальный канал будет достаточно ослаблен в предыдущем полосовом усилителе.

Частотная характеристика супергетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты изображена на рис. 5.8.

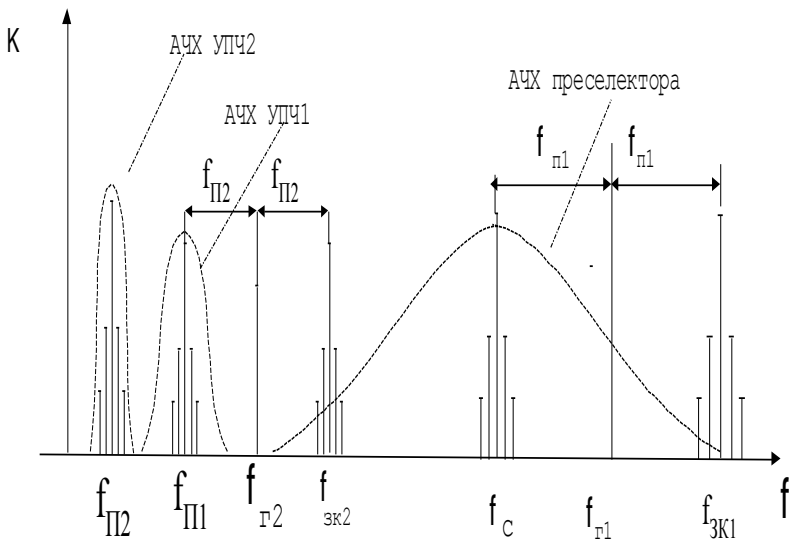


Рис. 5.8

5.5. Основные типы преобразователей частоты

В качестве нелинейного элемента в преобразователе в основном используются транзисторы и диоды. На рис. 5.9 приведены некоторые основные схемы преобразователей частоты и показаны способы подачи напряжения сигнала и гетеродина.

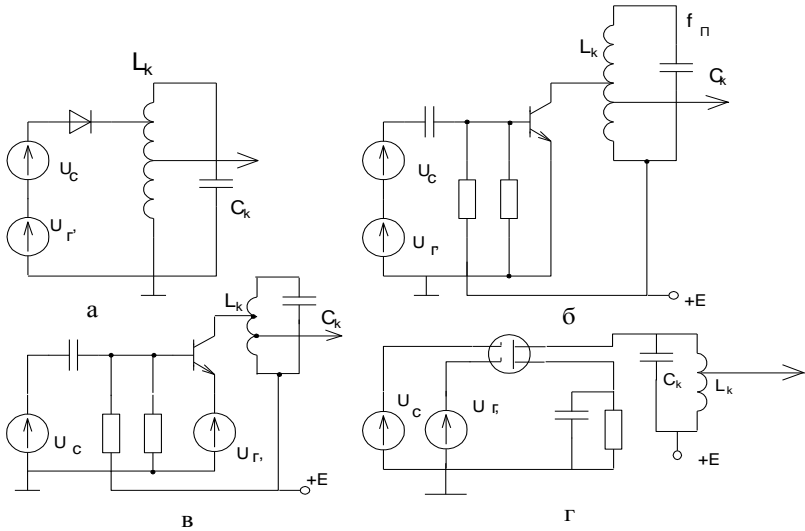


Рис. 5.9

В диодном преобразователе (рис. 5.9,а) источники сигнала и гетеродина включаются в цепь диода, и в той же цепи формируется напряжение промежуточной частоты, которое выделяется контуром.

Сигнал и напряжение гетеродина можно подавать на один электрод транзистора (базу или затвор) - рис. 5.9,б или на разные электроды (базу и эмиттер или затвор и исток), - рис. 5.9,в.

На рис. 5.9,г приведена схема смесителя на двухзатворном полевом транзисторе. Сигнал и напряжение гетеродина подаются на разные затворы, чем достигается слабое взаимное влияние цепей преселектора и гетеродина. Амплитуда напряжения гетеродина не должна превышать напряжения смещения (обычно 1,5-2В). Достоинством смесителя на полевом транзисторе является также то, что его характеристика близка к квадратичной.

5.5.1. Транзисторные преобразователи частоты

Транзисторные преобразователи с совмещенным гетеродином находят широкое применение в портативных, малогабаритных и простых приемниках. Если один и тот же нелинейный элемент применяется для построения и гетеродина и смесителя, то такой преобразователь называется преобразователем с совмещенным гетеродином.

При выборе режима работы активного элемента в преобразователе стремятся реализовать максимальный коэффициент передачи; минимальный уровень побочных продуктов преобразования, минимальный уровень внутренних шумов, минимальную связь с гетеродином и радиочастотным трактом. Наиболее часто напряжение гетеродина подают в цепь эмиттера (источка), поскольку в этом случае устойчивость работы смесителя выше. При подаче напряжения гетеродина в цепь базы требуется меньшая мощность и достигается большая крутизна преобразователя.

В цепь коллектора включают нагрузку смесителя – колебательный контур (L_k, C_k) или фильтр сосредоточенной селекции (ФСС).

Два варианта схем преобразователей с совмещенным гетеродином показаны на рис. 5.10.

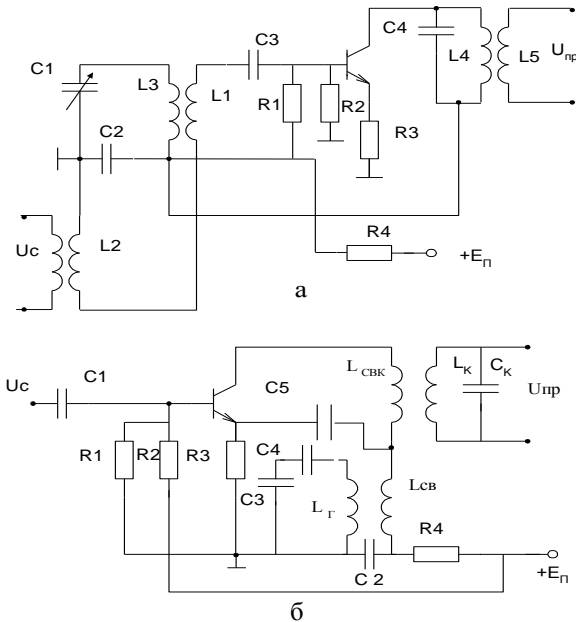


Рис. 5.10

В схеме 5.10,а на базу поступают одновременно напряжение сигнала через катушку связи L2 и напряжение гетеродина через катушку связи L1. Гетеродин выполнен на этом же транзисторе по схеме с индуктивной связью. В коллекторной цепи последовательно с контуром гетеродина C1L3 включен контур C4L4, настроенный на промежуточную частоту.

Схема на рис. 5.10,б отличается от предыдущей тем, что напряжение гетеродина вводится не в цепь базы, а в цепь эмиттера. При подаче напряжений на разные электроды ослабляется связь между цепями преселектора и гетеродина, что способствует уменьшению излучения гетеродина антенной приемника и повышению стабильности частоты гетеродина. Наиболее часто напряжение гетеродина подают в цепь эмиттера (истока), поскольку в этом случае устойчивость работы смесителя выше. При подаче напряжения гетеродина в цепь базы требуется меньшая мощность и достигается большая крутизна преобразователя.

Недостатком преобразователей с совмещенным гетеродином является возможность модуляции напряжения гетеродина напряжением промежуточной частотой и её гармониками, что приводит к появлению на выходе приемников интерференционных свистов.

Поскольку оптимальные режимы работы активного элемента для генерирования и преобразования частоты не одинаковые, то лучшими характеристиками обладают преобразователи с отдельным гетеродином.

Схема преобразователя с отдельным гетеродином на биполярных транзисторах приведена на рис. 5.11. На транзисторе VT1 выполнен смеситель, а на VT2 - гетеродин, по схеме с трансформаторной связью.

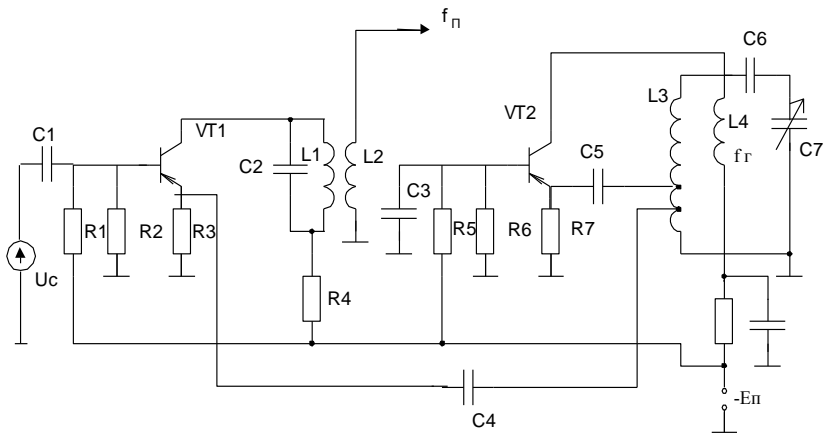


Рис. 5.11

В коллектор VT1 включен контур L1 C2, настроенный на промежуточную частоту. Если напряжение гетеродина подать в цепь базы смесителя, можно получить больший коэффициент усиления. Одна из таких схем показана на рис.5.12. Напряжение гетеродина подается на базу смесительного транзистора через конденсатор связи C_{CB} . Недостатком таких преобразователей является склонность к самовозбуждению на частотах, близких к подаваемым на входы, а также необходимость большого числа деталей, в том числе двух транзисторов.

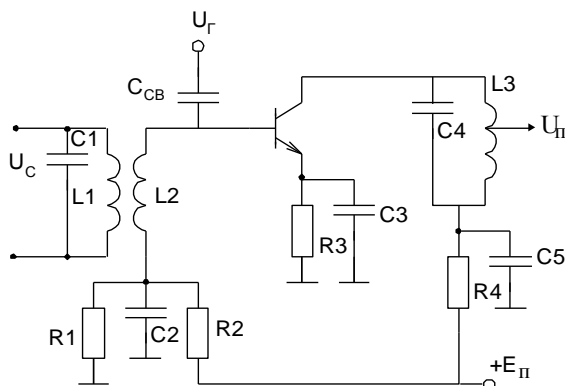


Рис. 5.12

Значение напряжения гетеродина для смесителя на биполярных транзисторах обычно выбирается в пределах 100-200мВ. Напряжения менее 50мВ можно подавать только в схемах с отдельным гетеродином при необходимости получения очень малых значений амплитуд комбинационных составляющих. В схемах с совмещенным гетеродином при низких уровнях гетеродинного напряжения генерация может быть неустойчивой. В большинстве случаев оптимальным является амплитуда напряжения гетеродина 100мВ и ток в рабочей точке 0,5мА, что обеспечивает минимальный коэффициент шума.

При повышении напряжения гетеродина коэффициент передачи несколько возрастает, однако в большей степени растут шумы.

На основе дифференциального усилителя можно построить балансную схему преобразователя. Общий принцип построения балансных схем состоит в том, что одно из напряжений сигнала или гетеродина создает в нагрузке синфазные токи, а второе – противофазные токи. Происходит

компенсация одного из напряжений и в результате оно отсутствует в нагрузке, чаще всего это гетеродинное напряжение.

Упрощенная схема балансного преобразователя на основе дифференциального каскада изображена на рис. 5.13.

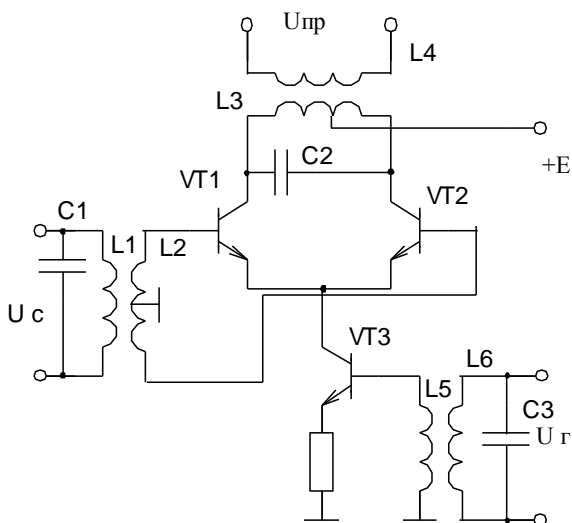


Рис. 5.13

Напряжение гетеродина подается на базу транзистора VT3 и возбуждает транзисторы VT1 и VT2 с одинаковой фазой. Уменьшение или увеличение коллекторного тока i_{K3} VT3 влечет соответствующее изменение токов $i_{Э1}$ и $i_{Э2}$ транзисторов VT1 и VT2, а следовательно их крутизны с частотой гетеродина. Поэтому при одновременном действии напряжения сигнала и гетеродина будет происходить преобразование частоты.

Нагрузкой преобразователя является контур L3C2, настроенный на частоту $f_{пр}$ и включенный между коллекторами транзисторов VT1 и VT2. Напряжение на выходе преобразователя зависит от разности коллекторных токов транзисторов VT1 и VT2.

Входной контур L1 C1, настроенный на частоту сигнала, включен между базами транзисторов VT1 и VT2, поэтому напряжение сигнала на базы этих транзисторов подается в противофазе. Составляющие тока промежуточной частоты будут также взаимно противоположны по фазе. Эти токи в выходном контуре направлены встречно, поэтому составляющие

промежуточной частоты складываются. Токи с частотой гетеродина, имеющие в обоих транзисторах одинаковые фазы, взаимно компенсируются и не создают напряжения в выходных цепях.

Отметим два основных свойства балансных преобразователей.

Первое. При синфазном воздействии напряжения гетеродина оно отсутствует в нагрузке, а значит отсутствует его излучение. Кроме того, в нагрузке нет напряжения шумов гетеродина, что особенно важно при отсутствии УРЧ в преселекторе.

Второе. Компенсация четных гармоник в нагрузке, что приводит к уменьшению числа побочных каналов.

Возможно построение двойных балансных преобразователей, тогда в нагрузке происходит компенсация и составляющих тока сигнала и гетеродина. Такие преобразователи частоты получили название кольцевых преобразователей.

5.5.2. Диодные преобразователи частоты

Диод можно использовать для преобразования частоты, как и любой другой электронный прибор, имеющий нелинейные характеристики.

Диодные преобразователи широко применяются в диапазонах высоких и сверх высоких частот, т.к. имеют малые собственные шумы и простую конструкцию. Схема простейшего преобразователя представлена на рис. 5.14,а.

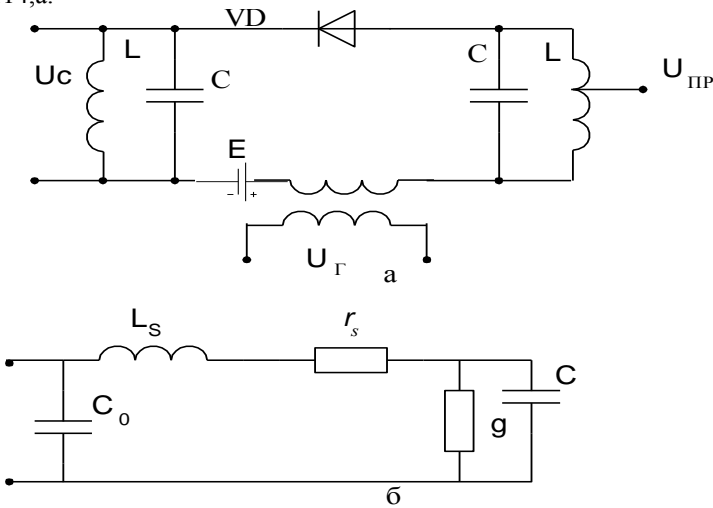


Рис. 5.14

В данной схеме источник сигнала: гетеродин и нагрузка включены последовательно. Иногда в эту же цепь включают источник смещения E , позволяющий выбрать рабочую точку на вольт–амперной характеристике диода. Эквивалентная схема диода приведена на рис. 5.14,б, где C_0 – емкость держателя диода; r_S и L_S – сопротивление и индуктивность соединительных проводников; g и C – проводимость и емкость электронно–дырочного перехода. Как правило, значениями L_S и r_S пренебрегают, в силу их малости. Основное усиление в приемнике осуществляется после преобразователя, в УПЧ, поэтому можно считать, что напряжения на входе и выходе преобразователя малы. При относительно малых напряжениях сигнала U_C и выходного напряжения промежуточной частоты $U_{ПР}$ можно считать эту схему по отношению к сигналу линейной цепью с переменными параметрами g и C . При этом параметры диода g и C зависят только от напряжения гетеродина $U_{г}$, которое превышает напряжение сигнала.

Диод преобразователя частоты можно использовать в одном из следующих режимов.

Первый режим. Напряжение гетеродина изменяется преимущественно в области прямого тока. В этом случае главную роль играет нелинейная проводимость диода, поэтому такой преобразователь называют диодным резистивным.

Второй режим. Напряжение гетеродина изменяется преимущественно в области обратных токов диода (за счет напряжения смещения E). В этом случае переменным параметром является емкость обратного смещения p – n перехода диода. Такой преобразователь называется емкостным.

На диодах можно выполнить балансный преобразователь, аналогичный рассмотренному выше транзисторному. Схема балансного диодного преобразователя приведена на рис 5.15.

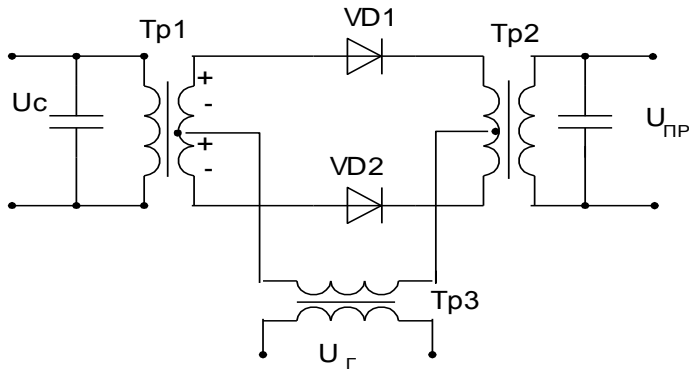


Рис. 5.15

В данной схеме напряжение гетеродина U_{Γ} действует на диоды ВД1 и ВД2 с одинаковой фазой, а напряжение сигнала $U_{\text{с}}$ – через трансформатор Tr_1 , с противоположными фазами

Каждый диод можно рассматривать как отдельный элемент, продукты преобразования которого через трансформатор Tr_2 вносят свой вклад в нагрузку. При указанном способе подачи напряжения гетеродина оно компенсируется во встречновключенных обмотках трансформатора Tr_2 и в нагрузке нет составляющей U_{Γ} и его шумов. При этом полная компенсация возможна лишь при абсолютно симметричных трансформаторах Tr_1, Tr_2 и характеристиках диодов. Напряжение сигнала возбуждает каждый диод противофазно, поэтому составляющие промежуточной частоты совпадают по фазе в обмотках трансформатора Tr_2 и выходное напряжение определяется их суммой. Заметим, что напряжение гетеродина отсутствует не только в нагрузке, но и во входной цепи. Это особенно важно для радиоприемного устройства без УРЧ, где велика опасность излучения частоты гетеродина антенной.

Смесители, используемые в профессиональных приемниках, характеризуют таким важным показателем, как уровень побочных продуктов интермодуляции 3-го порядка. Это относительный уровень входных сигналов, например f_1 и f_2 , частоты которых не совпадают с частотой основного сигнала, но которые образуют комбинацию $2f_1 = f_2$ или $2f_2 = f_1$, попадающую в полосу УПЧ. Согласно терминологии, этот параметр называют точкой пересечения 3-го порядка IP_{13} . В табл. 5.1 приведена классификация диодных балансных преобразователей по параметру IP_{13} и уровню мощности гетеродина.

Таблица 5.1

Уровень классификации	Значения IP_{13} , дБ	Мощность гетеродина, дБ
Очень низкий уровень	$\leq +7$	$\leq +0$
Низкий уровень	$\sim +13$	$\sim +7$
Средний уровень	$\sim +20$	$\sim +13$
Высокий уровень	$\sim +25$	$\sim +17$
Очень высокий уровень	$\geq +30$	$\geq +20$

На рис. 5.16 приведены две простых схемы балансных преобразователей среднего уровня, выполненных на диодах Шоттки.

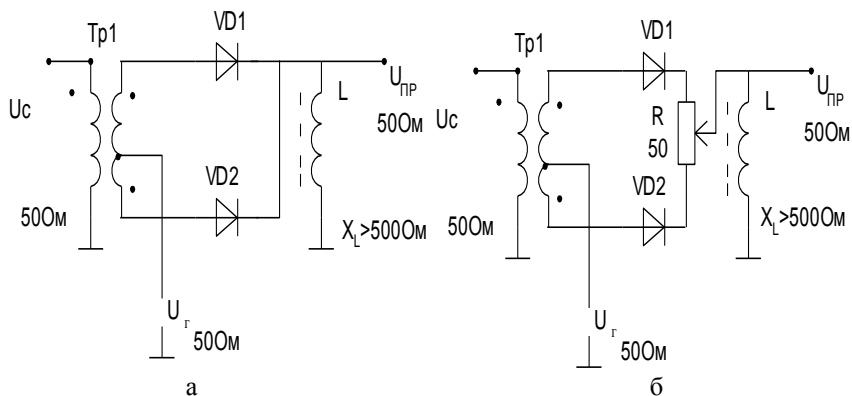


Рис. 5.16

В табл. 5.2 приведены качественные показатели балансного и кольцевого диодных преобразователей.

Таблица 5.2

№пп	Параметры	Балансный преобразователь	Кольцевой преобразователь
1	Вносимые затухания дБ	10 – 13	5 - 8
2	Развязка между входами, дБ		
	$f_{II} - f_{I}$	20	40
	$f_{C} - f_{I}$	20	30
	$f_{II} - f_{C}$	6	25
3	Динамический диапазон *	1	2
4	Уровень высших гармоник составляет *	1	0,5
5	Подавление шумов гетеродина, дБ	20 – 30	30 - 50

*параметры 3 и 4 выражены в относительных единицах.

Более качественными характеристиками обладают двойные балансные преобразователи, которые также называют кольцевыми (рис. 5.17).

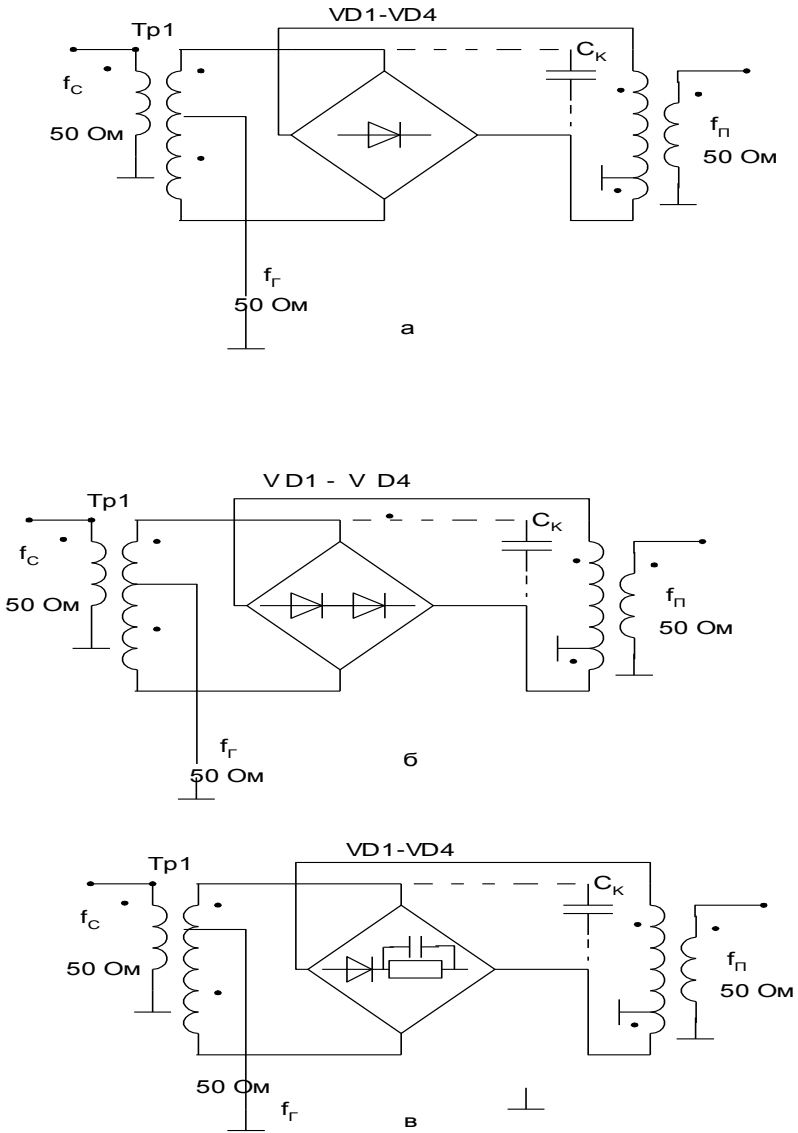


Рис. 5.17

5.5.3. Преобразователь частоты с компенсацией помех зеркального канала

Когда ослабление помех зеркального канала в преселекторе недостаточно, а применение рассмотренных выше мер повышения избирательности по зеркальному каналу нежелательно, то в такой ситуации применяют преобразователь частоты с компенсацией зеркальных помех. Схема такого преобразователя приведена на рис. 5.18, где

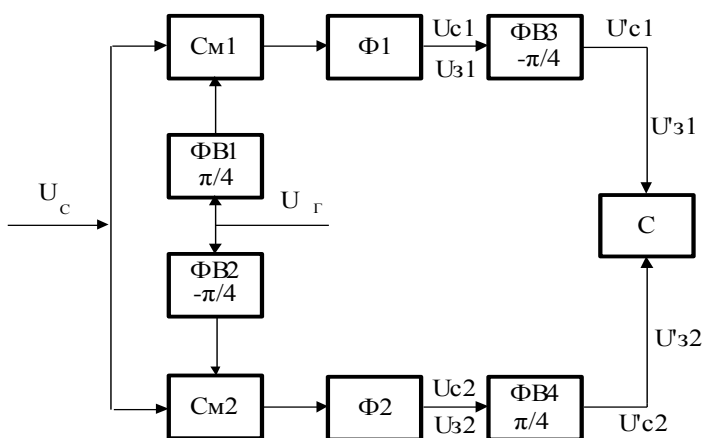


Рис. 5.18

ФВ1, ФВ4 - фазовращатели на $\pi/4$;
 ФВ2, ФВ3 - фазовращатели на $-\pi/4$;
 С - сумматор.

Напряжение гетеродина $u_{\Gamma} = U_{\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t + \varphi_{\Gamma})$ подаётся на смеситель СМ1 со сдвигом по фазе $+\pi/4$ и на смеситель СМ2 со сдвигом по фазе $-\pi/4$, который создаётся фазовращателями ФВ1 и ФВ2 соответственно.

Предположим, что на второй вход смесителей СМ1, СМ2 поступает напряжение сигнала основного канала

$$u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$$

и частота зеркального канала

$$u_3 = U_3 \cos(\omega_3 t + \varphi_3).$$

Предположим, что гетеродин имеет верхнюю настройку, т.е.

$$f_{\text{ГП}} = f_{\Gamma} - f_C \quad \text{и} \quad f_{\text{ПР}} = f_3 - f_{\Gamma}.$$

На выходе смесителя СМ1 имеем

$$\begin{aligned} u_{C1} &= U_C K_{\text{П1}} \cos \left[(\omega_{\Gamma} - \omega_C) t + \left(\varphi_{\Gamma} + \frac{\pi}{4} \right) - \varphi_C \right], \\ u_{31} &= U_3 K_{\text{П1}} \cos \left[(\omega_3 - \omega_{\Gamma}) t + \varphi_3 - \left(\varphi_{\Gamma} + \frac{\pi}{4} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.17)$$

На входе смесителя СМ2

$$\begin{aligned} u_{C2} &= U_C K_{\text{П2}} \cos \left[(\omega_{\Gamma} - \omega_C) t + \left(\varphi_{\Gamma} - \frac{\pi}{4} \right) - \varphi_C \right], \\ u_{32} &= U_3 K_{\text{П2}} \cos \left[(\omega_3 - \omega_{\Gamma}) t + \varphi_3 - \left(\varphi_{\Gamma} - \frac{\pi}{4} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.18)$$

В выражениях (5.17) и (5.18) $K_{\text{П1}}$ и $K_{\text{П2}}$ - коэффициенты передач смесителей СМ1 и СМ2 совместно с фильтрами Ф1 и Ф2 соответственно.

После фазовращателей ФВ3 и ФВ4 в первом канале

$$\begin{aligned} u'_{C1} &= U_C K_{n1} \cos \left[(\omega_{\Gamma} - \omega_C) t + \varphi_{\Gamma} - \varphi_C \right], \\ u'_{31} &= U_3 K_{n1} \cos \left[(\omega_3 - \omega_{\Gamma}) t + \varphi_3 - \varphi_{\Gamma} - \frac{\pi}{2} \right], \end{aligned} \quad (5.19)$$

и во втором канале

$$\begin{aligned} u'_{C2} &= U_C K_{n2} \cos \left[(\omega_{\Gamma} - \omega_C) t + \varphi_{\Gamma} - \varphi_C \right], \\ u'_{32} &= U_3 K_{n2} \cos \left[(\omega_3 - \omega_{\Gamma}) t + \varphi_3 - \varphi_{\Gamma} + \frac{\pi}{2} \right]. \end{aligned} \quad (5.20)$$

Для простоты рассуждений полагаем, что коэффициенты передачи фазовращателей равны единице.

Из полученных выражений (5.19) и (5.20) следует, что U'_{31} и U'_{32} при сложении компенсируют друг друга, а напряжение основного канала удваивается, если коэффициенты передач каналов идентичны.

При расхождении характеристик каналов не более чем на 10% обеспечивается ослабление зеркального канала не менее 20 дБ.

5.6. Гетеродины в преобразователе частоты

Гетеродином называется устройство, формирующее вспомогательное гармоническое колебание, необходимое для осуществления процесса преобразования частоты.

В качестве гетеродина приемника можно использовать простейший генератор частот, формирующий необходимую сетку высокостабильных гармонических колебаний. В приемниках низкой группы сложности гетеродин может быть совмещен со смесителем.

В общем случае гетеродин должен удовлетворять следующим требованиям:

1. Иметь необходимую стабильность частоты генерируемых колебаний. Допустимая нестабильность частоты определяется назначением приемника, наличием автоматической подстройки частоты (АПЧ) и т.п.

2. Обеспечивать перестройку приемника в заданном диапазоне частот при постоянной амплитуде генерируемого колебания, что позволяет получить неизменное значение коэффициента усиления преобразователя частоты.

3. Иметь минимальный уровень побочных составляющих, что уменьшает уровень побочных каналов.

Для гетеродина может быть использована любая схема генератора с самовозбуждением, но чаще других используется индуктивная трехточечная схема и схема с индуктивной обратной связью.

Для нормальной работы супергетеродинного приемника необходимо, чтобы при любой частоте настройки преселектора, частота гетеродина была на $f_{\text{ПР}}$ выше (при верхней настройке гетеродина) или на $f_{\text{ПР}}$ ниже (при нижней настройке гетеродина), т.е.

$$f_{\text{ПР}} = f_r - f_c \quad \text{или} \quad f_{\text{ПР}} = f_c - f_r.$$

В этом случае говорят, что контуры преселектора и гетеродина сопряжены. На рис 5.19 показаны кривые сопряжения контуров преселектора и гетеродина, где кривая 1 – изменение частоты сигнала (настройки преселектора); кривая 2 – необходимое изменение частоты гетеродина для идеального сопряжения.

В схемах контуров преселектора и гетеродина для их настройки применяют одинаковые переменные конденсаторы. При этом коэффициенты перекрытия контуров должны быть неодинаковыми. Для преселектора

$$k_{\text{nc}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}},$$

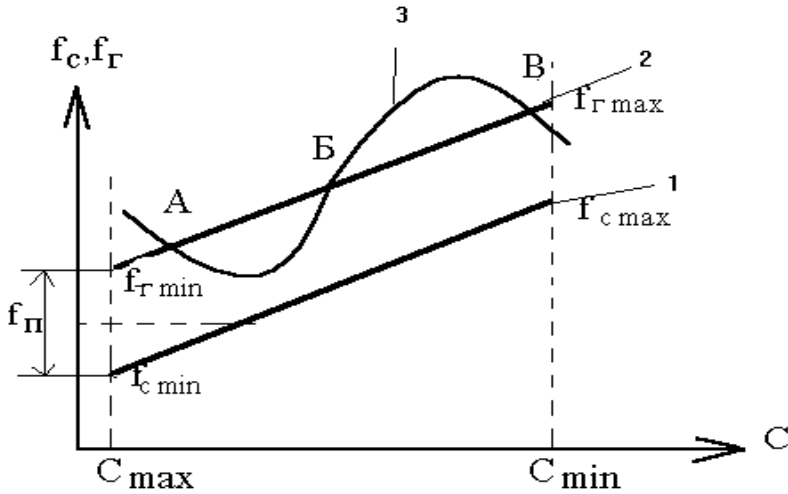


Рис. 5.19

для контура гетеродина при верхней его настройке

$$k_{III} = \frac{f_{\max} + f_{II}}{f_{\min} + f_{II}}.$$

Для уменьшения коэффициента перекрытия контура гетеродина и его сопряжения с контуром преселектора в контур гетеродина вводят сопрягающие емкости C_1 , C_2 , (рис 5.20).

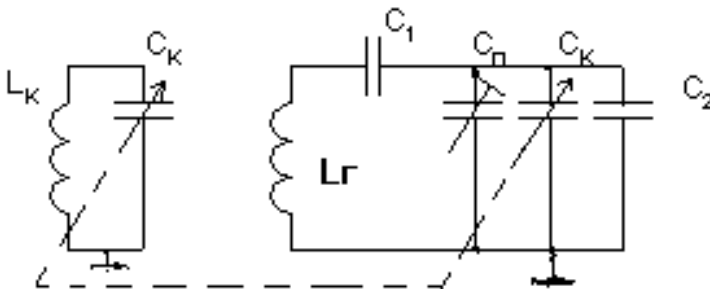


Рис. 5.20

При этом необходимо, чтобы $C1 > C_{K \text{ MAX}}$ и $C2 < C_{K \text{ MIN}}$. В этом случае на нижних частотах диапазона емкость $C2$ роли не играет, а $C1$ уменьшает эквивалентную емкость контура, повышая его частоту настройки. На верхних частотах диапазона емкость $C1$ практически не играет роли, а емкость $C2$, увеличивая эквивалентную емкость контура, уменьшает его частоту настройки. Путем соответствующего подбора конденсаторов $C1$ и $C2$, а также индуктивности L_r можно обеспечить точное сопряжение в трех точках поддиапазона, точки А, Б и В на кривой 3 (рис. 5.19). Частоты точного сопряжения необходимо выбирать: для точки Б – посередине диапазона; для точки А – на (5-10)% выше минимальной частоты диапазона; для точки В – (2-5)% ниже максимальной частоты диапазона. При этом нужно иметь в виду, что на других частотах сопряжение не идеально.

Фильтры УПЧ обладают более острой амплитудно-частотной характеристикой, чем преселектор, а приемник настраивается по максимальному напряжению на выходе, следовательно расстроенным оказывается преселектор. Поэтому погрешность сопряжения определяет фактически расстройку не гетеродина, а преселектора относительно принимаемого сигнала. Сопряжение по трем точкам выполняют в том случае, если $k_{\Pi} > 1,4 \div 1,5$. Если $k_{\Pi} < 1,4$, то можно применить сопряжение в двух и даже в одной точке. В этом случае сопрягающие емкости могут отсутствовать.

Расчет параметров контура гетеродина и кривой сопряжения можно вести математически, однако эти расчеты громоздки. Чаще расчет сопряжения выполняют по монограммам с достаточной для практики точности, которые имеются в [1, 3].

На практике выполнение сопряжения контуров преселектора и гетеродина осуществляется в два этапа:

- укладка границ диапазона по частоте;
- сопряжение контура преселектора относительно контура гетеродина.

В каждом диапазоне перекрытие гетеродина по частоте должно укладываться с допуском (1-2)% стандартных граничных частот диапазона.

На вход приемника подается АМ-сигнал, модулируемый частотой 100Гц с глубиной модуляции 30%. Устанавливают частоту входного сигнала, соответствующую нижней границе диапазона, подстроечный конденсатор контура гетеродина C_{Π} – в среднее положение, конденсатор переменной емкости контура C_K – в положении максимальной емкости. Вращением подстроечного сердечника катушки контура гетеродина настраивают контур по максимальному напряжению на выходе радиоприемника.

Затем конденсатор переменной емкости C_K устанавливают в положение минимальной емкости и подают на вход приемника сигнал, соответствующий верхней частоте диапазона. Подстроечным конденсатором C_{Π} настраивают контур гетеродина так, чтобы напряжение на выходе радиоприемника было максимальным.

Настройка на верхней частоте диапазона вносит некоторую расстройку на нижней частоте. Поэтому с генератора снова подают частоту, соответствующую нижней границе диапазона и подстраивают контур гетеродина сердечником катушки L_1 . Данные операции повторяют на границах диапазона 2-3 раза. К сопряжению контуров гетеродина и преселектора приступают после укладки границ диапазона. Сопряжение контуров проводят в расчетных точках А, Б, В.

Настройка контуров преселектора на нижней частоте диапазона осуществляется подстроечным сердечником контурной катушки, а на верхней частоте – подстроечным конденсатором, после настройки на заданную частоту. Сопряжение на краях диапазона проводят 2–3 раза. Настройка осуществляется по максимальному выходному напряжению, при этом необходимо стремиться, чтобы входное напряжение было близко к реальной чувствительности приемника, иначе при больших входных сигналах трудно найти максимум выходного напряжения из-за действия АРУ.

После сопряжения на краях диапазона проверяют точность сопряжения в середине диапазона, для чего на вход приемника подают частоту, соответствующую точке сопряжения Б и настраивают приемник по максимуму выходного напряжения. Если при поднесении поочередно ферритового и медного стержней к антенной катушке напряжение на выходе не будет увеличиваться более чем в 1,3 раза, то считается, что сопряжение, выполнено правильно. В противном случае, необходимо заменить сопрягающие конденсаторы. Требуемую емкость параллельного сопрягающего конденсатора C_2 можно определить следующим способом. Если при поднесении ферритового стержня к катушке входного контура сигнал на выходе приемника увеличивается, то емкость C_2 следует увеличить. В том случае, когда выходной сигнал увеличивается при приближении медного стержня к выходному контуру, емкость сопрягающего конденсатора следует уменьшить.

После замены сопрягающего конденсатора необходимо заново выполнить операцию укладки диапазона гетеродина и провести полный цикл сопряжения.

Если входная цепь выполнена в виде магнитной антенны на ферритовом стержне, то методика сопряжения аналогична рассмотренной выше. В этом случае входной сигнал подают от генератора стандартного поля и

на нижней границе диапазона настройку осуществляют перемещением катушки входного контура вдоль ферритового стержня антенны. Смещение катушки к середине стержня увеличивает индуктивность входного контура, смещение катушки к краю стержня уменьшает индуктивность этого контура.

Выводы

1. Преобразователи частоты делят приемник на две части: до преобразователя – тракт сигнальной частоты, после – тракт промежуточной частоты.
2. Для реализации процесса преобразования необходима нелинейность (по амплитуде колебаний гетеродина).
3. Анализ преобразования частоты сводится к анализу резонансного усилителя, при этом ПЧ описывается двумя линейными уравнениями и анализируется с помощью Y -параметров.
4. На СВЧ используются диодные ПЧ, для которых коэффициент передачи всегда меньше единицы.
5. При преобразовании частоты закон модуляции входного сигнала не нарушается, а изменяется только несущая частота.
6. Для преобразования частоты используют линейные цепи периодически изменяющимися параметрами (под действием напряжения гетеродина меняется режим работы преобразовательного элемента ПЭ, в результате чего с частотой f_T меняется крутизна ПЭ). Ток на выходе ПЭ, помимо составляющих подаваемых частот, содержит комбинационные, одна из которых выбирается в качестве полезной промежуточной частоты.
7. В основе линейной теории преобразователей частоты лежит замена преобразовательного элемента совместно с гетеродином эквивалентным линейным четырехполюсником, который характеризуется параметрами $S_{пр}, g_{ппр}$ – для выходного тока и $S_{обр}, g_{ic}$ – для входного.
8. Для борьбы с побочными каналами режим работы преобразователя частоты (смещение на ПЭ и амплитуда гетеродина) стремятся выбрать так, чтобы усиление преобразователя по основному каналу было наибольшим, а побочным каналам – наименьшим. Для уменьшения числа побочных каналов обеспечивают линейный режим работы преобразователя по полезному сигналу.
9. Селективность по побочным каналам, сложность построения гетеродина и другие показатели приемника зависят от правильного выбора промежуточной частоты.

10. В зависимости от типа используемых ПЭ различают диодные и транзисторные ПЧ. В диодном ПЧ преобразование осуществляется благодаря периодическому изменению крутизны характеристики диода под действием напряжения гетеродина. Схема диодного преобразователя взаимна, поэтому параметры прямого и обратного преобразования в нем равны между собой.
11. Мощность шумов на выходе диодного ПЧ определяется шумами сопротивления перехода диода. Коэффициент шума ПЧ совместно с УПЧ зависит от напряжения U_r . Режим работы диодного ПЧ выбирают по минимальному суммарному коэффициенту шума, особенно при отсутствии в приемнике УРЧ.
12. В транзисторных ПЧ для уменьшения взаимной связи между цепями сигнала и гетеродина напряжение сигнала обычно подается в цепь базы, а напряжение гетеродина – в цепь эмиттера.
13. Преобразование частоты в транзисторном ПЧ осуществляется за счет периодического изменения крутизны транзистора под действием напряжения гетеродина.
14. Наиболее широко применяют схемы транзисторных ПЧ с отдельным гетеродином.
15. По построению схемы различают небалансные и балансные ПЧ. Характерным для балансных ПЧ является то, что из двух подводимых к ПЭ напряжений сигнала и гетеродина одно действует на ПЭ синфазно, а другое – противофазно. При синфазном воздействии на оба ПЭ любого источника в балансном ПЧ, напряжение на выходе которого определяется разностью выходных токов ПЭ, обеспечивается компенсация всех помех.
16. При противофазных сигналах и синфазных напряжениях гетеродина на ПЭ в симметричном балансном ПЧ обеспечивается компенсация шумов гетеродина и во входную цепь приемника не просачивается напряжение с его частотой.
17. В балансных ПЧ уменьшается число побочных каналов приема, снижается уровень нелинейных эффектов при преобразовании.
18. Кольцевые ПЧ ослабляют взаимную связь между цепями сигнала и гетеродина, а также обеспечивают компенсацию токов сигнала и гетеродина в нагрузке.
19. При некотором усложнении балансные ПЧ позволяют скомпенсировать зеркальный канал приема.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как происходит преобразование частоты?

2. Расскажите общую теорию преобразования частоты.
3. Какие выводы следуют из общей теории преобразования на невзаимном элементе?
4. Чем различаются эквивалентные схемы преобразовательных и усилительных каскадов?
5. Чем отличается крутизна преобразования от крутизны в режиме усиления?
6. Какой физический смысл имеет обратное преобразование частоты?
7. Чем отличается частотная характеристика преобразователя от частотной характеристики усилителя?
8. Чем отличаются частотные характеристики преобразователя, работающего в линейном по сигналу режиме, от нелинейного?
9. Как выбирается промежуточная частота в супергетеродинном приемнике?
10. Какими мерами ослабляется действие помех по побочным каналам приема?
11. Изобразите частотную характеристику ПЧ приемника с двойным преобразованием частоты.
12. Нарисуйте принципиальную схему транзисторного ПЧ на БТ, поясните принцип его работы и выбор режима.
13. Перечислите основные типы ПЧ.
14. Нарисуйте схему балансного транзисторного ПЧ, опишите его преимущества перед небалансным.
15. Нарисуйте схему ПЧ с компенсацией помех зеркального канала и поясните принцип его работы.
16. Нарисуйте два варианта схем с совмещенным гетеродином, сравните их.
17. Нарисуйте схему ПЧ на биполярном транзисторе с отдельным гетеродином, сравните со схемой с совмещенным гетеродином.
18. Какие преимущества у балансного диодного ПЧ по сравнению с простым диодным ПЧ?
20. Каким требованиям должен удовлетворять гетеродин?
21. Как реализуют сопряжение контуров преселектора и гетеродина?

6. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители промежуточной частоты (УПЧ) предназначены для усиления сигналов промежуточной частоты и обеспечения селективности по соседнему каналу. Они представляют собой резонансные усилители с фиксированной настройкой, что позволяет реализовать значительно более эффективные избирательные системы.

Существует два варианта построения УПЧ: с распределенной по каскадам и сосредоточенной избирательностью (селекцией).

В настоящее время LC - фильтры еще достаточно широко распространены, благодаря своей универсальности, возможности построения УПЧ с распределенной и сосредоточенной селекцией. Кроме того, катушки индуктивности позволяют компенсировать паразитные емкости, выполнять согласование полных сопротивлений.

6.1. УПЧ с распределенной избирательностью

В УПЧ с распределенной избирательностью используются резонансные каскады. При этом результирующая АЧХ УПЧ определяется перемножением АЧХ отдельных каскадов. В таких УПЧ применяют: одиночные, настроенные в резонанс каскады; двухконтурные полосовые фильтры, расстроенные тройки и т.д.

Для построения широкополосных УПЧ обычно используют пары и тройки расстроенных каскадов. При таком построении УПЧ каждый каскад вносит определенный вклад, как в усиление сигнала, так и в обеспечение избирательности. Структура УПЧ с распределенной избирательностью целесообразна тогда, когда при пониженных требованиях к селективности заданы высокие требования к усилению и устойчивости или в тех случаях, когда основными являются конструкторские и технологические соображения.

6.1.1. УПЧ с одиночными LC- контурами, настроенными на одну частоту

Одноконтурные УПЧ во многом сходны с резонансными УРЧ, но, в отличие от них, обычно работают на фиксированной частоте и могут иметь большое число каскадов для достижения заданного усиления.

Рассмотрим усилитель, содержащий N идентичных каскадов. Для N-каскадного усилителя; модуль коэффициента усиления равен

$$K_N = K^N = \left(\frac{mn |\dot{Y}_{21}| R_3}{\sqrt{1 + \xi^2}} \right)^N, \quad (6.1)$$

на резонансной частоте модуль коэффициента усиления равен

$$K_{N_0} = \left(mn |\dot{Y}_{210}| R_3 \right)^N.$$

Модуль нормированного коэффициента усиления при условии $|\dot{y}_{21_0}| = |\dot{y}_{21}|$

$$\frac{K_N}{K_{N_0}} = \gamma_N = \left(1 / \sqrt{1 + \xi^2}\right)^N.$$

Зависимость γ от расстройки определяет вид АЧХ одноконтурного резонансного усилителя. Обозначим величину $1/\gamma_N$ на границах полосы пропускания через σ . Эта величина характеризует допустимую неравномерность коэффициента усиления в заданной полосе пропускания

$$\sigma = \frac{1}{\gamma_N} = \left(\sqrt{1 + \xi^2}\right)^N$$

Полоса пропускания УПЧ

$$P_N = f_0 d_3 \sqrt{\frac{1}{\sqrt[N]{\gamma_N^2}} - 1}, \quad (6.2)$$

где $P_{0,7} = f_0 d_3$ - полоса пропускания каждого отдельного каскада.
При $\gamma_N = 0.707$

$$P_{0,7N} = f_0 d_3 \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1} = \frac{P_{0,7}}{\Psi_{1(N)}},$$

где $\Psi_{1(N)} = \frac{1}{\sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}}$ - функция числа каскадов.

Из (6.2) следует, что полоса пропускания многокаскадного усилителя уже, чем однокаскадного. Поэтому для получения заданной результирующей полосы N - каскадного усилителя, надо расширять полосу пропускания каждого каскада. Для этого эквивалентное затухание каждого контура выбирают равным

$$d_3 = \frac{P_{0,7N}}{f_0} \Psi_{1(N)}.$$

Коэффициент прямоугловости резонансной кривой

$$K_{II} = \frac{P_{0,1}}{P_{0,7N}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\sqrt[N]{(0,1)^2}} - 1}}{\sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}}.$$

Коэффициент прямоугольности зависит только от числа каскадов. У однокаскадного усилителя $K_{П\ 0,1} \approx 10$. С ростом числа каскадов прямоугольность улучшается. Однако возможности улучшения ограничены, т.е. при $N \rightarrow \infty$ - $K_{П\ 0,1} \approx 2,6$.

Фазовая характеристика многокаскадного усилителя $\varphi_N = N \varphi$, где $\varphi = \arctg \xi - \arctg \frac{\omega}{\omega_s}$ - фазовая характеристика одного каскада.

В узкополосных усилителях нетрудно получить большое усиление. При увеличении емкости контура до определенного критического значения $S_{кр}$ уменьшается эквивалентное резонансное сопротивление контура R_{Σ} и одновременно увеличиваются коэффициенты m и n , так, что коэффициент усиления остается неизменным до тех пор, пока величина m будет меньше единицы. Поэтому в узкополосных усилителях, без ущерба для усиления, емкость контура S_k можно брать большой, что повышает стабильность резонансного усилителя.

В широкополосных усилителях обычно $m=1$, тогда

$$K_N(\omega_0) = \left(n |Y_{21_0}| R_3 \right)^N = \left(n |Y_{21_0}| \frac{\rho}{d_3} \right)^N = \left(n |Y_{21_0}| / (2\pi C \Pi_{0,7}) \right)^N, \quad (6.3)$$

$$\text{где } C = C_k + C_{\text{ВЫХ}} + n^2 C_{\text{ВХ}} + C_M = C_{\Sigma} + n^2 C_{\text{ВХ}}.$$

Отсюда следует, что коэффициент усиления тем меньше, чем больше емкость контура и полоса пропускания, поэтому в широкополосных усилителях трудно получить большое усиление.

Для широкополосных усилителей желательно значение емкости уменьшать, но при этом следует помнить о том, что она ограничена величиной

$$C = C_{\text{ВЫХ}} + n^2 C_{\text{ВХ}} + C_M.$$

Коэффициент усиления двояко зависит от коэффициента включения n . Оптимальное значение

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{C_{\Sigma}}{C_{\text{вк}}}}.$$

Дальнейшее расширение полосы пропускания может быть получено путем шунтирования контура дополнительным резистором.

Подставив в (6.3) значение $\Pi_{0,7}$ из (6.2), получим

$$K_N(\omega_0) = \left[\frac{n |Y_{21_0}|}{2\pi C \Pi_{0,7N} \psi_{1(N)}} \right]^N = \frac{K_0^N}{\psi_N(N)} < 1,$$

где $K_{0=n} |Y_{21}| / 2\pi \text{СП}_{0.7N}$ - коэффициент усиления одного каскада с полосой пропускания, заданной для всего многокаскадного усилителя.

Множитель $\psi_N(N) = [\psi_1(N)]^N$ показывает, что с увеличением числа каскадов для сохранения заданной полосы пропускания всего N-каскадного усилителя приходится увеличивать затухание контуров. При увеличении числа каскадов N коэффициент усиления $K_N(\omega_0)$ вначале растет, а затем падает.

Поэтому в широкополосных усилителях с одинаково настроенными контурами большое усиление при заданной полосе пропускания не всегда достижимо. Большое значение произведения коэффициента усиления на полосу пропускания можно обеспечить в усилителях с взаимно расстроенными контурами или с полосовыми фильтрами.

6.1.2. УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром

Применяют различные варианты усилителей с полосовым фильтром. На рис.6.1 приведена схема УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром и индуктивной связью между контурами.

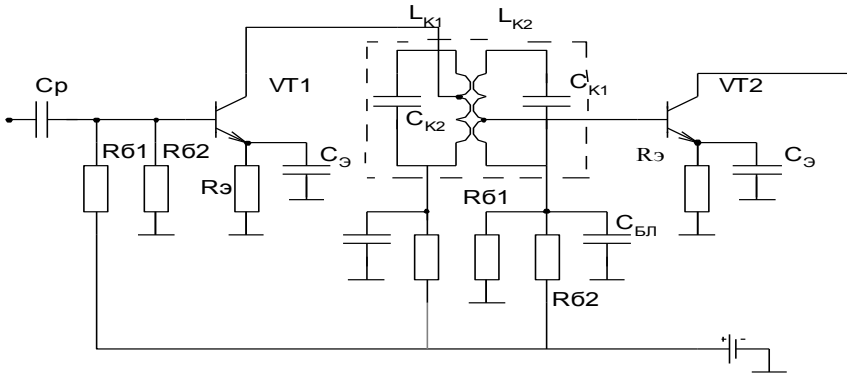


Рис.6.1

Коэффициент усиления такого каскада

$$K = j \frac{\omega_0}{\omega} mn \dot{Y}_{21} \rho_1 \dot{K}_p,$$

где $\rho_1 = \frac{1}{\omega_0 c}$ - характеристическое сопротивление первого контура;

тура;

$\dot{K}_p = \beta / d_3 \sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2}$ - коэффициент передачи двухконтур-

ного фильтра при одинаковых параметрах контуров;

$\beta = k_{св} / d_3 = M / \sqrt{L_{k1} L_{k2}} Q$ - обобщенный коэффициент связи между контурами.

Для N - каскадного усилителя коэффициент усиления

$$K_N(\omega) = \left[mn |Y_{21}| R_3 \beta / \sqrt{[(1 + \xi^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2]^N} \right]^N,$$

а частотная характеристика описывается выражением

$$\frac{K_N(\omega_0)}{K_N(\omega)} = \left[\frac{\sqrt{(1 + \xi^2 - \beta^2)^2 + \beta^2}}{1 + \beta^2} \right]^N.$$

Форма характеристики зависит от β . При $\beta < 1$ она одногорбая, при $\beta=1$ - характеристика имеет наиболее плоскую вершину, при $\beta > 1$ она двугорбая.

На рис. 6.2 приведены различные варианты связи между контурами: внешнеемкостная (а), внутреннеемкостная (б).

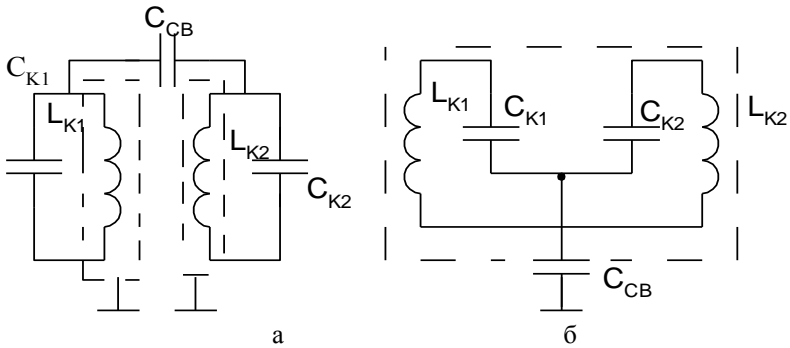


Рис.6.2

6.2. Усилители ПЧ с фильтрами сосредоточенной селекции

В УПЧ с сосредоточенной селекцией функции селективности и усиления разделены: усиление сигнала достигается широкополосными резонансными или аperiodическими каскадами, а селективность и полоса пропускания определяются фильтром сосредоточенной избирательности

(ФСИ), который включается на входе УПЧ. В качестве ФСИ могут использоваться LC - фильтры, пьезоэлектрические фильтры, пьезокерамические фильтры; электромеханические фильтры, фильтры на поверхностно-акустических волнах (ПАВ) и активные RC- фильтры. УПЧ с ФСИ - это узкополосные УПЧ.

Сосредоточение селективности в одном каскаде обеспечивает большую устойчивость формы частотной характеристики.

В качестве звеньев ФСС наиболее часто используется цепочка, представленная на рис.6.3, настроенная на среднюю частоту полосы пропускания f_0 и согласованная по характеристическому сопротивлению.

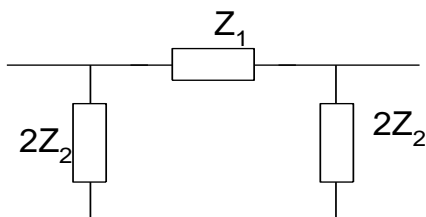


Рис.6.3

При формировании ФСС используют соединение нескольких звеньев, при этом колебательные контуры стыкуемых звеньев соединяются параллельно и число контуров N - звеного фильтра равно не $2N$, а $(N+1)$ контуров, причем крайние контуры отличаются от остальных в два раза большей индуктивностью и в два раза меньшей емкостью.

Необходимое число звеньев устанавливают в зависимости от требуемой полосы пропускания, селективности и конструктивно реализуемой добротности контуров. В бытовых радиоприемниках наиболее часто применяют трех и четырехзвенные фильтры, в профессиональных – восьми и десятизвенные. Более совершенными характеристиками обладают полиномиальные системы сосредоточенной селекции с LC фильтрами Чебышева и Баттерворса.

В качестве примера на рис. 6.4 приведена схема УПЧ с трехзвенным ФСС.

Сегодня промышленность выпускает монолитные пьезоэлектрические и пьезокерамические фильтры, которые имеют незначительный объем и высокую стабильность по сравнению с фильтрами, выполненными на дискретных элементах.

При использовании монолитных фильтров их необходимо согласовывать по входу и по выходу.

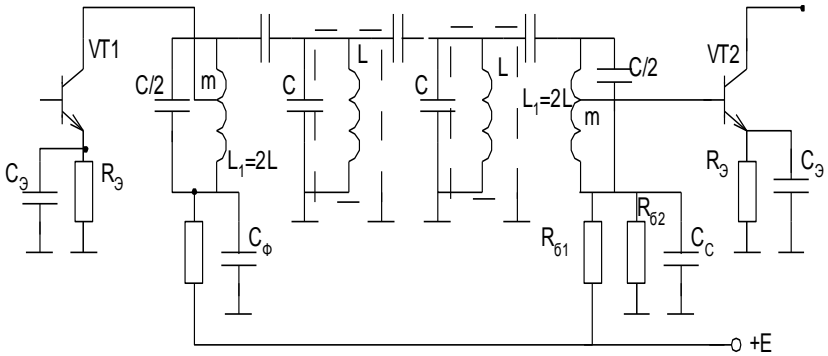


Рис.6.4

На рис. 6.5 показаны области предпочтительного использования основных видов селективных устройств УПЧ.

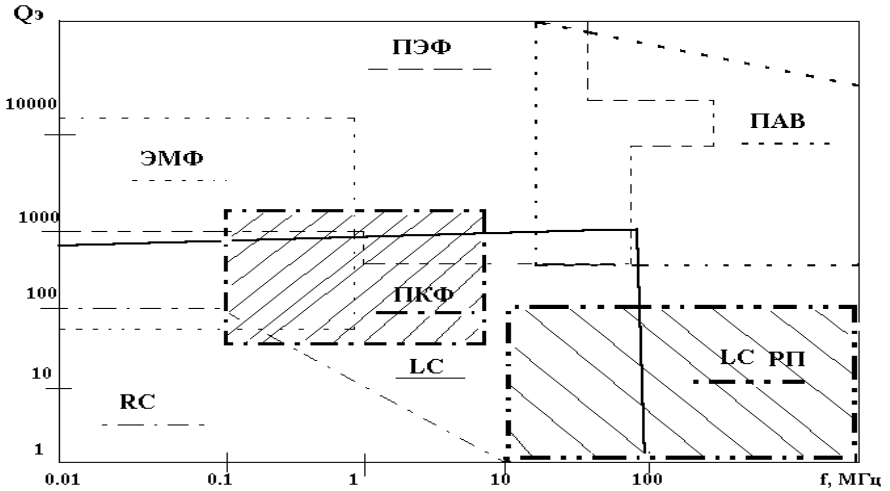


Рис.6.5

ВЫВОДЫ

1. Селективные усилители представляют собой каскады радиоприемника, предназначенные для улучшения отношения сигнал/помеха (или сигнал/шум) за счет повышения уровня сигнала и осуществления частот-

ной селекции. Селективные усилители состоят из активных элементов, селективных элементов и элементов согласования.

2. Селективные усилители, осуществляющие усиление принимаемых сигналов на промежуточной частоте, называют усилителями промежуточной частоты (УПЧ). УПЧ расположены между преобразователем и детектором.

3. В УПЧ вместе с усилением обеспечивается частотная селективность. Для этого усилители содержат резонансные цепи: одиночные колебательные контуры, фильтры из связанных контуров и др. Усилители, форма АЧХ которых, благодаря фильтрам, близка к прямоугольной, называют полосовыми

4. УПЧ обеспечивает основное усиление РПрУ и селективность по соседнему каналу. Они настраиваются на фиксированную частоту. Коэффициент усиления УПЧ, как правило, значителен – порядка $10^4 \dots 10^6$.

5. Перспективы развития СУ тесно связаны с микроминиатюризацией и не только отдельных элементов, но и целых законченных узлов и объединения их в модули с высокой степенью интеграции.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните принципы построения УПЧ с распределенной и сосредоточенной избирательностью, укажите их достоинства и недостатки.
2. Опишите способы формирования необходимых АЧХ и ФЧХ в УПЧ с распределенной избирательностью.
3. Опишите основные типы ФСИ, применяемых в УПЧ.

7. ДЕТЕКТОРЫ РАДИОСИГНАЛОВ

7.1. Общие сведения

Детектором называют устройство, предназначенное для формирования напряжения, изменяющегося в соответствии с законом модуляции одного из параметров входного радиосигнала.

Радиосигналы можно разделить на три основные группы:

- непрерывные квазигармонические, в которых передаваемое сообщение заложено в модуляцию одного из следующих параметров колебания: амплитуды $U_{вх}$, частоты $f_{вх}$, фазы $\varphi_{вх}$. В зависимости от вида модуляции детектируемого сигнала различают амплитудные (АД), частотные (ЧД) и фазовые (ФД) детекторы;

- радиопульсные, в которых сообщение передается с помощью модуляции одного из следующих параметров сигнала: пикового напряже-

ния $U_{\text{пик}}$, частоты заполнения импульса $f_{\text{вх}}$; длительности импульса $t_{\text{и}}$ - широтно-импульсная модуляция (ШИМ), времени начала импульса $t_{\text{ни}}$ - временная импульсная модуляция (ВИМ). Для детектирования подобных сигналов используют детекторы радиоимпульсов;

- видеоимпульсные, модуляция которых может осуществляться изменением пикового значения импульса $U_{\text{пик}}$ - амплитудно-импульсная модуляция (АИМ), длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ (ШИМ), времени начала импульса $t_{\text{ни}}$ (ВИМ или ФИМ); возможно изменение комбинации импульсов в группе - импульсно-кодовая модуляция – (ИКМ). Детектирование подобных сигналов осуществляется детектором видеоимпульсов. Детектор, реагирующий на пиковое значение видеоимпульса, называют пиковым. В зависимости от способа обработки сигнала детекторы бывают аналоговыми и цифровыми.

7.2. Амплитудные детекторы

Амплитудный детектор—устройство, на выходе которого создается напряжение в соответствии с законом модуляции амплитуды входного гармонического сигнала. Пусть на вход АД действует АМ-колебание вида:

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}}(t) \cos \omega t,$$

где $U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{м}0} (1 + M \cos \Omega t)$;
где M - коэффициент модуляции;

$\Omega = 2\pi F$ - угловая частота модулирующего колебания.

График изменения этого напряжения во времени и его спектр имеют вид, показанный на рис. 7.1,а. Напряжение на выходе детектора $E_{\text{д}}$ (рис. 7.1,б) должно меняться в соответствии с законом изменения огибающей $U_{\text{вх}}$ входного напряжения $u_{\text{вх}}$. Как известно, спектр АМ-колебания при модуляции тоном с частотой F состоит из трех составляющих: несущего колебания с частотой $f_{\text{н}}$ и амплитудой $U_{\text{н}}$ и двух боковых составляющих с частотами $f_{\text{н}}+F$ и $f_{\text{н}} - F$ и амплитудами $0,5MU_{\text{н}}$. Спектр протектированного напряжения $E_{\text{д}}$ состоит из двух составляющих: постоянной составляющей $E_{\text{до}}$ на частоте $f=0$ и низкочастотной составляющей с частотой F и амплитудой U_{F} (рис. 7.1,в).

Таким образом, напряжение на выходе АД содержит составляющие частот, которых не было во входном напряжении. Поэтому задача амплитудного детектирования не сводится к простой фильтрации с помощью линейной цепи с постоянными параметрами (линейная цепь с постоянными параметрами не создает составляющих с новыми частотами).

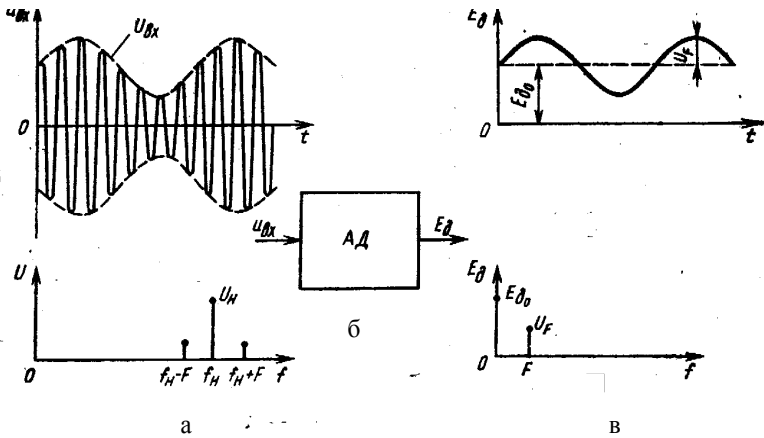


Рис.7.1

Новые частотные составляющие могут возникнуть только при прохождении сигнала через нелинейную, либо через параметрическую линейную цепь. Следовательно, АД в зависимости от способа выполнения можно подразделить на параметрические (синхронные) детекторы, использующие линейную цепь с периодически меняющимися параметрами, и детекторы на основе нелинейной цепи. В свою очередь, в зависимости от типа электронного прибора, реализующего нелинейную цепь, АД подразделяют на диодные, транзисторные и т. д. Транзисторные АД, в зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования, делят на коллекторные, базовые, эмиттерные, стоковые, затворные, истоковые. На практике наиболее часто используют диодные АД.

Коэффициентом передачи детектора называется отношение

$$K_{д} = \frac{E_{д}}{MU_{m0}}$$

При детектировании возможны искажения сигнала как нелинейные, так и линейные. Нелинейные искажения оценивают коэффициентом гармоник

$$k_2 = \sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots} / U_{\Omega}$$

где $U_{2\Omega}, U_{3\Omega} \dots$ - амплитуды выходного напряжения с частотами $2\Omega, 3\Omega \dots$

Линейные искажения – амплитудно - и фазочастотные обусловлены наличием в детекторе инерционных элементов.

Амплитудно-частотные искажения определяются зависимостью коэффициента передачи детектора от частоты модуляции входного сигнала.

Входная проводимость детектора характеризует степень его влияния на источник сигнала. Она находится как отношение амплитуды первой гармоники входного тока \dot{I}_ω к амплитуде напряжения несущей \dot{U}_{m0} на входе детектора

$$\dot{Y}_{BX} = \frac{\dot{I}_\omega}{\dot{U}_{m0}} = G_{BX} + j\omega C_{BX}.$$

Входная проводимость содержит активную и емкостную составляющие. В радиоприемных устройствах источником сигнала для амплитудного детектора является колебательный контур УПЧ.

7.3. Схемы амплитудных детекторов

В качестве нелинейного элемента детектора применяют диод, транзистор, микросхему.

7.3.1. Диодные детекторы

Наибольшее распространение получили диодные детекторы, т.к. они наиболее просты. Диодный АД, построенный по схеме рис. 7.2, называют последовательным, поскольку нагрузка R_H и диод VD включены последовательно.

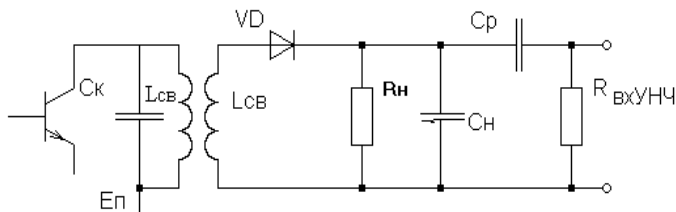


Рис. 7.2

Диодный АД, в котором диод и нагрузка включены параллельно, называют параллельным, его схема приведена на рис. 7.3.

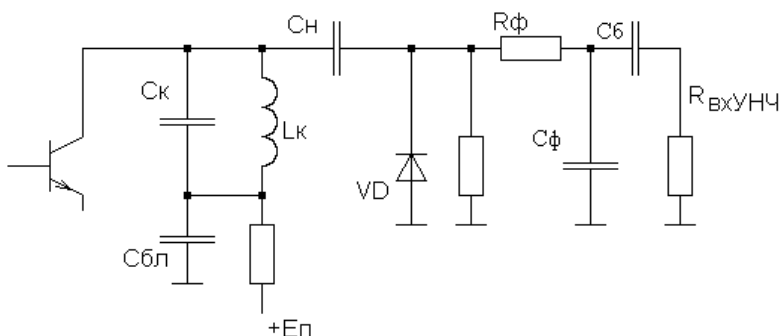


Рис. 7.3

Принцип работы последовательного и параллельного диодных АД одинаков и его можно пояснить с временной или со спектральной точек зрения.

Временная трактовка принципа работы АД. Пусть на вход АД поступает гармоническое напряжение с медленно меняющейся амплитудой (рис. 7.4).

$$u_{\text{вх}} = U \cos \omega_c t.$$

Если напряжение $u_{\text{вх}}$ положительно, то диод открывается и конденсатор C_n начинает заряжаться. Постоянная времени заряда τ_z конденсатора определяется емкостью C_n и малым сопротивлением открытого диода. По мере заряда C_n выходное напряжение E_d растет и стремится закрыть диод.

Действительно, согласно рис. 7.2, напряжение на диоде $u_d = u_{\text{вх}} - E_d$ и в момент $t = t_1$ $u_{\text{вх}} = E_d$, при этом $u_d = 0$ (рис. 7.4). Начиная с момента t_1 , диод закрывается ($u_{\text{вх}} < E_d$), и конденсатор C_n начинает разряжаться через резистор R_n . Постоянная времени разряда конденсатора $\tau_p = R_n C_n > \tau_z$, поэтому разряд C_n происходит значительно медленнее, чем его заряд. Разряд конденсатора C_n продолжается до момента $t = t_2$, при котором напряжение u_d становится равным нулю. Начиная с момента t_2 диод снова открывается, и конденсатор C_n начинает заряжаться. В результате серии зарядов и разрядов на выходе АД создается протектированное напряжение E_d , имеющее пульсирующую составляющую с частотой сигнала. С учетом того,

что время τ в практических схемах АД во много раз больше периода несущей $u_{вх}$, уровень пульсации E_d мал.

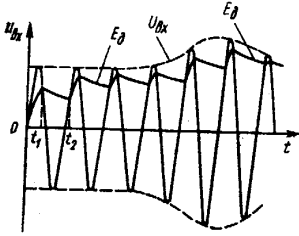


Рис. 7.4

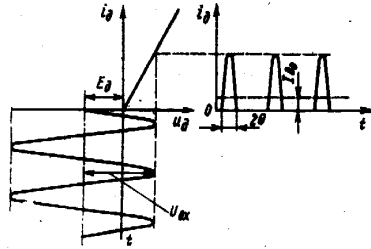


Рис.7.5

Спектральная трактовка принципа работы АД. На рис. 7.5 показан примерный характер изменения тока диода при постоянной амплитуде детектируемого сигнала. При построении графика предполагается, что в установившемся режиме напряжение на выходе детектора- E_d постоянно во времени. Напряжение на диоде $u_d = u_{вх} - E_d$, т. е. напряжение E_d на выходе АД обуславливает отрицательное напряжение смещения на диоде, относительно которого прикладывается $u_{вх}$. Вольт-амперная характеристика диода $i_d = F(u_d)$ для простоты рассмотрения представлена линейной с нулевым обратным током. Ток i_d протекает при открытом диоде и представляет собой импульсы с углом отсечки $\Theta < 90^\circ$. В этом токе имеется постоянная составляющая $I_{до}$, которая протекает по следующей цепи: диод, резистор нагрузки R_n , катушка L , диод VD . Ток $I_{до}$ создает на резисторе R_n падение напряжения $E_d = I_{до} R_n$. Если $u_{вх}$ – АМ-колебание, то напряжение E_d изменяется в соответствии с законом изменения огибающей входного напряжения; при этом по такому же закону изменяется напряжение смещения на диоде.

Чтобы ток с частотой модуляции протекал через сопротивление R_n , а токи с частотами $\omega, 2\omega, \dots$ через конденсатор C_n , необходимо выполнение следующего условия

$$\frac{1}{\omega C_n} \ll R_n \ll \frac{1}{\Omega_\theta C_n}, \quad (7.1)$$

где Ω_θ - верхняя частота модуляции.

В параллельном детекторе на резисторе R_n (рис.7.3), кроме выпрямленного напряжения будет и переменное напряжение. Чтобы оно не проходило на вход УНЧ, включают фильтр нижних частот $R_\phi C_\phi$.

Входное сопротивление параллельного детектора ниже, чем последовательного, поэтому он в большей степени оказывает влияние на последний каскад УПЧ, а поэтому применяется реже.

В схеме последовательного АД (рис 7.2) сопротивление нагрузки детектора для постоянной (R_H) и переменной ($R_{H\approx}$) составляющей различно

$$R_{H-} = R_H ; \quad R_{H\approx} = \frac{R_H \cdot R_{ВХУНЧ}}{R_H + R_{ВХУНЧ}} ,$$

что вызывает нелинейные искажения. Для их уменьшения применяют амплитудный детектор с разделенной нагрузкой, рис.7.6. Такая схема улучшает согласование с низкоомным входом УНЧ, но имеет меньший коэффициент передачи.

Достаточно часто в схемах радиоприемных устройств совмещают детектор АРУ и детектор сигнала. Один из вариантов такого совмещения приведен на рис.7.7, где R_Φ , C_Φ – фильтр системы АРУ.

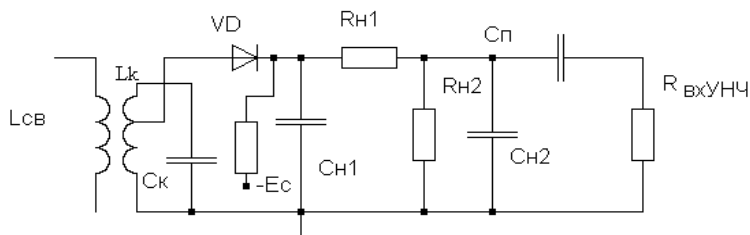


Рис. 7.6

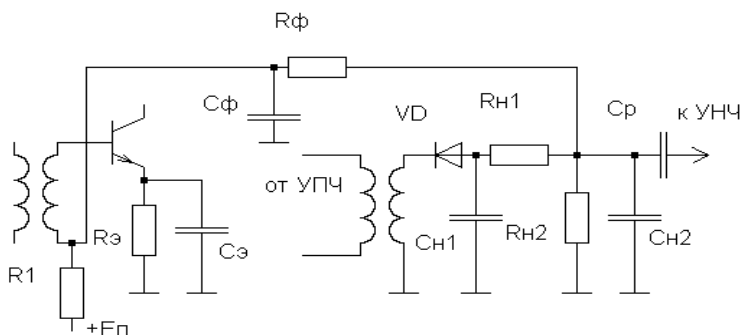


Рис. 7.7

При работе детектора на относительно низкой несущей частоте могут возникнуть трудности разделения высокочастотных составляющих и частоты модуляции согласно (7.1). В этом случае используют двухтактный детектор (рис 7.8), в котором диоды работают поочередно.

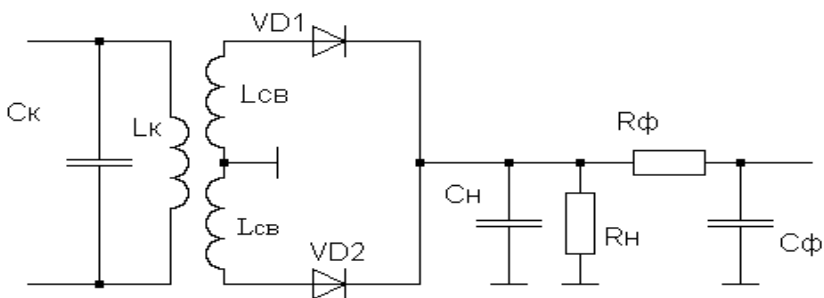


Рис. 7.8

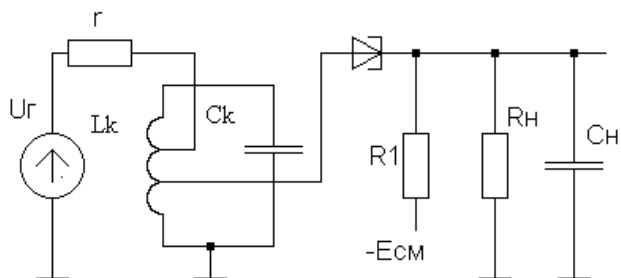
В данной схеме частота пульсаций высокочастотной составляющей удваивается, нечетные гармоники токов диодов VD1 и VD2 взаимно компенсируются, в результате высокочастотная составляющая хорошо отфильтровывается. Коэффициент передачи двухтактного детектора в два раза больше, чем у однотактного, и он точнее воспроизводит огибающую сигнала.

На рис.7.9 приведена схема детектора на туннельном диоде, которая обеспечивает эффективное детектирование сигналов малых уровней.

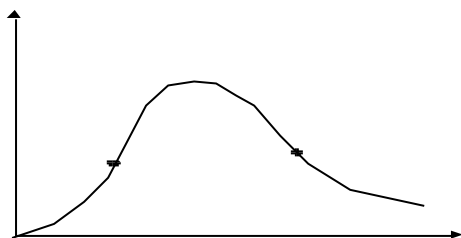
В данной схеме рабочую точку диода выбирают на восходящем (точка А) или нисходящем (точка В) участке ВАХ диода (рис.7.9,б). В последнем случае детектор получается регенеративным, т.к. обеспечивает и усиление сигнала за счет отрицательного сопротивления, вносимого туннельным диодом в контур.

В приемниках невысокого класса для увеличения коэффициента передачи могут использоваться детекторы с удвоением выходного напряжения (рис.7.10).

В положительный полупериод входного напряжения диод VD2 закрыт и конденсатор C_{H1} заряжается через диод VD1 до напряжения $U_{ВХ}$. В отрицательный полупериод диод VD1 закрыт и конденсатор C_{H2} заряжается до удвоенного амплитудного значения.



а



б

Рис. 7.9

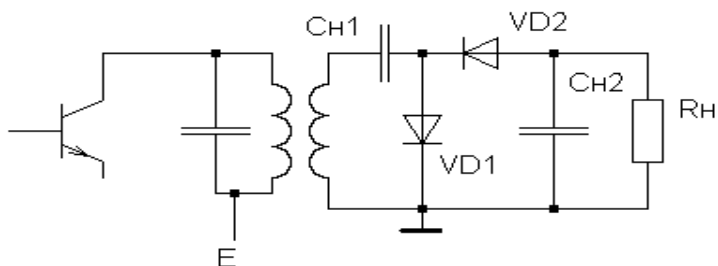


Рис. 7.10

В качестве согласующего звена детектора с выходом УПЧ, обычно используется LC- контур. Такая схема при всех преимуществах не может быть использована в интегральной технологии и требует настройки контура.

На рис.7.11 показана схема детектора, не содержащая согласующего LC- контура. Для данной схемы справедливо

$$K_{Д} = 2K'_{Д}, \quad R_{ВХД} = R'_{ВХД} / 2,$$

где штрихами обозначены параметры обычного диодного детектора.

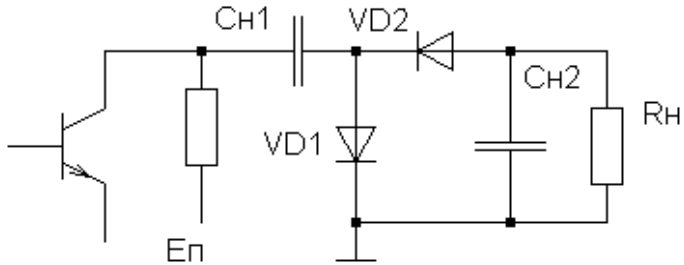


Рис. 7.11

7.3.2. Транзисторные детекторы

В транзисторных детекторах одновременно с детектированием происходит усиление, поэтому они работают при меньших уровнях входных сигналов.

Транзисторные АД, в зависимости от того, нелинейность характеристики какого тока транзистора используется для детектирования, подразделяются на коллекторные, базовые, эмиттерные, стоковые, затворные и истоковые. Для БТ чаще всего используется включение по схеме с ОЭ, что позволяет получать помимо детектирования и наибольшее усиление сигнала. Поэтому на практике обычно используется коллекторный детектор (КД), в котором детектирование происходит из-за нелинейности проходной характеристики $i_{к} = F(U_{бэ})$. Схема КД приведена на рис. 7.12,а.

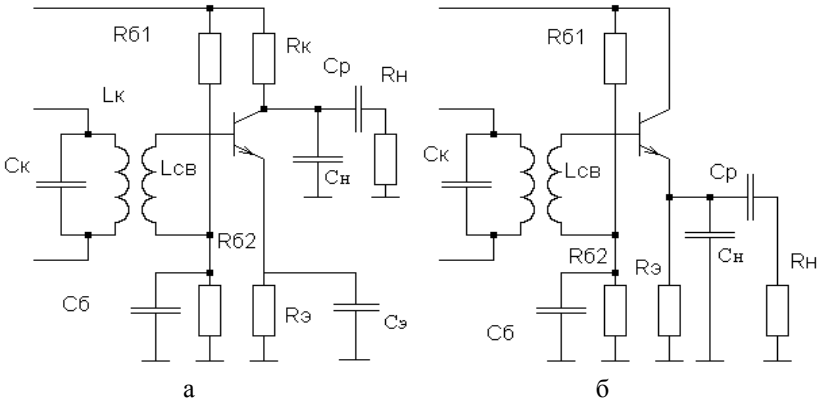


Рис. 7.12

Делитель $R_{61}R_{62}$ - задает смещение на транзисторе, конденсатор C_6 - блокировочный, $R_{кн}$ $S_{кн}$ - нагрузка детектора. Постоянная времени R_3C_3 выбирается так, чтобы составляющие токов несущей частоты и ее гармоники замыкались через конденсатор C_3 , а токи частоты модуляции создавали падения на R_3 и, следовательно, отрицательную обратную связь. Выбор параметров эмиттерной цепочки в схеме рис. 7.12,а производят из условия

$$\frac{1}{\omega_{ПР} C_3} \ll R_3 \ll \frac{1}{\Omega_{\max} C_3}. \quad (7.2)$$

Поскольку для КД $I_{к\max} = S_k U_{вх}$, где S_k — крутизна характеристики коллекторного тока, то продетектированное напряжение на резисторе R_n равно $E_d = I_{ко} R_n = I_{к\max} R_n / \pi = S_k R_n U_{вх} / \pi$. Во избежание искажений при детектировании КД работает при относительно малых $U_{вх}$. Коэффициент передачи КД.

$$K_d = E_d / U_{вх} = S_k R_n / \pi. \quad (7.3)$$

Анализируя (7.3), отмечаем, что K_d может быть больше единицы, это одно из основных преимуществ КД по сравнению с диодными.

Эмиттерный детектор (рис.7.12,б) применяют, когда нужно уменьшить шунтирующее действие детектора на последний контур УПЧ и обеспечить согласование с низкоомным входом УНЧ. Детектирование происходит вследствие нелинейности проходной характеристики

$$i_3 = f(U_{\bar{c}3}).$$

Эмиттерный детектор обеспечивает минимальные (для транзисторных детекторов) нелинейные искажения и отсутствие перегрузок по входному сигналу.

В рассмотренных схемах детекторов можно использовать полевые транзисторы.

7.4. Теория детектирования сигналов

Детектор можно представить в виде нелинейного четырехполюсника, нагруженного на сопротивление Z_n (рис 7.13). Поскольку детектор является нелинейным элементом, свойства его зависят от напряжения детектируемого сигнала, причем при сильных сигналах зависимость продетектированного напряжения от амплитуды входного сигнала ближе к линейной, чем при слабых, поэтому искажения при детектировании сильных сигналов значительно меньше.

Рассмотрим каждый из этих случаев отдельно.

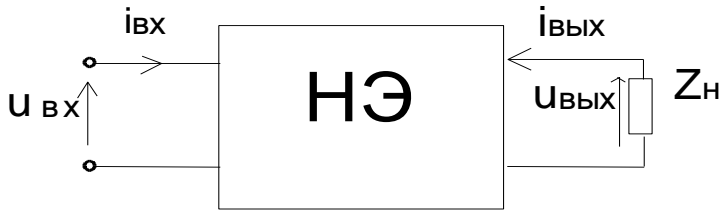


Рис. 7.13

7.4.1. Детектирование слабых сигналов

Для диодных детекторов слабым считается сигнал с амплитудой $U_m < 0.25\text{В}$, для транзисторных $U_m < 0.25\text{мВ}$. При детектировании слабых сигналов детекторная характеристика квадратичная

$$I_H = AU_m^2, \quad (7.4)$$

где A - коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров диода и нагрузки.

Если амплитуда сигнала изменяется по закону

$$U_m = U_{m0}(1 + M \cos \Omega t),$$

то согласно (7.4), имеем

$$I_H = AU_{m0}^2(1 + 2M \cos \Omega t + M^2 \cos^2 \Omega t) = AU_{m0}^2(1 + 2M \cos \Omega t + 0.5M^2 + 0.5M^2 \cos 2\Omega t).$$

Ток детектора содержит не только составляющую частоты модуляции $I_\Omega = 2AMU_{m0}^2$, но и вторую гармонику $I_{2\Omega} = 0.5AM^2U_{m0}^2$, т.е. имеют место нелинейные искажения. Коэффициент гармоник

$$k_\Gamma = \frac{I_{2\Omega}}{I_\Omega} = 0.25M.$$

Коэффициент передачи детектора зависит от амплитуды несущей сигнала

$$K_D = \frac{U_\Omega}{MU_{m0}} = \frac{I_\Omega R_H}{MU_{m0}} = 2AR_H U_{m0}.$$

7.4.2. Детектирование сильных сигналов

При детектировании сильных сигналов идеализированная характеристика диода без учета обратной ветви имеет вид

$$i = \begin{cases} SU_D, & \text{при } U > 0 \\ 0, & \text{при } U \leq 0 \end{cases}, \quad (7.5)$$

где S - крутизна характеристики диода.

Детектирование сильных сигналов происходит с отсечкой тока, что показано на рис. 7.14

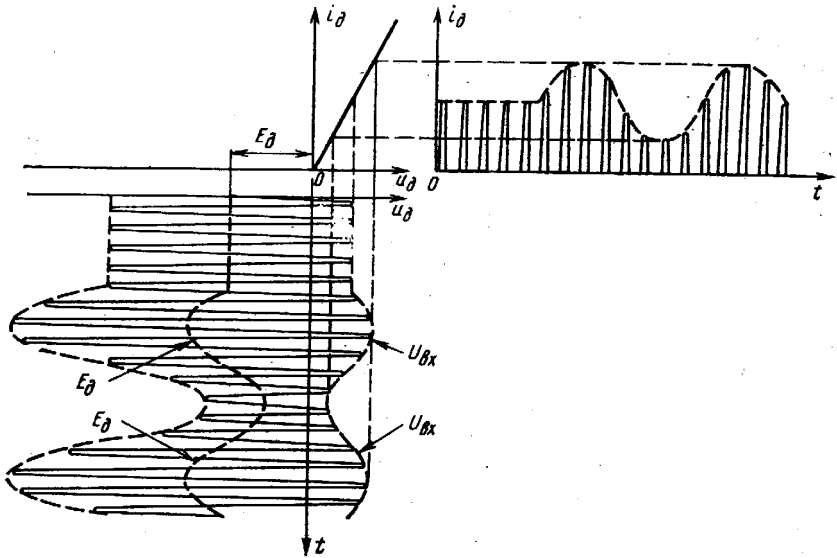


Рис. 7.14

При действии немодулированного сигнала $u_{BX} = U_m \cos \omega t$, на выходе будет напряжение

$$E_D = u_{BX} - u_D, \quad (7.6)$$

где $E_D = U_n$.

Ток через диод имеет вид импульсов с углом отсечки Θ . Значение Θ определяется из соотношения $u_{\text{д}} = U_m \cos \Theta - U_H = 0$, откуда

$$U_H = U_m \cos \Theta, \quad \text{а} \quad \cos \Theta = \frac{U_H}{U_m}. \quad (7.7)$$

Тогда выражение (7.6) можно записать в виде

$$\begin{aligned} u_{\text{д}} &= U_m (\cos \omega t - \cos \Theta), \\ i &= \begin{cases} SU_m (\cos \omega t - \cos \Theta), & n\pi u \cos \omega t > \cos \Theta; \\ 0, & n\pi u \cos \omega t < \cos \Theta. \end{cases} \end{aligned}$$

Постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_H = \frac{1}{\pi} \int SU_m (\cos \omega t - \cos \Theta) d\omega t = \frac{SU_m}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta).$$

Умножим обе части последнего равенства на R_H , получим

$$U_H = \frac{SR_H U_m}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta).$$

Подставляя значение $\cos \Theta$ из (7.7), получим

$$\text{tg} \Theta - \Theta = \frac{\pi}{SR_H}. \quad (7.8)$$

В общем случае трансцендентное уравнение (7.8) не имеет аналитического решения. Однако при малом угле Θ можно считать

$\text{tg} \Theta \approx \Theta + \frac{\Theta^3}{3}$ и тогда

$$\Theta = \sqrt[3]{3\pi/SR_H}.$$

Таким образом, для данного детектора Θ - постоянная величина, а это значит, что имеет место линейная зависимость тока нагрузки I_H и напряжения нагрузки U_H от амплитуды входного сигнала. Иначе говоря, характеристика детектора сильных сигналов линейна и в этом смысле детектор называют линейным. Для идеального диода коэффициент передачи детектора

$$K_{\text{д}} = \frac{U_{\Omega}}{MU_{m0}} = \cos \Theta.$$

Если считать, что вся подводимая мощность сигнала выделяется на нагрузке ($P_{\text{вх}} \approx P_H$), то можно записать

$$\frac{U_m^2}{2R_{вх}} \approx \frac{U_H^2}{R_H}.$$

При малом угле $\cos\Theta \approx 1$, тогда из (7.7) $U_H = U_m \cos\Theta$ и $U_H \approx U_m$, тогда для последовательного детектора

$$G_{вхпосл} \approx \frac{2}{R_H}.$$

Для параллельного детектора

$$G_{вхпар} \approx \frac{3}{R},$$

т. е. больше, чем у последовательного АД.

При использовании германиевых диодов следует учитывать обратный ток и в этом случае

$$G_{вхпосл} \approx \frac{3R + 2Rобр}{R \cdot Rобр},$$

т.е. обратная проводимость диода увеличивает входную проводимость детектора.

7.5.Искажения при детектировании АМ-сигналов

7.5.1.Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования

Характеристика детектирования реальных АД (рис. 7.15) отличается от прямолинейной. Начальный участок этой характеристики имеет напряжение $U_{нел}$, которое, например, у германиевых полупроводниковых диодов равно 0,1 В. Если минимальное напряжение на входе детектора меньше $U_{нел}$, т. е. $U_{вхmin} < U_{нел}$, то коэффициент передачи АД зависит от $U_{вх}$, форма протектированного напряжения отличается от формы огибающей входного напряжения, т. е. возникают нелинейные искажения протектированного напряжения.

Искажения из-за нелинейности характеристики детектирования малы, если $U_{вхmin} = U_H(1-M) > U_{нел}$. Для выполнения этого условия необходимо, чтобы амплитуда несущего колебания на входе АД $U_H > U_{нел}/(1-M)$.

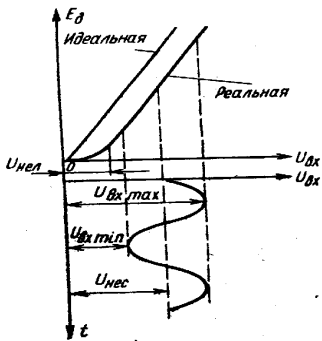


Рис. 7.15

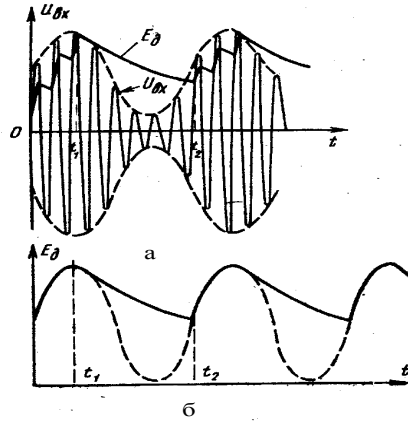


Рис. 7.16

7.5.2. Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки

Вспользуемся диаграммами входного и протектированного напряжений (рис. 7.16, а). При положительной полуволне входного напряжения диод открывается и происходит заряд конденсатора C_n до того момента, когда напряжение на диоде станет равным нулю. Начиная с этого момента, диод закрывается, и конденсатор C_n разряжается через резистор R_n . В результате серии зарядов и разрядов создается напряжение E_d . Если постоянная времени $t_n = R_n C_n$ большая, то конденсатор C_n практически не успевает разряжаться за время между соседними полупериодами $u_{вх}$. В этом случае напряжение E_d на конденсаторе C_n в интервале времени $t_1 - t_2$ убывает медленнее, чем амплитуда входного напряжения; напряжение на выходе АД в этом интервале времени не успевает следовать за изменением $U_{вх}$. Другими словами, при большой t_n АД становится инерционным относительно изменения огибающей входного напряжения, т.е. возникают нелинейные искажения.

На рис. 7.16,б показаны диаграммы напряжения на выходе АД при отсутствии искажений (штриховая кривая) и при искажениях формы напряжения E_d из-за больших t_n (сплошная кривая); искажения проявляются в том, что в интервале времени $t_1 - t_2$ напряжение E_d на выходе АД изменяется не по синусоидальному закону, а по экспоненциальному.

Механизм возникновения нелинейных искажений протектированного напряжения из-за цепи $R_n C_n$ состоит в том, что в интервале $t_1 - t_2$ напряжение $E_d > U_{вх}$, оно становится отрицательным для диода и запирает

его, при этом диод (нелинейный элемент) закрыт и его работа нарушается. Условие отсутствия искажений за счет инерционности нагрузки следующее: скорость разряда конденсатора C_n должна быть больше скорости спада напряжения $U_{вх}$, т. е.

$$|dE/dt| > |dU_{вх}/dt|.$$

Начиная с момента t_1 , в который $E_d = E_{д1}$, конденсатор C_n разряжается по экспоненте, т. е. $E_d = E_{д1} e^{-t/R_n C_n}$; напряжение $U_{вх} = U_n(1 + M \cos \Theta t)$. Взяв производные от E_d и $U_{вх}$, подставив их в неравенство $|dE/dt| > |dU_{вх}/dt|$ и исследовав полученное выражение на экстремум, получим окончательную формулу для расчета t_n :

$$t_n = R_n C_n < \frac{\sqrt{1-M^2}}{M\Omega}. \quad (7.9)$$

Согласно (7.9), постоянная времени нагрузки t_n АД должна быть тем меньше, чем больше высшая модулирующая частота Ω и коэффициент модуляции M . Физически это объясняется тем, что при малой частоте Ω амплитуда $U_{вх}$ меняется медленно, конденсатор C_n успевает разрядиться и следит за изменением $U_{вх}$; при малых значениях m амплитуда $U_{вх}$ изменяется в меньших пределах и конденсатор C_n также успевает разрядиться. Для увеличения K_d следует выбирать по возможности большее сопротивление R_n , однако с увеличением R_n необходимо уменьшать емкость C_n . Нужно помнить, что последняя не должна быть соизмеримой с емкостью диода, так как при этом K_d уменьшается.

7.5.3. Искажения из-за соизмеримости частоты модуляции и частоты несущего колебания

Если $f_n \gg F$, то, как следует из рис. 7.16, а, при правильно выбранной t_n напряжение E_d повторяет огибающую входного напряжения. Однако при соизмеримости частот, т.е. если $f_n = (2-3)F$, напряжение E_d практически перестает следить за изменением $U_{вх}$ (см. рис. 7.16, б). По этой причине частоту несущего колебания на входе АД (в супергетеродинном приемнике $f_n = f_{np}$) выбирают из условия $f_n = f_{np} > (5... 10)F_{max}$, где F_{max} - максимальная частота модуляции. Применение двухтактного детектора равносильно увеличению несущей примерно в 2 раза.

7.5.4. Искажения из-за влияния разделительной цепи

Схема АД с разделительной цепью $R_{вх} C_p$ показана на рис. 7.17.

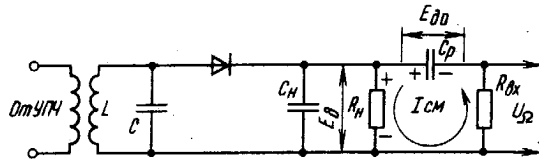


Рис. 7.17

При отключенной разделительной цепи напряжение E_d на резисторе R_n изменяется в соответствии с рис. 7.18, а, оно содержит две составляющие: постоянную E_{d0} и низкочастотную с амплитудой U_Ω . В приемниках АМ-сигналов используется низкочастотная составляющая протектированного напряжения, которая пропускается на вход последующего каскада через цепь $R_{вх}C_p$.

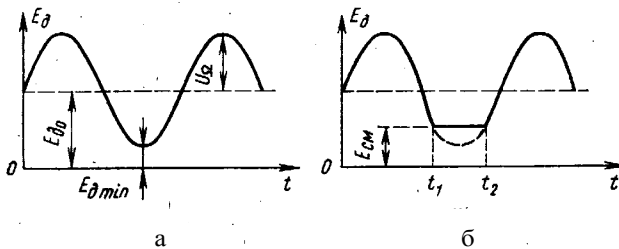


Рис. 7.18

Поскольку постоянная времени $\tau = R_{вх}C_p$ достаточно большая и обычно во много раз превышает период модулирующего колебания $T_F = 1/F$, на конденсаторе C_p выделится постоянная составляющая напряжения E_{d0} , а на сопротивлении $R_{вх}$ — низкочастотная составляющая U_Ω .

Сумма двух напряжений $E_{d0} + U_\Omega$ равна исходному напряжению E_d на выходе АД. Напряжение, до которого зарядится конденсатор C_p , $E_{d0} = U_n \cos \Theta$, где $\cos \Theta$ — коэффициент передачи АД; U_n — амплитуда несущего напряжения на входе АД. При уменьшении напряжения $U_{вх}$ в процессе модуляции до минимального значения конденсатор C_p становится источником постоянного напряжения. Поэтому напряжение E_d на резисторе R_n не уменьшится до $E_{d \min}$, как это происходит при отсутствии цепи $R_{вх}C_p$, на нем появится напряжение $E_{см} = E_{d0} R_n / (R_n + R_{вх})$, запирающее диод. При $\cos \Theta \cong 1$, $E_{d0} \cong U_n$. Так как конденсатор C_p имеет большую емкость, то за короткое время, пока E_d падает до минимума, он не успевает разрядиться. Наличие на резисторе R_n напряжения $E_{см}$ не позво-

ляет напряжению E_d стать менее $E_{см}$, при этом форма выходного напряжения искажается (рис. 7.18,б). Так как искажения имеют характер среза, они проявляются на всех частотах модуляции и заметны на слух.

Для борьбы с искажениями необходимо выполнять условие $U_{вх\ min} > E_{см}$. При $U_{вх\ min} = U_n(1-M)$; $U_n(1-M) > U_n R_n / (R_n + R_{вх})$ или $(1-M) > R_n / (R_n + R_{вх})$. Обычно значения R_n и M заданы. Тогда способом борьбы с этим видом искажений является правильный выбор $R_{вх} > M R_n / (1-M)$. Кроме того, используют детектор с разделенной нагрузкой (рис. 7.19), в котором сопротивление нагрузки по постоянному току $R_n = R_{n1} + R_{n2}$. Напряжение $E_{см}$ создается на резисторе R_{n2} за счет разряда C_p ; при этом значение $E_{см}$ существенно уменьшается. Однако деление нагрузки АД приводит к уменьшению коэффициента передачи детектора, поскольку продетектированное напряжение снимается не со всего резистора R_n , а только с его части (с резистора R_{n2}). Конденсатор нагрузки состоит из двух конденсаторов $C_{н1}$ и $C_{н2}$, что улучшает -фильтрацию для частоты $f_{пр}$.

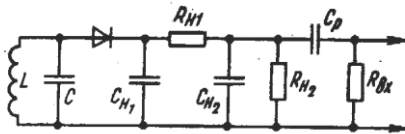


Рис. 7.19

Сущность возникновения нелинейных искажений продетектированного сигнала за счет линейной цепи $R_{вх} C_p$ состоит в том, что эта цепь работает совместно с диодным детектором и в интервале времени $t_1 - t_2$ (см. рис. 7.18,б) напряжение $E_{см}$ на R_n закрывает диод, нарушая его работу.

7.6. Детектирование импульсных сигналов

Различают два вида детектирования импульсных сигналов:

- детектирование радиоимпульсов, т.е. преобразование радиоимпульсов в видеоимпульсы (выделение огибающей импульса из принятой последовательности);
- пиковое детектирование, т.е. выделение огибающей всей последовательности радиоимпульсов (рис. 7.20).

Пиковое детектирование может осуществляться в два этапа. Вначале радиоимпульсы преобразуются в видеоимпульсы, а затем выделяется огибающая всей последовательности, либо детектируется непосредственно.

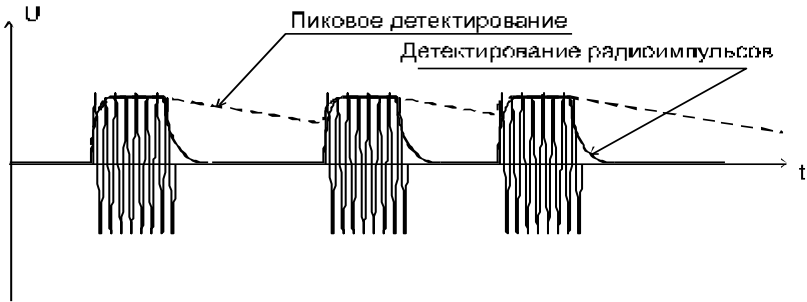


Рис. 7.20

Обычно интервал между импульсами намного превышает длительность импульса, поэтому детектирование каждого радиоимпульса можно рассматривать независимо.

7.6.1. Детектирование радиоимпульсов

Детекторы радиоимпульсов применяются в приемниках импульсных сигналов. Схема диодного детектора радиоимпульсов и предшествующего усилителя показана на рис. 7.21.

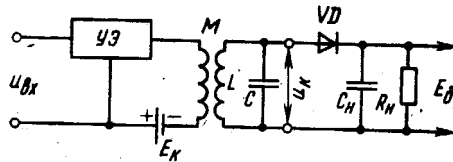


Рис. 7.21

Предположим, что на входе усилителя действует радиоимпульс с идеальной прямоугольной огибающей (рис. 7.22, а); в реальных условиях огибающая имеет определенное время установления и время спада.

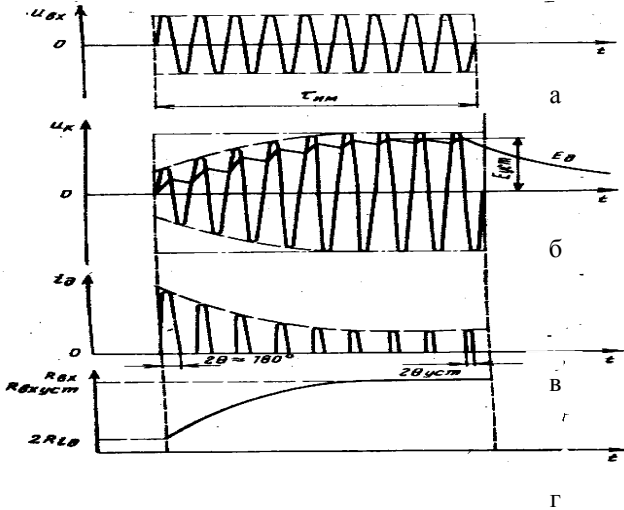


Рис. 7.22

Полосу пропускания контура усилителя полагаем настолько широкой, что при отключенном детекторе напряжение на нем имеет практически прямоугольную огибающую (штрихпунктирная линия на рис. 7.22,б). Напряжение U_k действует на входе диодного детектора. В начальный момент времени на диод поступает первая положительная полуволна напряжения U_k , диод открывается и происходит заряд конденсатора C_n от нулевого напряжения; при напряжении на диоде, равном нулю, конденсатор начинает разряжаться. При подаче на диод второй положительной полуволны напряжения конденсатор C_n начинает заряжаться не с нулевого напряжения, а с некоторого конечного значения, до которого успевает разрядиться C_n за первый полупериод напряжения U_k . В третий полупериод конденсатор C_n заряжается от напряжения более высокого, чем напряжение на нем в конце второго периода, и т. д.

В результате серии зарядов и разрядов напряжение E_d на конденсаторе C_n (рис. 7.22,б) устанавливается.

При этом напряжение при заряде увеличивается настолько, насколько оно уменьшается за время разряда конденсатора C_n . После окончания действия радиоимпульса конденсатор C_n разряжается через резистор R_n , и напряжение E_d на выходе детектора падает по экспоненте. Из диаграммы рис. 7.22, в видно, что в процессе установления напряжения на C_n меняется угол отсечки Θ тока диода. В начальный момент $\Theta \cong 90^\circ$, т. е. ток через

диод протекает практически в течение первого полупериода напряжения U_k . По мере установления E_d угол Θ уменьшается, стремясь при фиксированном значении R_n к установившемуся значению $\Theta \cong \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_{\text{прям}} R_n}}$. Та-

ким образом, в процессе установления напряжения E_d изменяется угол отсечки, продолжительность протекания и максимальное значение тока через диод. Это приводит к изменению постоянной составляющей I_{d0} и амплитуды первой гармоники I_{m1} тока диода. Изменение I_{m1} вызывает изменение входного сопротивления детектора $R_{вх}$. Так как в начальный момент действия радиоимпульса $\Theta \cong 90^\circ$, $R_{вхнач} \cong 2/S \cong 2R_{i_d}$, где R_{i_d} — внутреннее сопротивление открытого диода. Действительно, так как в первый период напряжения U_k диод открыт половину периода, а в течение второй половины периода он закрыт и не шунтирует контур, то среднее значение $R_{вхнач} \cong 2 R_{i_d}$. Сопротивление R_{i_d} мало и составляет несколько сотен ом, поэтому в начальный момент действия радиоимпульса сопротивление $R_{вхнач}$ детектора мало по сравнению с резонансным сопротивлением контура ($R_{вхнач} < R_\Sigma$). При этом $R_{вхнач}$ шунтирует контур, что приводит к уменьшению напряжения на нем.

По мере установления напряжения E_d входное сопротивление детектора из-за уменьшения угла Θ увеличивается (рис. 7.22, г), и в установившемся режиме $R_{вхуст} \cong 0,5 R_n$. Так как $R_{вхуст} > R_\Sigma$, сопротивление $R_{вхуст}$ практически не шунтирует контур. Таким образом, в процессе установления протектированного напряжения происходит переменное шунтирование контура входным сопротивлением детектора, вследствие чего напряжение на контуре не имеет прямоугольной огибающей, а возрастает постепенно (штриховая кривая на рис. 7.22, б).

В детекторе радиоимпульсов происходят два переходных процесса, приводящих к искажению импульса при детектировании: искажается фронт протектированного напряжения при подаче радиоимпульса на вход детектора и изменяется спад протектированного импульса после окончания действия радиоимпульса (рис. 7.23). Как показывают теория и эксперимент, установление протектированного импульса происходит быстрее, чем спад. Физически это объясняется тем, что процесс установления связан с зарядом конденсатора C_n через диод, который имеет сравнительно малое сопротивление. Однако диод открыт не на весь период высокочастотного напряжения, а только на его часть, равную 2Θ . Это приводит к увеличению времени установления напряжения E_d по сравнению с тем, которое реализуется, если диод открыт весь период. Процесс спада связан с разрядом конденсатора C_n через резистор R_n с большим сопротивлением.

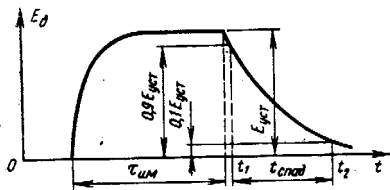


Рис. 7.23

Следовательно, спад протектированного импульса искажается больше, чем фронт. Поэтому искажения импульса при детектировании обычно оценивают по времени спада.

Спад протектированного импульса происходит по экспоненте: $E_d = E_{уст} e^{-\frac{t}{R_n C_n}}$; отсчет времени ведут от $t=T$. Принято считать, что время спада — это интервал, в течение которого напряжение E_d убывает от $0,9 E_{уст}$ до $0,1 E_{уст}$. Тогда согласно рис. 7.22, $0,1 E_{уст} = e^{-\frac{t_2}{R_n C_n}}$; $0,9 E_{уст} = e^{-\frac{t_1}{R_n C_n}}$. Решив эти уравнения относительно t_1 и t_2 для $t_{сп} = t_2 - t_1$, получим

$$t_{сп} = 2,3 R_n C_n.$$

Считается допустимым, если $t_{сп} < 0,25 T$. Тогда постоянная времени нагрузки $t_n = R_n C_n \cong 0,1 T$. Для уменьшения искажений протектированного импульса необходимо обеспечить малое $t_{сп}$, для чего следует снижать t_n . Уменьшение R_n приводит к снижению $R_{вх}$ детектора, а следовательно, к более сильному шунтированию входного контура и уменьшению коэффициента передачи детектора. При требуемом значении t_n стремятся по возможности уменьшать C_n . Однако при емкости C_n , соизмеримой с емкостью диода, к последнему прикладывается напряжение промежуточной частоты, существенно меньшее U_k (см. рис. 7.21). Поэтому необходимо, чтобы $C_n > (9 \dots 10) C_d$.

7.6.2. Пиковый детектор

Пиковый детектор (ПД) предназначен для детектирования импульсов постоянного тока; напряжение на его выходе пропорционально пиковому напряжению видеоимпульсов. В простейшем случае этот процесс можно осуществить с помощью линейного РфСф-фильтра нижних частот (интегрирующей цепи). Напряжение на выходе фильтра $E_d = U_{пик} t_i / T = U_{пик} / Q$, где $Q = T / t_i$ — скважность импульса. Коэффициент передачи

$K_d = E_d / U_{\text{пик}}^s = 1/Q$. При высокой скважности коэффициент K_d мал, поэтому этот способ детектирования целесообразно применять при $Q < 10$.

Если скважность импульсов велика, то для увеличения K_d применяют пиковый диодный детектор, схема которого аналогична схеме диодного детектора АМ-колебаний. Учитывая, что обычно ПД подключают к видеоусилителю с резисторной нагрузкой, чаще всего используют параллельный детектор (рис. 7.24). Поскольку на входе ПД действует импульсное напряжение, режимы работы ПД и АД различны.

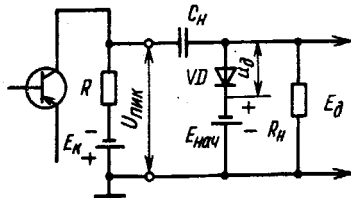


Рис. 7.24

Временная трактовка принципа работы ПД. На вход ПД поступают видеоимпульсы $U_{вх}$ (рис. 7.24), которые подаются на диод в положительной полярности. До воздействия первого импульса диод закрыт батареей $E_{нач}$.

Первый импульс открывает диод, и конденсатор C_n начинает через диод заряжаться; по окончании действия импульса конденсатор C_n разряжается через резистор R_n , благодаря большой постоянной времени цепи разряда напряжение на C_n уменьшается незначительно. Процесс устанавливается, когда за время заряда в конденсаторе C_n накапливается такое же количество электричества, какое теряется за время разряда, т. е. при $\Delta E = \Delta E_{зар} = \Delta E_{раз}$. Строго говоря, на рис. 7.25 показано изменение не продетектированного напряжения E_d , а напряжения на конденсаторе C_n ; однако при высокой скважности видеоимпульсов $E_d \approx E_c$.

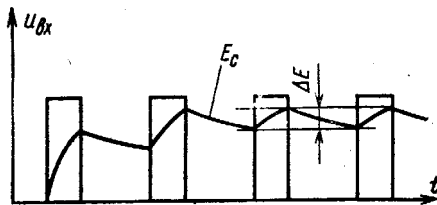


Рис. 7.25

Спектральная трактовка принципа работы ПД.

При достаточно большой емкости конденсатора C_d можно считать $E_c = \text{const}$. Диаграммы напряжения и тока диода при детектировании видеоимпульсов для установившегося режима показаны на рис. 7.26. Напряжение на диоде $u_d = U_{\text{пик}} - E_{\text{нач}} - E_d$, максимальное значение импульсов тока диода $I_{d\text{max}} = S(U_{\text{пик}} - E_{\text{нач}} - E_d)$, постоянная составляющая тока диода $I_{d0} = i_{d\text{max}} \cdot (\tau_i / T_i) = (U_{\text{пик}} - E_{\text{нач}} - E_d)S/Q$. Эта постоянная составляющая, протекая по цепи $VD - E_n - R_n - VD$, создает на резисторе R_n напряжение $E_d = I_{d0}R_n = (U_{\text{пик}} - E_{\text{нач}} - E_d)SR_n/Q$. Решив последнее выражение относительно E_d , получим $E_d = (U_{\text{пик}} - E_{\text{нач}})/(1 + Q/SR_n)$. Если батарея начального смещения отсутствует, т. е. $E_{\text{нач}} = 0$, то $E_d = U_{\text{пик}}/(1 + Q/SR_n)$ и коэффициент передачи ПД $K_d = E_d/U_{\text{пик}} = 1/(1 + Q/SR_n)$.

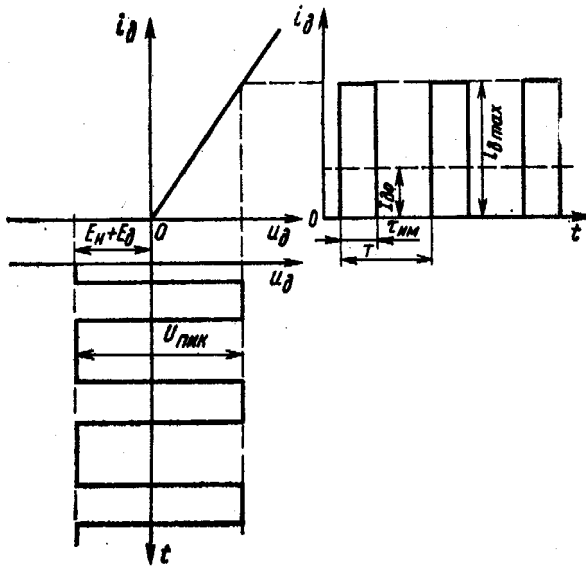


Рис. 7.26

При определении входной проводимости необходимо учитывать, что ПД потребляет от источника сигнала мощность, определяемую всеми гармониками тока диода: $G_{вх} = I_{\text{дет}}/U_{\text{пик}} = S[1 - (E_{\text{нач}} + E_d)/U_{\text{пик}}]$.

Одна из схем диодного детектора радиоимпульсов приведена на рис. 7.27.

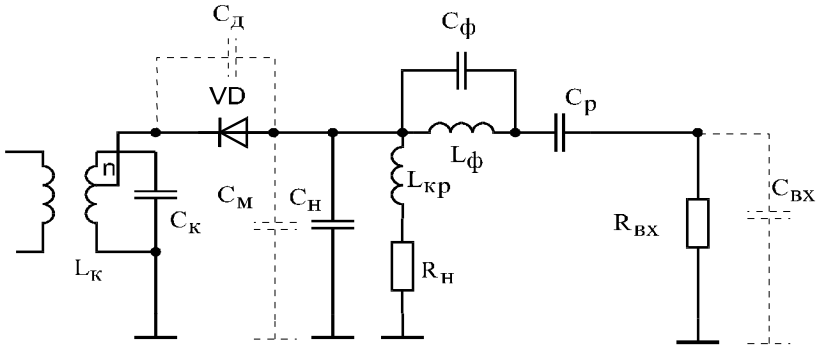


Рис. 7.27

Это типовая схема диодного детектора, которая незначительно отличается от ранее рассмотренной. Введение корректирующего дросселя $L_{кр}$ последовательно с $R_{н}$ при необходимости позволяет уменьшить время установления на 40÷50%. Для большего подавления промежуточной частоты применяют заградительный фильтр $L_{ф}C_{ф}$. Штриховыми линиями показаны паразитные емкости, которые также влияют на работу детектора. Данная схема хорошо работает с импульсами микросекундной длительности и частотами заполнения - несколько десятков МГц.

Схема пикового детектора при непосредственном детектировании радиоимпульсов ничем не отличается от схемы последовательного диодного детектора (см. рис. 7.3).

При этом необходимо постоянную времени детектора выбрать из условия

$$T \ll R_{н}C_{н} \ll T_{М}, \quad (7.10)$$

где T - период следования импульсов; $T_{М}$ - период модуляции.

Для схемы пикового детектора радиоимпульсов характерно разделение нагрузки $R_{н} = R_{н1} + R_{н2}$. Это вызвано тем, что требуется получить большую постоянную времени заряда $C_{н}$ при допустимом различии нагрузок детектора по постоянному и переменному току $R_{н-}/R_{н\sim} \approx 1$. В этом случае условие (7.10) имеет вид:

$$10T \leq \frac{R_{н}R_{ОБР}C_{н}}{(R_{н} + R_{ОБР})} \leq \frac{\sqrt{1-M^2}}{\Omega_{н}}.$$

Это значит, что обратное сопротивление диода $R_{обp}$ должно быть достаточно велико. Условие (7.10) справедливо и для пикового детектора видеосигналов.

7.7. Параметрический (синхронный) АД

В синхронных детекторах (рис. 7.28) под действием гетеродина периодически меняется во времени параметр цепи (наиболее часто — крутизна ПЭ).

Поскольку к таким устройствам относятся и ПЧ, структурная схема параметрического АД совпадает со структурной схемой ПЧ. Частоту гетеродина (Γ) выбирают равной частоте несущего колебания на входе детектора, т. е. гетеродин должен быть синхронным с сигналом: $f\Gamma = f_c$, поэтому такой АД называют синхронным. Ток на выходе ПЭ при $f\Gamma = f_c$ с учетом начальной фазы колебания гетеродина

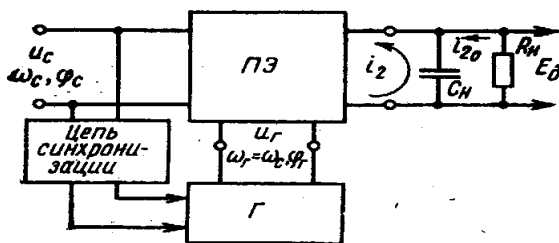


Рис. 7.28

$$i_2 = S_0 U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) + 0,5 S_1 U_c [\cos(2\omega_c t + \varphi_r + \varphi_c) + \cos(\varphi_r - \varphi_c)] + \dots$$

Из этого выражения следует, что ток i_2 содержит составляющие различных частот $f_c, 2f_c, \dots$ и составляющую нулевой частоты. Таким образом, в выходном токе i_2 возникают новые частотные составляющие. Составляющая с нулевой частотой является полезной, создающей напряжение E_d на выходе фильтра. Полезная составляющая тока

$$i_{20} \cong 0,5 S_1 U_c \cos(\varphi_r - \varphi_c).$$

Для выделения i_{20} используют фильтр, состоящий из параллельной $R_n C_n$ -цепи. Составляющая тока i_{20} создает на R_n напряжение

$$E_d \cong i_{20} R_n \cong 0,5 S_1 U_c R_n \cos(\varphi_r - \varphi_c). \quad (7.11)$$

S_1 — максимальна при угле отсечки тока активного элемента в 120° .

Из (7.11) следует; что АД создает напряжение в соответствии с законом изменения амплитуды входного сигнала. Кроме того, напряжение E_d зависит от разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_r - \varphi_c$, т. е. синхронный АД реагирует одновременно на два параметра входного сигнала: U_c и φ_c . Для работы такого АД необходимо, чтобы фаза сигнала равнялась фазе гетеродина: $\varphi_c = \varphi_r$; при этом $\cos\Delta\varphi = 1$; напряжение E_d максимально. Если $\varphi_c = \varphi_r \pm 90^\circ$, то $\cos\Delta\varphi = 0$; $E_d = 0$. Следовательно, необходима не только синхронность ($f_r = f_c$), но и синфазность ($\varphi_r = \varphi_c$) напряжения гетеродина с напряжением сигнала. Для реализации синхронности и синфазности гетеродина создается специальная цепь синхронизации (см. рис. 7.28), включающая в себя фильтр для выделения несущего колебания U_c , которое подводится к фазовому детектору системы автоматической подстройки частоты гетеродина.

Коэффициент передачи синхронного детектора

$$K_{д\Omega} = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = 0,5 S_1 R \cos \varphi_c$$

максимален при $\varphi_c = 0$ и $S_1 = S_{1max}$, тогда $K_{д\Omega_{max}} = 0,5 S_{1max} R$.

Эффективность детектирования в синхронном детекторе определяется фазой ВЧ заполнения принимаемого сигнала.

При воздействии 2-х сигналов или сигнала и сильной помехи и при равенстве частоты и фазы его с гетеродинными имеет место значительное улучшение отношения сигнал / помеха на выходе детектора.

Нагрузку детектора, т.е. ФНЧ выбирают как и в случае обычного нелинейного детектора.

Вариант схемы РПрУ с синхронным детектором имеет вид, представленный на рис. 7.29.

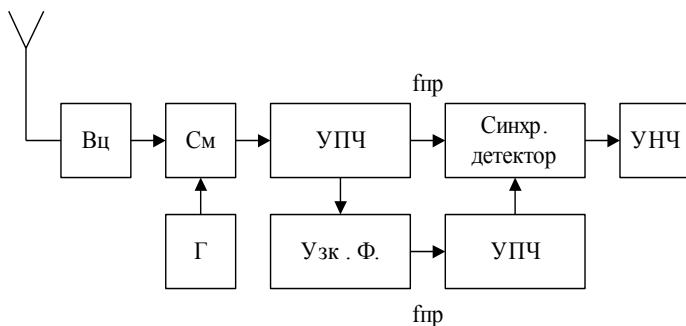


Рис. 7.29

Широкому применению синхронных детекторов препятствует трудность обеспечения равенства фаз гетеродинного и принимаемого сигналов.

Выводы

1. Спектр напряжения на выходе АД содержит составляющие, которых не было в спектре детектируемого напряжения, поэтому АД нельзя реализовать с помощью линейной системы с постоянными параметрами.
2. Амплитудный детектор можно создать на основе линейной системы с периодически меняющимися параметрами (синхронный детектор) или на основе нелинейной системы.
3. Принцип действия синхронного АД аналогичен принципу работы ПЧ. Гетеродин детектора должен быть синхронным и синфазным с сигналом ($f_{Г} = f_{С}$ и $\varphi_{Г} = \varphi_{С}$).
4. Формирование продетектированного напряжения $E_{Д}$ на выходе АД можно объяснить с временной точки зрения как результат заряда конденсатора $C_{Н}$ через открытый диод и разряд через резистор $R_{Н}$, а со спектральной – как результат создания на резисторе $R_{Н}$ напряжения $E_{Д}$ постоянной составляющей тока диода.
5. В АД с линейно-ломаной ВАХ без начального смещения коэффициент передачи детектора $K_{Д}$ равен косинусу угла отсечки тока диода. Для увеличения $K_{Д}$ необходимо увеличивать произведение крутизны диода на сопротивление нагрузки.
6. Входное сопротивление последовательного АД зависит в основном от крутизны обратного тока диода и сопротивления нагрузки детектора.
7. Параллельный АД применяют в тех случаях, когда на его входе помимо детектируемого сигнала имеется постоянное напряжение.
8. Спектр напряжения на выходе АД содержит составляющие с частотами, отсутствующими в спектре детектируемого напряжения. Поэтому АД нельзя реализовать с помощью линейной системы с постоянными параметрами.
9. Нелинейные АД имеют разные свойства при малых и при больших сигналах. При малых сигналах характеристика детектирования нелинейна, при больших – почти линейна.

10. При амплитудном детектировании возникают следующие виды искажений: из-за нелинейности характеристики детектирования, из-за большой постоянной времени нагрузки, из-за влияния разделительной цепи и из-за соизмеримости частоты модуляции и частоты несущего колебания.
11. Импульсные сигналы детектируют детекторами радиоимпульсов и пиковыми детекторами.
12. Амплитудный детектор можно создать на основе линейной системы с периодически меняющимися параметрами (синхронный детектор).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. На основе каких систем можно реализовать амплитудный детектор?
2. Поясните принцип действия синхронного АД.
3. Объясните принцип действия диодного АД с временной и спектральной точек зрения.
4. Чему равен и от каких параметров зависит коэффициент передачи диодного АД при детектировании слабых сигналов?
5. Чему равно и от каких параметров зависит входное сопротивление диодного АД?
6. Поясните механизм влияния на входное сопротивление диодного АД сопротивления нагрузки.
7. Каковы особенности и область применения параллельного диодного АД?
8. Нарисуйте диаграммы напряжения и тока диода при детектировании АМ-колебаний диодным АД в режиме сильных сигналов.
9. Нарисуйте и сравните схемы диодных АД: последовательную, параллельную и с раздельной нагрузкой.
10. Когда используют двухтактный диодный АД?
11. Нарисуйте схему диодного АД с удвоением выходного напряжения.
12. Нарисуйте схему транзисторного АД.
13. Какие искажения возникают при детектировании АМ-колебаний и какие способы борьбы с ними?
14. Поясните процесс установления напряжения на выходе диодного детектора радиоимпульсов и укажите способ оценки искажений протектированного импульса.
15. Поясните принцип работы пикового детектора и укажите, от каких параметров зависит его коэффициент передачи.

8. ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Частотным детектором (ЧД) называется устройство, которое выполняет одну из функций:

- преобразование сигнала в напряжение, изменяющееся во времени в соответствии с законом изменения частоты входного сигнала. Такие ЧД применяют в РПУ ЧМ-колебаний;

- преобразование отклонения несущей частоты от номинального значения в постоянное напряжение, величина и знак которого характеризуют отклонение. Такие ЧД необходимы, например, в системах АПЧ.

Принцип частотного детектирования состоит в преобразовании ЧМ-колебания в линейной системе в колебание с другим видом модуляции с последующим детектированием преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью. Общая структурная схема ЧД показана на рис. 8.1, АО служит для устранения паразитной амплитудной модуляции ЧМ-колебания.

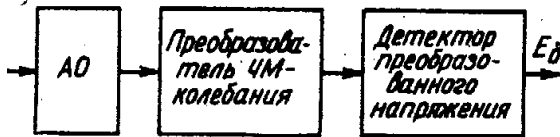


Рис.8.1

Преобразовать ЧМ-колебание можно в колебания следующих видов:

- амплитудно-частотно-модулированное (АЧМ), у которого амплитуда меняется в соответствии с изменением частоты колебания. Это преобразование можно осуществить в линейной цепи с реактивными параметрами, зависящими от частоты. После линейной цепи АЧМ-колебание детектируется АД;

- фазочастотное с последующим фазовым детектированием;

- импульсы с переменной скважностью с последующим детектированием импульсным детектором, напряжение на выходе которого пропорционально длительности импульсов, и т. д.

Важнейшей характеристикой ЧД является его статическая детекторная характеристика - зависимость выходного напряжения от частоты (рис.8.2).

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{д}} = \varphi_0 \left(f_0 \pm \Delta f \right).$$

Частота, при которой $E_d = 0$, называется переходной. Обычно исключают зависимость от входного напряжения и рассматривают нормированную характеристику

$$\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \varphi(f_0 \pm \Delta f).$$

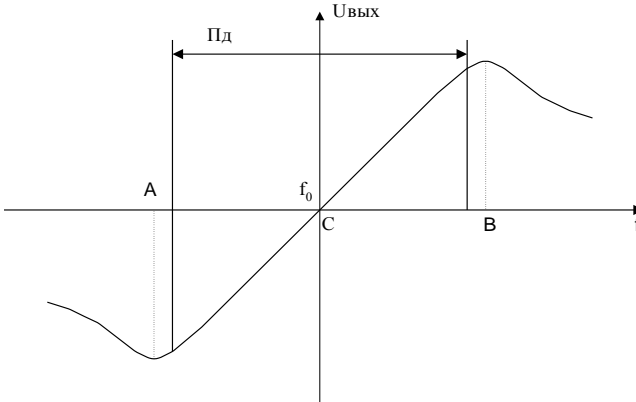


Рис. 8.2

Назначение ЧД определяет требования к его показателям:

- высокая крутизна нормированной статической детекторной характеристики;

$$S_{\text{ЧД}} = \frac{d\left(\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right)}{dfc}.$$

- высокая линейность характеристики;
 - большой размах (раствор) Пд;
 - минимальность частотных и фазовых искажений;
 - стабильность характеристик при изменении климатических условий.

8.1. Виды частотных детекторов

К детекторам, преобразующим отклонение частоты в изменение амплитуды, относятся одноконтурные и балансные ЧД. В таких детекторах ЧМ-колебание преобразуется в АЧМ-колебание в расстроенных отно-

сительно несущей частоты резонансных цепях с последующим детектированием амплитудным детектором.

К детекторам, преобразующим изменение частоты в изменение фазового сдвига, относятся ЧД с двумя связанными контурами и дробный детектор (детектор отношений). К этому же типу относятся детекторы совпадений.

8.1.1. Одноконтурный ЧД

Преобразование ЧМ-колебания в детекторе, схема которого показана на рис. 8.3, осуществляется в резонансном LC-контуре с использованием для этого наклонного участка его АХЧ, где зависимость U_k от f близка к линейной.

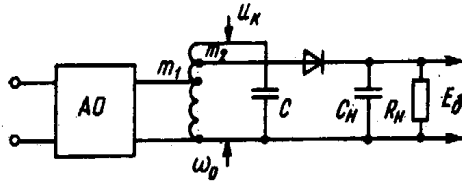


Рис. 8.3

Таким образом, действие данного вида ЧД происходит с расстроенным относительно частоты сигнала контуром. При использовании наклонного участка АЧХ контура возникает сопутствующая модуляция (рис. 8.4), при которой закон изменения амплитуды U_k напряжения на контуре соответствует закону изменения частоты входного сигнала.

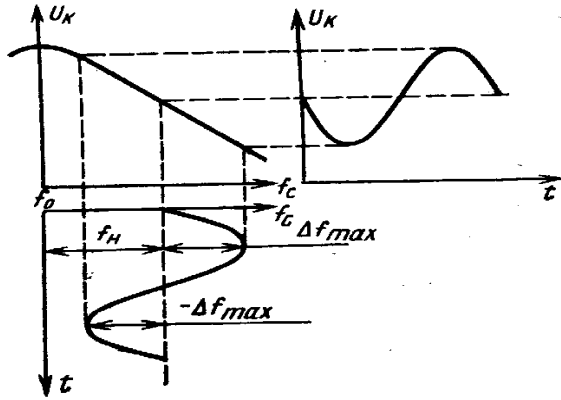


Рис. 8.4

Напряжение с контура подается на АД, после которого $E_d = F(f_c)$.
Напряжение на контуре

$$U_K = U_{K0} / \sqrt{1 + [2(f_c - f_0) / f_0 d_3]^2},$$

где $U_{K0} = I_{m1} m n R_3$; I_{m1} —амплитуда первой гармоники тока на выходе АО; d_3 —эквивалентное затухание контура. Тогда

$$E_d = U_K \cos \Theta = U_{K0} \cos \Theta / \sqrt{1 + [2(f_c - f_0) / f_0 d_3]^2},$$

где $\cos \Theta$ —коэффициент передачи АД.

Характеристика детектирования, построенная согласно выражению для E_d , по форме совпадает с АЧХ, используемой в ЧД линейной цепи (в данном случае с резонансной характеристикой контура). Подобные простейшие ЧД применяются только в системах с узкополосной ЧМ, поскольку не обладают достаточно линейными детекторными характеристиками. Повысить линейность характеристики детектирования ЧД можно уменьшением добротности контура, либо использованием балансного ЧД с взаимно расстроенными контурами.

В этих схемах используют резонансный контур для преобразования изменения частоты в изменение фазового сдвига с последующим фазовым детектированием, т.к. резонансный контур имеет ФЧХ, у которой фазовый сдвиг в некоторых пределах пропорционален частотной расстройке.

8.1.2. Балансный ЧД

Балансный ЧД с взаимно расстроенными контурами представляет собой два ЧД с одиночными контурами, функциональная схема которого приведена на рис. 8.5, а принципиальная – на рис. 8.6,

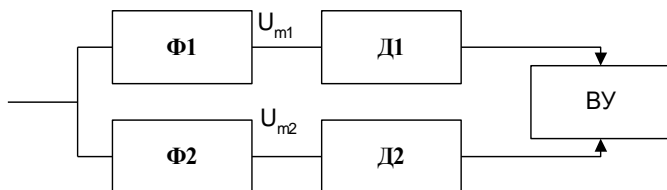


Рис. 8.5

где ВУ – вычитающее устройство.

Контур L1C1 первого ЧД настроен на частоту f_{01} , превышающую f_0 на δf , а контур L2C2-на частоту f_{02} , которая на δf ниже средней частоты входного сигнала f_0 , полосы пропускания фильтров для симметрии должны быть равны

$$\frac{f_1}{Q_1} = \frac{f_2}{Q_2} = \frac{f_0}{Q}$$

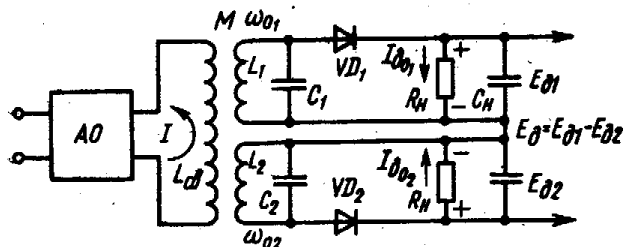


Рис 8.6

При $f=f_0$ $U_{K1}=U_{K2}$, $E_{D1} = E_{D2}$ и напряжение на выходе. ЧД (рис. 8.7) $E_D = 0$. При $f > f_0$ напряжение U_{K1} на первом контуре становится больше, чем напряжение U_{K2} на втором, и соответственно $E_{D1} > E_{D2}$, $E_D > 0$. При $f < f_0$, $U_{K1} < U_{K2}$, $E_{D1} < E_{D2}$ и $E_D < 0$.

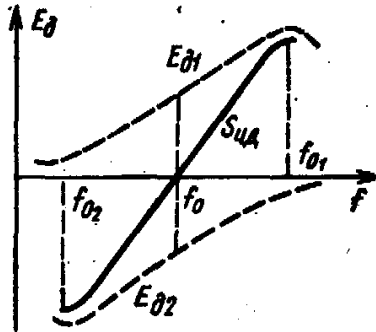


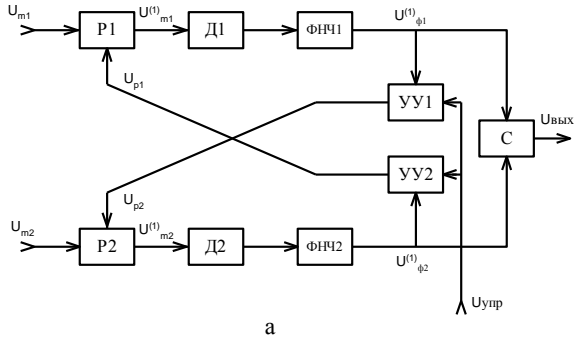
Рис. 8.7

Характеристика детектирования балансного ЧД с взаимно расстроенными контурами практически симметрична, поэтому при детектировании отсутствуют искажения по второй гармонике. При значительной взаимной расстройке контуров характеристика детектирования становится нелинейной.

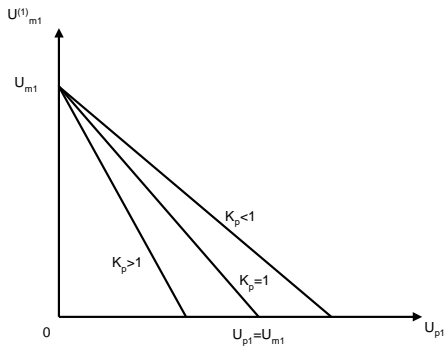
При работе в условиях действия случайных возмущений, обусловленных внутренними шумами приемного устройства, амплитудными флуктуациями входного сигнала и другими причинами, на вход ЧД поступает радиосигнал, смешанный с шумами. Зависимость математического ожидания выходного напряжения ЧД от величины f называется дискриминационной характеристикой.

В случае, когда необходимо получить высокую крутизну дискриминационной характеристики, можно использовать усилитель, однако он усилит и сигнал и шум, поэтому применение усилителя не решает задачу повышения крутизны дискриминационной характеристики. Другим методом повышения крутизны является применение более узкополосных фильтров, однако их применение приводит к затягиванию переходных процессов и размах линейного участка характеристики уменьшается. Третьим методом повышения крутизны является применение дискриминаторов с управляемой характеристикой, реализуемых на основе структур с взаимными обратными связями (рис. 8.8).

На рис. 8.8,а приведена функциональная схема детектора (дискриминатора) с взаимными обратными связями, где



а



б

Рис. 8.8

Р - регуляторы уровня проходящих сигналов,
УУ – управляемые усилители.

Если ко входу схемы, представленной на рис. 8.8,а подключить фильтры, как в схеме, представленной на рис. 8.5, то получим схему частотного детектора с взаимными обратными связями.

На рис. 8.8,б представлена регулировочная характеристика Р1, аналогичный вид имеет характеристика для Р2.

На рис. 8.9 приведена дискриминационная характеристика ЧД с взаимными обратными связями. Очевидно, что ее крутизна при коэффициенте обратной связи $0 < K < 1$ выше, чем у обычного ЧД (рис. 8.7).

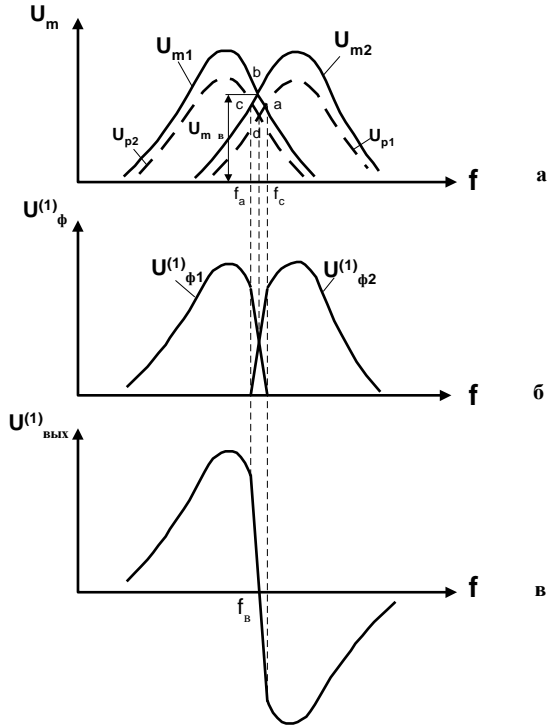


Рис. 8.9

Для сопоставления ЧД по крутизне необходимо сравнивать не дискриминационные характеристики, представляющие зависимость математического ожидания процесса на выходе дискриминатора, а относительные дискриминационные характеристики, представляющие собой зависимость отношения математического ожидания процесса на выходе дискриминатора к корню квадратному из дисперсии D этого процесса (M/\sqrt{D}).

На рис. 8.10 представлены относительные дискриминационные характеристики ЧД с взаимными обратными связями при соотношениях сигнал/шум, равных 2 и 4 (кривые 2 и 1 соответственно), для случаев $K = 0$ (кривые 1 и 2), $K = 0,5$ (кривая 4) $K = 1$ (кривая 3). Из сопоставления кривых видим, что кривая 4 (для $K=0,5$ и $P_C/P_{III}=2$) близко лежит к исходной (при $K = 0$ и $P_C/P_{III}=4$), а кривая 3 (для $P_C/P_{III}=2$ и $K = 1$) имеет крутизну относительной дискриминационной характеристики ЧД с взаимными об-

ратными связями, превышающую крутизну характеристики обычного ЧД для $P_C/P_{II} = 4$ (кривая 1).

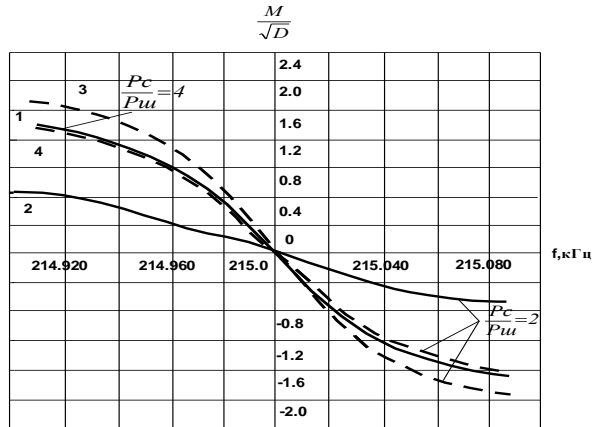


Рис. 8.10

Таким образом, применение ЧД с взаимными обратными связями позволяет получить регулируемую крутизну относительной дискриминационной характеристики, значительно превышающую крутизну, получаемую без обратных связей. Важно отметить, что повышение крутизны реализуется при широких исходных фильтрах, поэтому переходные процессы затягиваются незначительно (значительно меньше, чем при получении аналогичной крутизны относительной характеристики за счет применения более узкополосных фильтров).

Следует отметить, что по схеме с обратными связями возможно построение и амплитудных, и фазовых дискриминаторов с управляемой характеристикой.

8.1.3. ЧД с двумя связанными контурами

Принципиальная схема ЧД со связанными контурами показана на рис. 8.11. Обычно плечи ЧД выполняют одинаковыми, поэтому $R_{H1} = R_{H2} = R_H$; $C_{H1} = C_{H2} = C_H$. Для преобразований ЧМ-колебаний используют линейную цепь из двух индуктивно связанных контуров $L1C1$ и $L2C2$. Контуры настроены на частоту $f_{01} = f_{02} = f_0$, равную средней частоте сигнала. На выходе линейной цепи включены два диодных детектора, на нагрузках которых выделяются продетектированные напряжения E_{D1} и E_{D2} . Так как дио-

ды VD1, VD2 одинаковы, а $R_{H1}=R_{H2}$, коэффициенты передачи диодных детекторов равны $\cos\Theta$. Тогда $E_{D1}=U_{D1} \cos\Theta$, $E_{D2}=U_{D2} \cos\Theta$, где U_{D1} , U_{D2} –

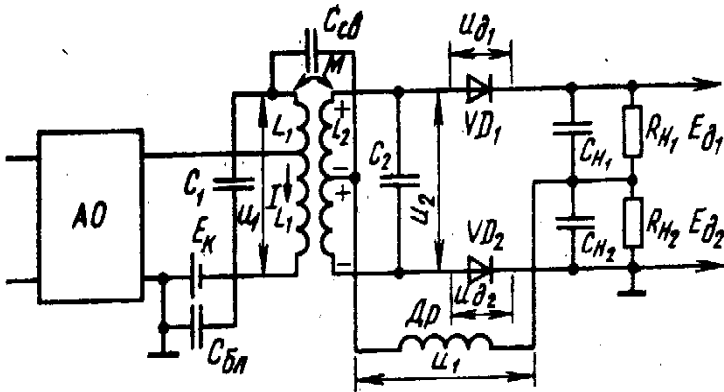


Рис. 8.11

высокочастотные напряжения на диодах. Постоянная составляющая тока диода VD1 протекает по цепи VD1 - R_{H1} - Др - верхняя половина L2-VD1, а постоянная составляющая тока VD2—по цепи VD2- R_{H2} - Др- нижняя половина L2-VD2. Дроссель Др служит для замыкания цепи постоянной составляющей тока диода. Специального вычитающего устройства в ЧД нет, а используется простое сложение напряжений E_{D1} и E_{D2} в противоположной полярности, следовательно,

$$E_D = E_{D1} - E_{D2} = (U_{D1} - U_{D2}) \cos\Theta. \quad (8.1)$$

Для определения E_D необходимо найти напряжения U_{D1} и U_{D2} . Для этого укажем цепь протекания высокочастотной составляющей тока диода VD1: VD1— C_{H1} - C_{H2} - общий провод -Сбл -L1C1-Ссв- контур L2C2-VD1. К диоду VD1 приложено два напряжения: половина напряжения на втором контуре $0,5U_2$ и напряжение на первом контуре U_1 , т. е. $U_{D1}= U_1+0,5 U_2$. Напряжение U_1 выделяется на дросселе Др, подключенном по высокой частоте параллельно L1C1-контру; наличие напряжения U_1 необходимо для нормальной работы ЧД. Для того чтобы индуктивность дросселя Лдр не влияла на индуктивность первого контура, ее выбирают исходя из условия $L_{др} \cong 10L_1$. По аналогии для диода VD2 можно записать $U_{D2} = U_1 - 0,5 U_2$; знак «минус» обусловлен тем, что если к диоду VD1 прикладывается плюс

напряжения U_2 , то в этот же момент к диоду VD2 прикладывается «минус» этого напряжения.

Принцип работы ЧД со связанными контурами поясним с помощью векторных диаграмм, приведенных на рис. 8.12.

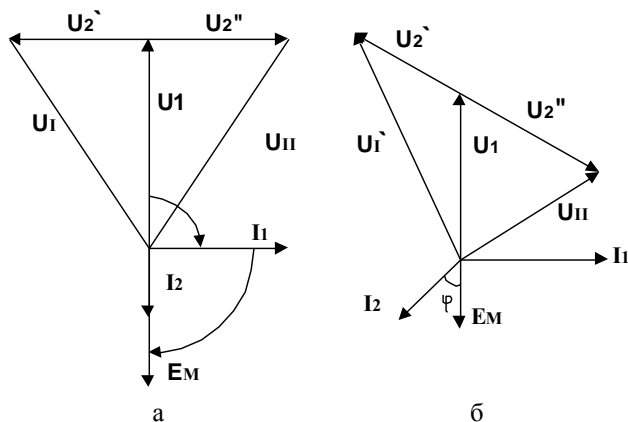


Рис. 8.12

Предположим, что $f_c = f_o$. В качестве исходного берем вектор напряжения U_1 , его фазу принимаем равной нулю. На диаграмме (рис.8.12,а) I_1 отстает по фазе на 90° от U_1 . ЭДС E_m , наводимая этим током во 2-м контуре, отстает от I_1 на 90° . Ток I_2 во 2-м контуре совпадает по фазе с E_m . Напряжение U_2 сдвинуто относительно I_2 на 90° .

Половина напряжения $U_2'' = 0,5 U_2$, действующая относительно средней точки катушки индуктивности L_2 , прикладывается к диоду VD1, а другая половина $U_2' = -0,5 U_2$, прикладывается к диоду VD2. Сложив векторы напряжений U_1 и U_2'' , найдем вектор напряжения $U_{д1} = U_{II}$, а сложив U_1 и U_2' , определим вектор $U_{д2} = U_1$. Из векторной диаграммы, представленной на рис. 8.12,а видно, что $U_{д1} = U_{д2}$; следовательно, $E_{д1} = E_{д2}$, $E_d = 0$.

Построим векторную диаграмму для $f_c > f_o$ (рис. 8.12,б). Взаимное расположение векторов U_1 , I_1 , E_m не изменяется по сравнению с предыдущей диаграммой. При $f_c > f_o$ сопротивление второго контура $\omega L_2 - 1/\omega C_2$ для тока I_2 имеет индуктивный характер, следовательно, ток I_2 отстает по фазе от ЭДС E_m . Напряжение U_2 сдвинуто относительно I_2 на 90° . К диоду VD1 приложено напряжение $U_2' = 0,5 U_2$, а к диоду VD2—напряжение $-U_2 = -0,5 U_2$.

Сложив соответствующие векторы, определим $U_{Д1}$ и $U_{Д2}$. Из диаграммы на рис. 8.12,б следует, что при $f_c > f_0$ $U_{Д2} > U_{Д1}$; при этом $E_{Д2} > E_{Д1}$ и $E_{Д} < 0$. Чем больше расстройка, тем больше φ и тем больше разность U_I и U_{II} .

Учитывая требование идентичности амплитудных детекторов $K_{Д1} = K_{Д2} = K_{Д}$, получим

$$U_{\text{вых}} = \left[|U_I| - |U_{II}| \right] K_{Д} = |Y_{21}| R_{0Э} U_{\text{вх}} K_{Д} \Psi(\xi);$$

где $R_{0Э} = \omega_0 L Q$,

$$\Psi(\xi) = \frac{\sqrt{4 + (\eta + 2\xi)^2} - \sqrt{4 + (\eta - 2\xi)^2}}{2\sqrt{(1 + \xi^2 - \eta^2) + 4\eta^2}} - \text{нормированная характеристика ЧД,}$$

где $\xi = \frac{2\Delta f Q}{f_0}$ - обобщенная расстройка,

$\eta = \kappa Q$ - обобщенный параметр связи.

Детекторы по схеме с двумя взаимосвязанными одинаково настроенными контурами обладают достаточно протяженным линейным участком детекторной характеристики, значительной ее крутизной. Они просты в регулировке и поэтому нашли широкое применение как в приемниках ЧМ-колебаний, так и в системах АПЧ.

Форма характеристики детектирования ЧД (рис. 8.13) зависит от добротности контуров и степени связи между ними. Таким образом, в ЧД со связанными контурами с изменением частоты f_c относительно f_0 меняется фазовый сдвиг между ЭДС E_M , наводимой на втором контуре, и током I_2 в нем, что приводит к изменению напряжений $U_{Д1}$ и $U_{Д2}$ на диодах, а следовательно, и напряжения $E_{Д}$.

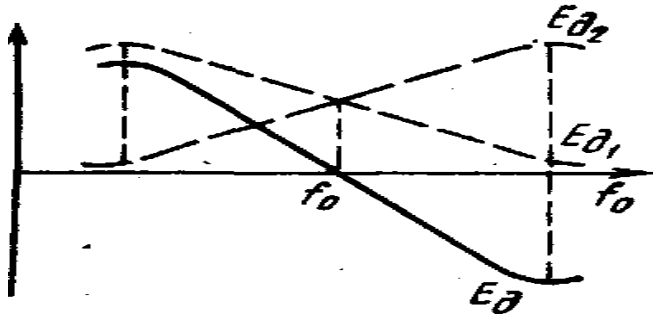


Рис. 8.13

8.1.4. Детектор отношений (дробный детектор)

Рассмотрение балансных ЧД показало, что $U_{\text{вых}} = E_{\text{д}}$ пропорционально амплитуде сигнала. Чувствительность детекторов к паразитной АМ ЧМ-сигнала вызывает его искажения. В значительной степени свободны от этого недостатка дробные детекторы (рис. 8.14).

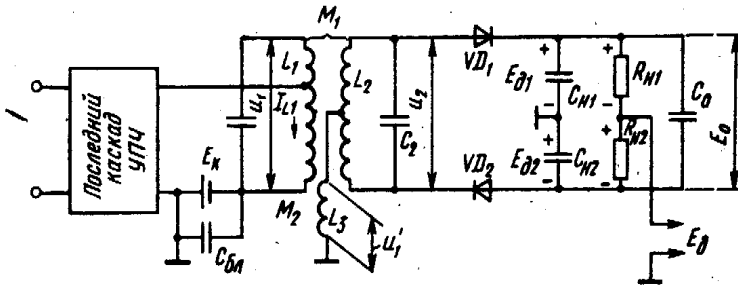


Рис. 8.14

Характерной особенностью дробного ЧД является малая чувствительность к амплитудной модуляции детектируемого напряжения, благодаря чему отпадает необходимость в АО. Схема дробного ЧД (рис. 8.14) является вариантом схемы ЧД со связанными контурами; ее отличие состоит в способе включения диодов и нагрузки, а также в введении катушки связи L3 вместо дросселя. Каждое из высокочастотных напряжений $U_{\text{д1}}$ и $U_{\text{д2}}$, подводимых к диодам VD1 и VD2, так же, как в ЧД со связанными контурами, представляет собой сумму напряжений: напряжения U_1' на катушке связи L3 и половины напряжения на втором контуре $0,5U_2$. Напряжение $U_1' = M_2 U_1 / L_1$, т. е. по фазе оно совпадает с напряжением U_1 на первом контуре. Поэтому векторные диаграммы, рассмотренные при анализе работы ЧД со связанными контурами, остаются справедливыми и для

дробного ЧД; различие состоит лишь в том, что вместо U_1 при построении векторных диаграмм дробного ЧД необходимо использовать напряжение U_1' , которое несколько меньше U_1 .

В дробном ЧД в отличие от ЧД, построенного по схеме рис. 8.11, полярность диода VD2 изменена на обратную; при этом напряжение $E_0 = E_{д1} + E_{д2}$. Это напряжение подводится к конденсатору C_0 настолько большой емкости, что напряжение на нем не успевает реагировать на быстрые изменения амплитуды входного сигнала. Следовательно, в процессе работы ЧД может меняться только отношение $E_{д2}/E_{д1}$, а не их сумма. Именно по этой причине такой ЧД называют дробным (иногда детектором отношения), т.е. отношение их зависит от отклонения частоты сигнала и практически не зависит от АМ.

Степень подавления сопутствующей АМ определяется симметрией плеч ЧД и для ее повышения включают небольшие резисторы в плечи детектора последовательно с диодами и выбирают $U_2 = 0,5U_1$.

8.1.5. Квадратурный ЧД

Широкополосность тракта усилителя-ограничителя является необходимым параметром высококачественного тракта УКВ-приемника.

От частотного детектора УКВ-приемника требуется прежде всего высокая линейность детектирования. Она необходима для правильного воспроизведения модулирующей функции. Но можно показать, что линейность характеристики детектора в значительной мере определяет и избирательность приемника, так как предотвращает образование комбинационных частот между полезным сигналом и помехой. Расчеты показывают, что даже при нелинейности всего 1% реальная избирательность приемника может снизиться на 10—15 дБ. Высокая линейность (доли процента) должна сохраняться в широком диапазоне частот. Это означает, что линейная часть характеристики частотного детектора высококачественного приемника должна составлять не менее 1—2 МГц.

Широко распространенный в течение многих лет детектор отношений постепенно перестает применяться в ЧМ-приемниках. Это следствие нестабильности его настройки во времени, а также неудобств, связанных с применением катушек индуктивности. Вместо детектора отношений все чаще используется так называемый «детектор совпадений» или, иначе, «квадратурный детектор». На вход квадратурного детектора подаются две группы импульсов промежуточной частоты. При отсутствии модуляции эти две группы сдвинуты относительно друг друга по фазе на 90° , как показано на рис. 8.15,а.

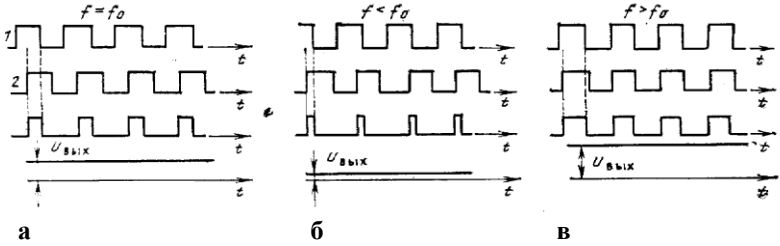
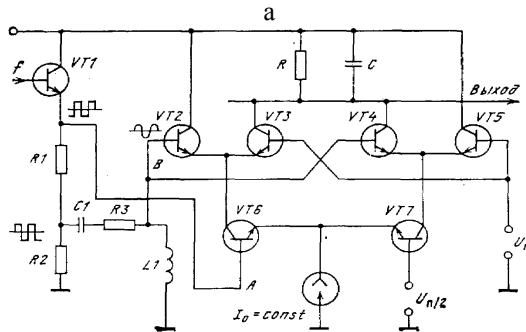
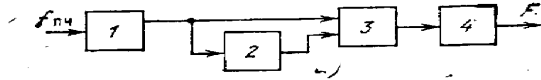


Рис. 8.15

При отклонении частоты следования импульсов от среднего значения, вследствие модуляции, сдвиг фаз меняется, как показано на рис. 8.15 б, в. Показанные последовательности импульсов подаются на устройство перемножения, на выходе которого появляется напряжение, соответствующее времени совпадения импульсов. После сглаживающего фильтра образуется сигнал низкой частоты, соответствующий модулирующему сигналу.

Для отсутствия нелинейных искажений выходного сигнала необходимо, чтобы ФЧХ фазосдвигающей цепи была линейной в рабочем диапазоне частот. Структурная схема квадратурного детектора показана на рис. 8.16,а, а на рис. 8.16,б приведена принципиальная схема одного из возможных вариантов реализации такого детектора.



б
Рис. 8.16

После усилителя-ограничителя 1 импульсы с выхода эмиттерного повторителя подаются на перемножитель 3, собранный на транзисторах VT2—VT7. При этом одна последовательность подается на перемножитель непосредственно, а другая—через колебательный контур 2, создающий при резонансе сдвиг фаз, равный 90° (4 — фильтр нижних частот). К сожалению, фазовая характеристика колебательного контура имеет нелинейность, создающую нелинейные искажения выходного сигнала тем большие, чем больше добротность контура. Однако при добротностях около 16 единиц нелинейные искажения такого детектора менее 1%. Вместо одиночного контура можно включить пару связанных контуров, что позволяет уменьшить нелинейность до десятых долей процента.

Квадратурный частотный детектор нашел широкое применение в полупроводниковых ИС тракта ЧМ-приемника, так как основная часть его схемы легко воспроизводится в одном кристалле с усилителем-ограничителем.

8.1.6. Счетный ЧД

Другой схемой частотного детектора является счетный детектор. Его выходное напряжение определяется числом импульсов, поступающих на вход в единицу времени, т. е. частотой приходящего сигнала. Основным условием правильной работы счетного детектора является строгая унификация формы импульсов независимо от мгновенной частоты. К такой унификации можно приблизиться путем глубокого амплитудного ограничения сигнала и последующего дифференцирования, как показано на рис.8.17,а, где

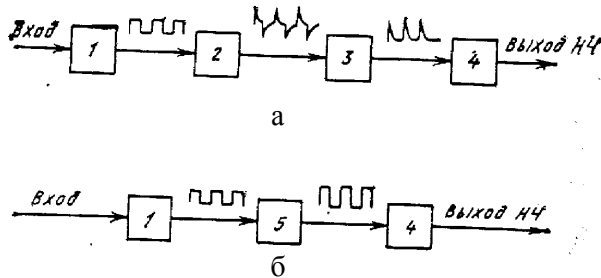


Рис.8.17

- 1 — усилитель-ограничитель,
2 — дифференцирующая цепь,

3 – ограничитель по минимуму,

4 – фильтр нижних частот.

В результате глубокого ограничения фронты и срезы импульсов приближаются к вертикальным, но сохраняется модуляция их по ширине в соответствии с частотной модуляцией. После дифференцирования и срезания отрицательных выбросов импульсы становятся практически одинаковыми по форме, изменяется только их скважность. Постоянная составляющая на выходе интегрирующей цепи становится пропорциональной скорости поступления импульсов, т. е. мгновенной частоте сигнала.

Другой путь унификации импульсов - запуск ими мультивибратора (рис. 8.17,б), где

5 – ждущий мультивибратор.

Этот вариант частотного детектора обладает некоторым преимуществом, связанным с постоянством формы фронта интегрируемых импульсов.

Счетный детектор, в принципе, обеспечивает минимальные нелинейные искажения и шумы, и поэтому может рекомендоваться для самых высококачественных УКВ-трактов. Однако практическая его реализация на высокой ПЧ (10,7 МГц) пока затруднена и счетный детектор, как правило, применяют на пониженных частотах, ниже 1 МГц.

Для трактов ПЧ и детектора ЧМ приемников выпускаются специальные полупроводниковые ИС, представляющие собой комбинацию усилителя-ограничителя и квадратурного частотного детектора. Так, широкое применение нашли ИС К174ХА6, зарубежный аналог ТДА1570, заменившая менее совершенную ИС К174 ХА3. Микросхема включает в себя усилитель-ограничитель, детектор совпадений, цепь бесшумной настройки (БШН) и вспомогательные элементы.

Выводы

1. Частотное детектирование обычно осуществляется в устройствах, соединяющих в себе линейные и безынерционные нелинейные цепи. В ЧД ЧМ-колебания преобразуются в нелинейной цепи с реактивными параметрами в колебания с другим видом модуляции с последующим соответствующим детектированием преобразованного колебания.
2. Различают одноконтурные и балансные ЧД. Балансные ЧД имеют более близкую к линейной характеристику детектирования, знак напряжения E_d следит за знаком изменения частоты сигнала.
3. Построение балансных детекторов по схеме с взаимными обратными связями позволяет получить высокую крутизну относительной дис-

криминационной характеристики. Балансные частотные детекторы с управляемой характеристикой обладают высокой эффективностью при малых соотношениях сигнал/шум.

4. Перспективными схемами ЧД являются детектор совпадений (квадратурный) и счетный, легко реализуемые в интегральном исполнении.
5. В импульсном ЧД происходит преобразование ЧМ-колебания в импульсное напряжение с переменной скважностью.
6. Импульсный ЧД обладает свойствами амплитудного ограничителя; напряжение E_d не зависит от $U_{вх}$.
7. Поскольку импульсный ЧД не содержит индуктивностей, он удобен для интегрального исполнения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается принцип частотного детектирования?
2. В каких устройствах осуществляется частотное детектирование?
3. Изобразите статическую детекторную характеристику. Какие требования предъявляются к основным показателям ЧД?
4. Укажите особенности однотактных и балансных ЧД.
5. Приведите принципиальные схемы и поясните принцип работы ЧД с преобразованием отклонения частоты в изменение амплитуды.
6. Каковы принципиальная схема и принцип действия ЧД с одиночным контуром, преобразующим изменение частоты в изменение фазового сдвига?
7. С помощью векторных диаграмм поясните принцип действия ЧД со связанными контурами.
8. Нарисуйте принципиальную схему дробного ЧД, поясните принцип его работы.
9. Поясните работу ЧД, позволяющего получить регулируемую крутизну относительной дискриминационной характеристики.
10. Используя временные диаграммы, поясните работу квадратурного ЧД.
11. Поясните принцип действия счетного ЧД.

9. ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Фазовым детектором (ФД) называется устройство, служащее для создания напряжения, пропорционального разности фаз между сигналом и опорным колебанием, т.е. ФД преобразует два сравниваемых гармонических колебания $u_{вх}$ и $u_{оп}$ в напряжение $u_{вых}$, определяемое разностью фаз между этими колебаниями. Так как в спектре напряжения на выходе ФД имеются частотные составляющие, которых не было в спектре $u_{вх}$, то для

реализации ФД нельзя использовать линейную схему с постоянными параметрами. Поэтому ФД можно выполнить на основе линейной системы с переменными параметрами (параметрической системы), либо на основе нелинейной цепи.

Рассмотрим принцип действия ФД. На нелинейное устройство (рис. 9.1) подали два напряжения:

$$u_{BX} = U_{BX} \cos(\omega_{BX} t + \varphi_{BX}),$$

$$u_0 = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

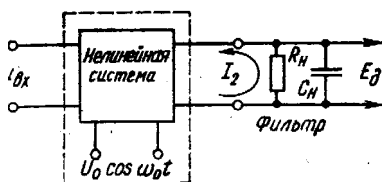


Рис. 9.1

Из курса ОТЦ известно, что в результате перемножения u_{BX} и u_0 на выходе нелинейного устройства среди колебаний различных комбинационных частот будет иметь место колебание разностной частоты

$$u_{БВХ} = KU_0 U_{ВХ} \cos [(\omega_{ВХ} - \omega_0)t + \varphi_{ВХ} - \varphi_0],$$

где K – коэффициент пропорциональности, зависящий от типа схемы нелинейного устройства;

φ_0 и $\varphi_{ВХ}$ – начальные фазы $u_{ВХ}$ и u_0 .

Фазовый угол $\varphi = [(\omega_{ВХ} - \omega_0)t + \varphi_{ВХ} - \varphi_0]$ представляет собой мгновенное значение разности фаз сравниваемых напряжений $u_{ВХ}$ и u_0 . Его можно разложить на две составляющие

$$\varphi_\omega = \omega_{ВХ} t - \omega_0 t \text{ и } \varphi_H = \varphi_{ВХ} - \varphi_0,$$

где φ_ω – обусловлено разностью частот $u_{ВХ}$ и u_0 ,

φ_H – равна разности начальных фаз сравниваемых напряжений.

В зависимости от соотношения частот сравниваемых колебаний различают два режима работы ФД:

- если $\omega_{ВХ} = \omega_0$, то $u_{БВХ} = KU_0 U_{ВХ} \cos \varphi_H$. Этот режим используют при детектировании фазомодулированных сигналов и в различных фазовых измерительных устройствах;

- если $\omega_{ВХ} \neq \omega_0$, то $u_{БВХ} = KU_0 U_{ВХ} \cos \varphi_\omega$, т.е. периодически изменяется во времени с разностной частотой $\omega_{ВХ} - \omega_0$, ($\varphi_{ВХ}$ и φ_0 по-

стоянны, их можно скомпенсировать, т.е. $\varphi_{ВХ} - \varphi_0 = 0$.) Этот режим имеет место в системах ФАПЧ и в схемах следящих фильтров.

В дальнейшем будем рассматривать только первый режим работы ФД, т.е. когда $\omega_{ВХ} = \omega_0 = \omega$. Обычно фазу опорного колебания полагают равной нулю $\varphi_0 = 0$.

Фазовое детектирование можно представить как последовательность двух операций:

- перемножения $u_{ВХ}$ и u_0 , в результате чего получаем

$$\begin{aligned} u_{ВЫХ} &= KU_0 U_{ВХ} \cos(\omega_{ВХ} t + \varphi_{ВХ}) \cos \omega_0 t = \\ &= 0,5KU_0 U_{ВХ} \cos \varphi_{ВХ} + 0,5KU_0 U_{ВХ} \cos(2\omega t + \varphi_{ВХ}); \end{aligned}$$

- выделение с помощью ФНЧ составляющей, зависящей от угла $\varphi_{ВХ}$ и устранение составляющей частоты 2ω . Полученное на выходе напряжение зависит не только от угла φ , но и от амплитуд напряжений U_0 и $U_{ВХ}$. Поэтому к источнику опорного напряжения предъявляют требования постоянства его амплитуды - $U_0 = \text{const}$. Для обеспечения постоянства амплитуды сигнала используют амплитудные ограничители.

Структурная схема ФД совпадает со структурной схемой ПЧ (рис. 5.2); отличие состоит лишь в том, что в ПЧ выделение преобразованного сигнала осуществляют полосовым фильтром со средней частотой $\omega_{ПЧ}$, а в случае ФД – ФНЧ. Таким образом, для ФД можно приспособить все виды ПЧ, если заменить в них полосовые фильтры на ФНЧ. Схема ФД совпадает также со схемой синхронного АД (рис. 7.29). Для работы синхронного АД необходима не только синхронность ($\omega_{ВХ} = \omega_0$), но и синфазность ($\varphi_{ВХ} = \varphi_0$) напряжения гетеродина с напряжением сигнала.

Детекторная характеристика ФД представляет собой зависимость выходного напряжения от разности фаз сравниваемых колебаний. У идеального перемножителя детекторная характеристика определяется формулой (рис. 9.2)

$$u_{ВЫХ} = KU_0 U_{ВХ} \cos \varphi.$$

Иногда детекторную характеристику называют амплитудно-фазовой, т.к. помимо зависимости от разности фаз выходное напряжение детектора определяется величинами амплитуд входных колебаний.

Крутизна характеристики для произвольного отношения U_{m1} и U_{m2}

$$S_{ФД} = \frac{\partial U_{ВЫХ}}{\partial \varphi} = -\frac{2K_D U_{m1} U_{m2}}{\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2}}$$

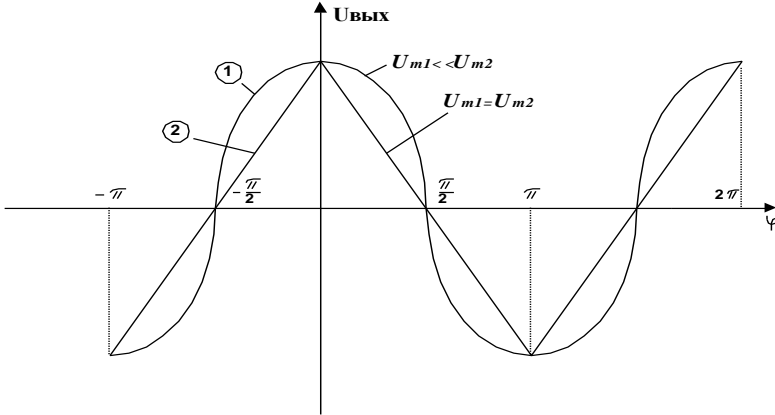


Рис. 9.2

При работе ФД в качестве демодулятора ФМ-сигналов для уменьшения нелинейных искажений необходима линейность характеристики на интервале от 0 до π . В этом случае добиваются равенства U_{m1} и U_{m2} и

$$U_{\text{вых}} = 2\sqrt{2}K_{\text{д}} U_{m1} \cos\left(\frac{\varphi}{2} + \frac{\pi}{4}\right),$$

при $U_{m1} \gg U_{m2}$ - $U_{\text{вых}}$ не зависит от U_{m1}

$$S_{\text{ФД}} = -\sqrt{2}K_{\text{д}} U_{m1}.$$

При равенстве амплитуд входных сигналов детекторная характеристика (кривая 2) почти прямолинейна на отрезке $0-\pi$. Обычно линейное детектирование в пределах $\pm 60^\circ$ реализуемо.

9.1. Виды фазовых детекторов

В зависимости от вида нелинейной цепи и способа ее включения различают однотактные, балансные и кольцевые ФД. В качестве нелинейного элемента используют диоды и транзисторы.

9.1.1. Однотактный диодный ФД

Для осуществления фазового детектирования к диоду (рис. 9.3) прикладывается входной сигнал и опорное напряжение; напряжение $E_{\text{д}}$ на выходе ФД определяется выражением

$$E_{\text{д}} = 0,5 S_1 U_{\text{вх}} R_{\text{н}} \cos \varphi, \quad (9.1)$$

полученным при предположении, что $U_{BX} \ll U_0$.

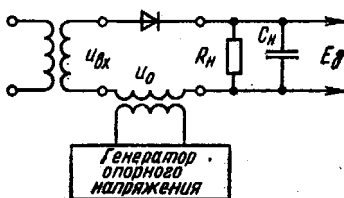


Рис 9.3

Принцип действия такого ФД можно пояснить, рассматривая его не как параметрическую цепь, а как систему с амплитудным детектированием суммы двух гармонических колебаний (u_{BX} и u_0). На входе такого АД действует суммарное напряжение $u_{\Sigma} = u_{BX} + u_0 = U_{BX} \cos(\omega_0 t + \varphi)$. Эти два колебания имеют одинаковую частоту, но разные фазы. В результате векторного сложения двух напряжений получают напряжение той же частоты, но другой фазы. Амплитуда суммарного колебания

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_0^2 + U_{BX}^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi}.$$

Напряжение на выходе АД с коэффициентом передачи K_D

$$E_D = K_D U_{\Sigma} = K_D \sqrt{U_0^2 + U_{BX}^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi}. \quad (9.2)$$

Согласно (9.2) напряжение E_D на выходе ФД зависит от φ входного сигнала; вид зависимости E_D от φ определяется отношением U_{BX}/U_0 . В общем случае характеристика детектирования существенно отличается от косинусоиды (рис. 9.2). Если $U_{BX} \ll U_0$, то

$$\begin{aligned} E_D &\cong K_D \sqrt{U_0^2 + 2U_0 U_{BX} \cos \varphi} \cong K_D U_0 \sqrt{1 + \left(2U_{BX} / U_0 \right) \cos \varphi} \cong \\ &\cong K_D (U_0 + U_{BX} \cos \varphi). \end{aligned}$$

Таким образом, при малых амплитудах входного сигнала характеристика детектирования однотактного диодного ФД имеет косинусоидальную форму. Если $U_{BX} \cong U_0$, то

$$E_D \cong K_D \sqrt{2U_0^2 + 2U_0^2 \cos \varphi} = K_D U_0 \sqrt{2(1 + \cos \varphi)};$$

в этом случае характеристика детектирования представляет собой кривую, сильно отличающуюся от косинусоиды.

9.1.2. Балансный ФД

Функциональная схема балансного ФД векторомерного типа приведена на рис. 9.4, где Инв. – инвертор. Фаза напряжения сигнала, подаваемого на оба сумматора С1 и С2, одинакова, а напряжение опорного генератора подается на сумматоры в противофазе.

Принципиальная схема (рис. 9.5) представляет собой два диодных однотактных ФД, каждый из которых работает на свою нагрузку. В результате на выходе каждого плеча ФД создается напряжение $E_{Д1}$ и $E_{Д2}$ встречной полярности, поэтому $E_{Д} = E_{Д1} - E_{Д2}$.

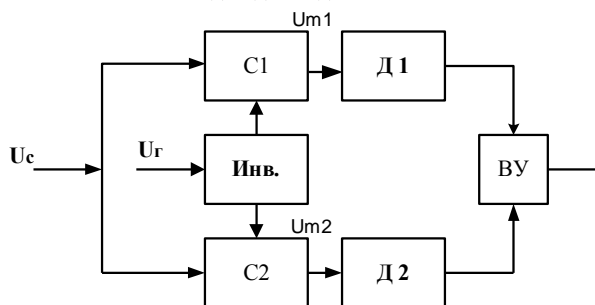


Рис. 9.4

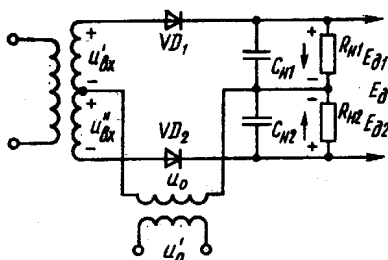


Рис. 9.5

Входное напряжение подводится к диодам в противоположной полярности, поэтому фаза напряжения u'_{BX} отличается от фазы u''_{BX} на 180° . Опорное напряжение прикладывается к диодам в одинаковой фазе, поэтому

$$E_{Д1} = K_D \sqrt{U_0^2 + (U'_{BX})^2 + 2U_0 U'_{BX} \cos \varphi} \approx K_D (U_0 + U'_{BX} \cos \varphi);$$

$$E_{Д2} = K_D \sqrt{U_0^2 + (U''_{BX})^2 - 2U_0 U''_{BX} \cos \varphi} \approx K_D (U_0 - U''_{BX} \cos \varphi).$$

Следовательно

$$E_{д1} - E_{д2} \cong K_{д} (U_{BX}^1 + U_{BX}^{11}) \cos \varphi = 2K_{д} U_{BX}^1 \cos \varphi.$$

На основе балансного фазового детектора по аналогии с частотным детектором с управляемой характеристикой может быть построен фазовый детектор с взаимными обратными связями, если к выходам сумматоров С1 и С2 (рис.9.4) подключить детектор с обратными связями, схема которого приведена на рис. 8.8,а.

Статическая детекторная (дискриминационная) характеристика такого ФД имеет вид, представленный на рис. 9.6

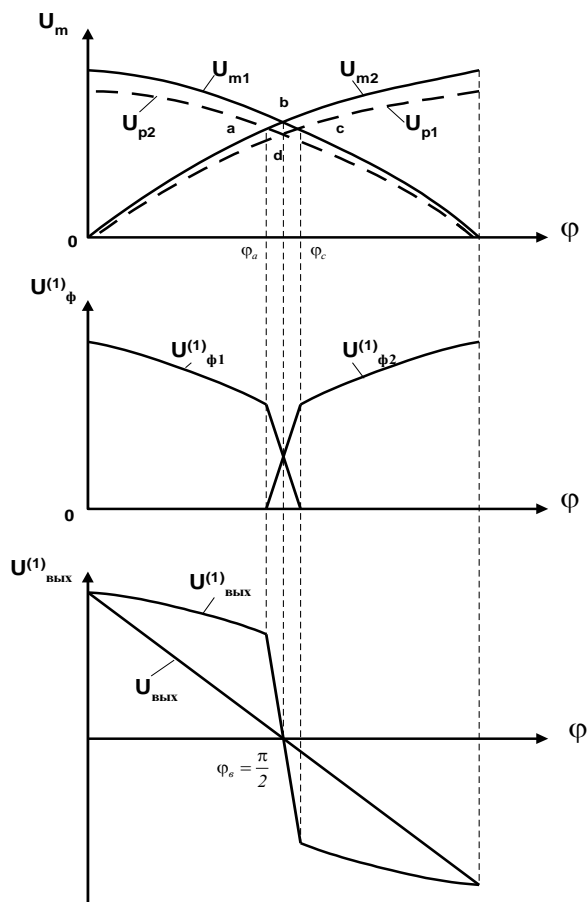


Рис. 9.6

Рассмотрение рис. 9.6 показывает, что детекторная характеристика, в зависимости от глубины обратных связей, может принимать любые формы от исходной, формируемой векторомерным детектором до релейной (в средней части). Однако главное преимущество схемы с обратными связями – получение устойчивой к помехам относительной дискриминационной характеристики.

9.1.3. Кольцевой ФД

Схема кольцевого ФД имеет вид, представленный на рис. 9.7.

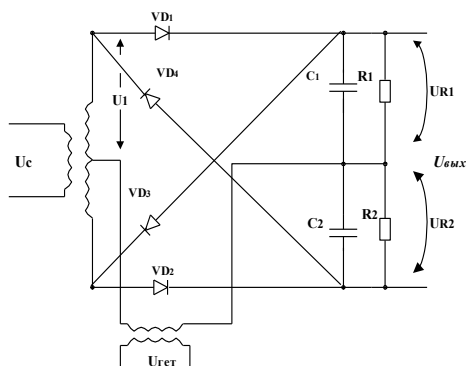


Рис. 9.7

Можно рассматривать кольцевой ФД как соединение двух балансных, работающих на общую нагрузку. Один выполнен на VD1 и VD2, другой - на VD3 и VD4. При прочих равных условиях выходное напряжение в 2 раза меньше, чем у балансного. В кольцевом ФД компенсируются четные гармоники входных сигналов, т.е. эффективно подавляются вредные продукты нелинейного преобразования.

Недостатками рассмотренных схем являются малый коэффициент передачи и малое входное сопротивление, которое сильно зависит от величины и симметричности нагрузки.

9.1.4. Ключевые ФД

В современных РПРУ широкое применение находят ФД с усиленными приборами. Принцип действия основан на использовании уси-

лительного прибора в ключевом режиме. Такие ФД называются **ключевыми**. Частота коммутации в них должна совпадать с частотой входного сигнала. Различают ключевые ФД с симметричным и несимметричным входами. В симметричных ФД входное напряжение детектируемого сигнала подводится к управляющим входам обоих усилительных приборов в противофазе (рис. 9.8).

Коммутирующее (опорное) напряжение той же частоты, что и входного сигнала, подается на стоки обоих полевых транзисторов в одинаковой фазе. ФД выполнен по схеме истокового повторителя.

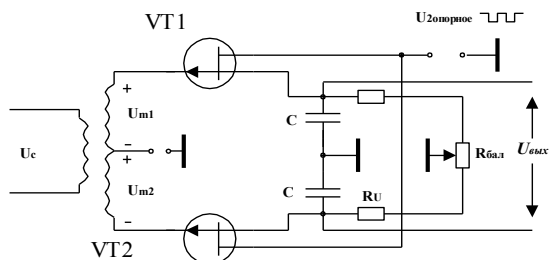


Рис. 9.8

Выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{S \cdot R_H}{1 + (R_H / 2R_i)} \cdot U_{m1} \cdot \cos \varphi(t) = K_{\text{ФД}} \cdot U_{m1} \cos \varphi(t).$$

Несимметричный ФД получаем при отключении одного ключа.

ФД на основе истокового повторителя имеет коэффициент передачи меньше единицы.

При использовании полевого транзистора по схеме с общим истоком можно получить коэффициент передачи больше единицы (рис. 9.9).

Если нагрузочные цепи включить в цепи стоков, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2}{\pi} U_{m1} \cos \varphi(t) = K_{\text{ФД}} U_{m1} \cos \varphi(t).$$

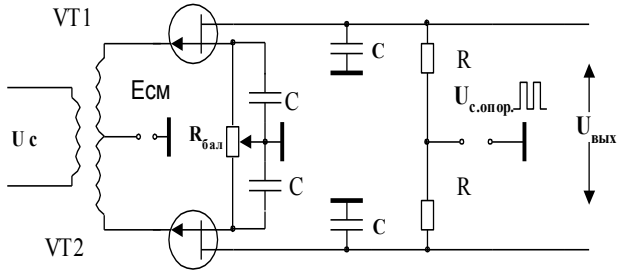


Рис. 9.9

В этом случае $K_{ФД} > 1$.

Основной недостаток ключевых ФД связан с дрейфом нуля.

В симметричных ФД предусматривается балансировка с помощью переменных резисторов. Важное преимущество — простота выполнения по технологии интегральных блоков. На рис.9.10 приведены диаграммы, поясняющие работу детектора.

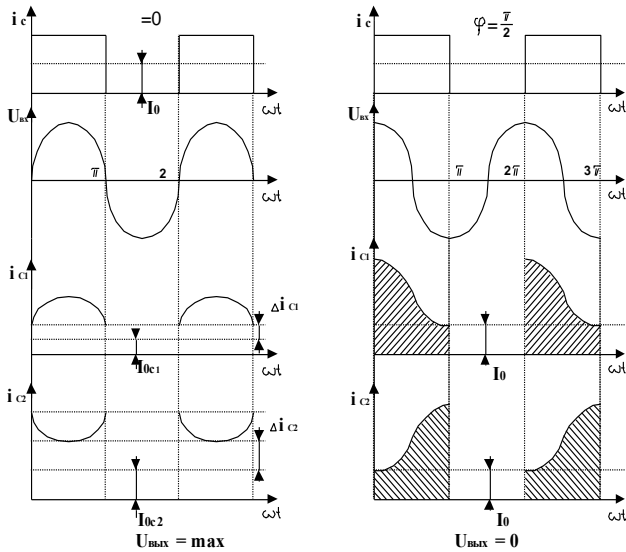


Рис. 9.10

9.1.5. ФД на логических дискретных элементах

Структурная схема подобного ФД показана на рис. 9.11. Устройство формирования (УФ) преобразует аналоговый гармонический сигнал в импульсное напряжение. Напряжения u_1 и u_2 подаются на цепь И. Напряжение u на выходе цепи И создается только при одновременном действии напряжений u_0 и $u_{вх}$

Диаграмма напряжения на выходе цепи И показана на рис. 9.12. Фильтр нижних частот выделяет постоянную составляющую напряжения E_d . Напряжение E_d линейно зависит от фазы φ . Характеристика детектирования ФД показана на рис. 9.13.

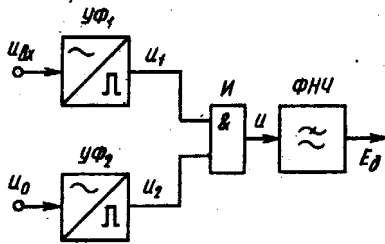


Рис. 9.11

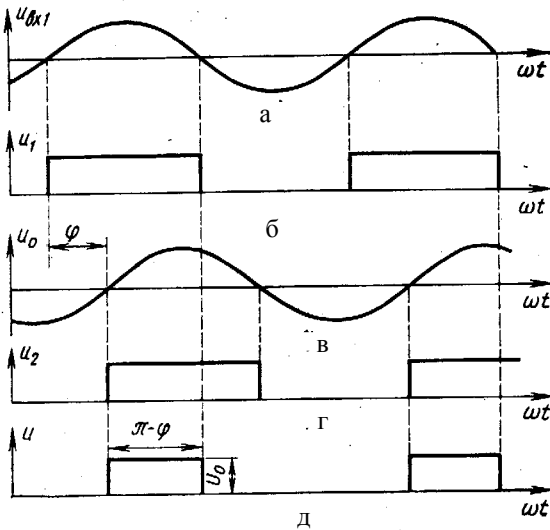


Рис. 9.12

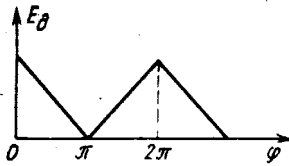


Рис. 9.13

Выводы

1. Фазовое детектирование осуществляется с помощью параметрической цепи, в которой источник опорного напряжения должен быть синхронным с источником сигнала.
2. Различают одноктактный, балансный и кольцевой аналоговые фазовые детекторы.
3. Перспективными являются схемы ФД ключевого типа и на логических дискретных элементах, которые реализуются в интегральном исполнении.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы структурная схема и принцип действия ФД?
2. Нарисуйте принципиальную схему и поясните принцип действия одноктактного диодного ФД.
3. Рассмотрите принципиальную схему и поясните особенности балансного диодного ФД.
4. Нарисуйте структурную схему и с помощью диаграмм напряжений поясните принцип работы ключевого ФД.
5. Сравните свойства балансной и кольцевой схем ФД.
6. Изобразите функциональную схему ФД на логических элементах и поясните ее работу с помощью временных диаграмм.

10. АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

Ограничителем называют устройство, обеспечивающее постоянство выходного напряжения при изменении входного напряжения в определенных пределах. Ограничители можно подразделить на ограничители мгновенных значений и амплитудные.

В *ограничителях мгновенных значений* обеспечивается постоянство максимальных либо минимальных напряжений на выходе, либо и тех и

других. На рис. 10.1,а приведена одна из возможных форм напряжения на входе ограничителя по максимуму и по минимуму с двумя порогами ограничения: $U_{\text{порmax}}$ и $U_{\text{порmin}}$. На рис. 10.1,б показана форма ограниченного напряжения: в интервале времени от t_2 до t_3 напряжение $u_{\text{ВХ}}$ превышает значение $U_{\text{порmax}}$, при этом напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ постоянно; в интервале от t_4 до t_5 $u_{\text{ВХ}} < U_{\text{порmin}}$, т. е. ограничитель обеспечивает на выходе постоянное (в частности, нулевое) напряжение. В интервале t_1 — t_2 и t_3 — t_4 напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ повторяет форму напряжения $u_{\text{ВХ}}$. Особенность ограничителей мгновенных значений заключается в том, что напряжение на их выходе по форме отличается от входного напряжения; напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$, как правило, имеет участки с постоянным напряжением.

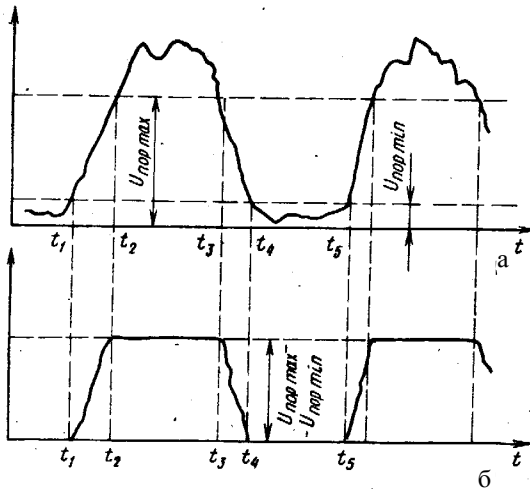


Рис. 10.1

Амплитудные ограничители (АО) служат для ограничения синусоидальных колебаний с медленно изменяющейся амплитудой. Диаграммы напряжений на входе и выходе АО показаны на рис. 10.2. Напряжение на выходе АО постоянно по амплитуде, однако его фаза и частота при ограничении практически не изменяются. Такие ограничители устраняют только паразитную амплитудную модуляцию, не внося заметных искажений в частотную и фазовую модуляцию. Ограничители применяются в приемниках по той причине, что существующие частотные детекторы создают на выходе напряжение, как правило, одновременно зависящее как от частоты, так и от паразитной сопутствующей амплитудной модуляции, при наличии которой детекторы без АО дают неоднозначный результат.

Операция ограничения — нелинейная, при этом возникает ряд гармонических составляющих напряжения. Для обеспечения на выходе АО гармонического напряжения необходимо после нелинейного преобразования напряжения $u_{вх}$ осуществить фильтрацию первой гармоники входного колебания, поэтому схема АО включает в себя нелинейную цепь и фильтр, выделяющий первую гармонику тока на выходе цепи. Если из этого устройства исключить фильтр, то можно получить ограничитель мгновенных значений. В зависимости от вида нелинейной цепи АО подразделяются на диодные и транзисторные.

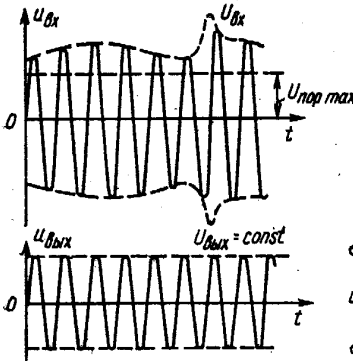


Рис. 10.2

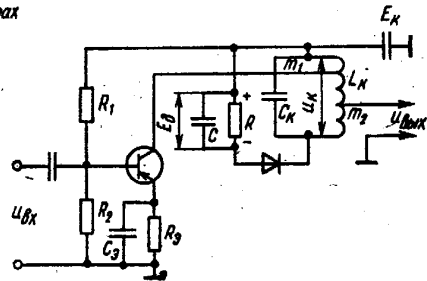


Рис. 10.3

10.1. Диодные АО

Диодный АО (рис. 10.3) — резонансный одноконтурный усилитель с автотрансформаторными цепями связи контура с выходом транзистора и входом последующего каскада, в котором параллельно контуру подключен диод с источником постоянного смещения E_d (схема с фиксированным смещением). Вместо источника можно включить RC-цепь (схема с автоматическим смещением), напряжение E_d получается за счет детектирования напряжения на контуре U_k ; так как постоянная времени $\tau = RC$ выбирается достаточно большой, то напряжение E_d , при изменении огибающей напряжения на контуре, практически не меняется.

Принцип работы диодного АО состоит в следующем. Если амплитуда напряжения на контуре $U_k < E_d$, то диод закрыт и не оказывает влияния на контур. В этом случае устройство работает как обычный усилитель и $U_k = K^1 u_{вх}$, где $K^1 = U_k / u_{вх}$. Если $U_k > E_d$, то диод открывается, его входное сопротивление начинает шунтировать контур, затухание последнего увеличивается, его эквивалентное сопротивление $R_э$ при резо-

нансе уменьшается, следовательно, снижается коэффициент усиления K' , что обеспечивает примерное постоянство напряжения на выходе АО.

Основная зависимость АО — амплитудная характеристика (АХ), показывающая, как изменяется амплитуда выходного напряжения $U_K \sim U_{\text{ВЫХ}}$ при изменении напряжения $U_{\text{ВХ}}$ на входе (рис. 10.4). Пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ показывает, с какого входного напряжения усилитель начинает работать как АО. Чем ближе АХ к идеальной (горизонтальная прямая), тем лучше ограничительные свойства АО. Форма амплитудной характеристики АО зависит от произведения $R_3 g_d$, где g_d — входная проводимость диода. Чем больше произведение $R_3 g_d$, тем ближе АХ к идеальной.

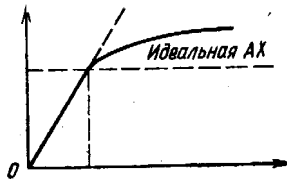


Рис. 10.4

10.2. Транзисторные АО

Существует несколько разновидностей транзисторных АО. Простейший транзисторный АО аналогичен обычному транзисторному усилителю. В отличие от усилителя транзистор АО работает в нелинейном режиме, для этого коллекторное напряжение E берут несколько меньше, чем в обычном усилителе; напряжение $U_{\text{вх}}$ имеет достаточно большую амплитуду. На выходных характеристиках транзистора $i_K = F(u_{КЭ})$ (рис. 10.5) построена динамическая характеристика переменного тока (нагрузочная прямая), угол наклона которой определяется сопротивлением R_3 контура.

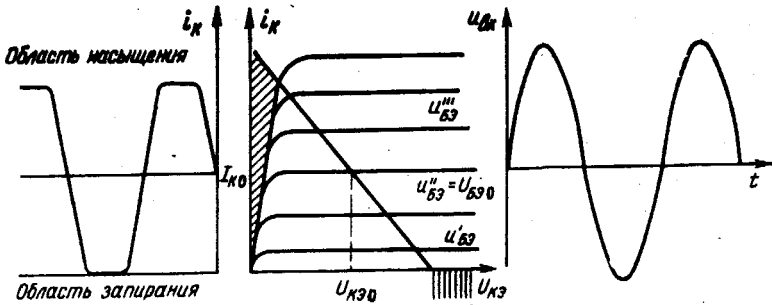


Рис. 10.5

При большой амплитуде $U_{вх}$ наступает двусторонняя отсечка коллекторного тока, вызванная наличием областей запираания и насыщения. При этом ток i_k оказывается ограниченным по максимуму и по минимуму; резонансный контур выделяет первую гармонику коллекторного тока. При $U_{вх} < U_{пор}$ (см. рис. 10.4) ток не имеет отсечки и напряжение $U_{вых}$ растет пропорционально $U_{вх}$; при $U_{вх} > U_{пор}$ появляется отсечка тока, рост амплитуды первой гармоники замедляется с увеличением $U_{вх}$, что обеспечивает в определенных пределах постоянство напряжения $U_{вых}$.

Схема АО с переменным смещением показана на рис. 10.6. Режим работы транзистора определяется тремя источниками питания: E_1 , $E_{нач}$ и $E_{доб}$. ($E_{см} = E_{нач} - E_{доб}$); полярность добавочного напряжения $E_{доб}$ обычно обратна полярности $E_{нач}$. Напряжение $E_{доб}$ вырабатывает АД, который детектирует, как правило, входное напряжение $U_{вх}$.

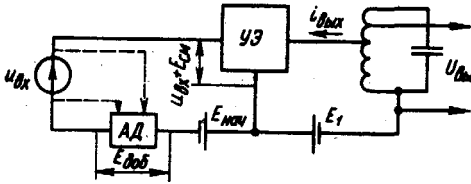


Рис. 10.6

Напряжение $E_{доб} = F(U_{вх})$: чем больше амплитуда входного сигнала, тем больше $E_{доб}$. Допустим, что вначале амплитуда входного напряжения мала (рис. 10.7); при этом $E_{доб} \approx 0$; $E_{см} = E_{нач}$. В этом случае АО работает как обычный усилитель (напряжение на транзисторе $u_c = u_{вх} + E_{см}$).

При увеличении напряжения $U_{вх}$ растет $E_{доб}$, и поскольку полярность последнего обратна полярности $E_{нач}$, напряжение $E_{см}$ уменьшается, и при больших значениях $U_{вх}$ наступает отсечка выходного тока $i_{ввых}$. Чем больше напряжение $U_{вх}$, тем меньше угол отсечки Θ выходного тока транзистора. Однако одновременно с уменьшением Θ при возрастании $U_{вх}$ увеличивается максимальное значение импульса выходного тока $i_{ввых \max}$.

Таким образом, в АО с переменным смещением при увеличении $U_{вх}$ начиная с некоторого значения $U_{вх} = U_{пор}$ происходит одновременное увеличение $i_{ввых \max}$ и уменьшение Θ . На выходе АО включен резонансный контур, выделяющий первую гармонику I_{m1} выходного тока; напряжение на выходе $U_{вых} = I_{m1} R_{\Sigma}$. Так как $I_{m1} = i_{ввых \max} \alpha_1(\Theta)$, где $\alpha_1(\Theta)$ — коэффициент первой гармоники, то с увеличением $U_{вх}$ первая гармоника выходного тока увеличивается из-за роста $i_{ввых \max}$ и одновременно уменьшается

из-за уменьшения угла Θ , при определенных условиях амплитуда первой гармоники тока I_{m1} остается примерно постоянной.

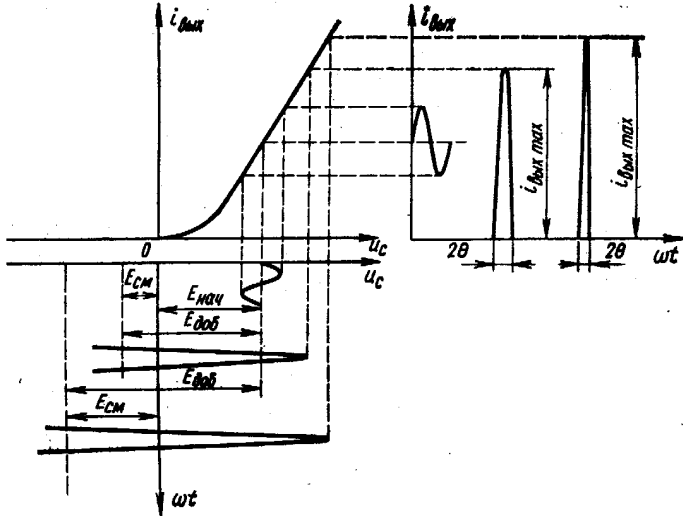


Рис. 10.7

Амплитудная характеристика АО с переменным смещением показана на рис. 10.8. При коэффициенте передачи АД $K_d = K_{допт}$ АХ наиболее близка к идеальной. При $K_d^1 > K_{допт}$ и увеличении $U_{вх}$ напряжение $E_{доб}$ растет быстрее, чем при $K_{допт}$, при этом ток $i_{вых max}$ изменяется мало, а угол отсечки уменьшается быстро; по этой причине амплитуда тока I_{m1} при увеличении $U_{вх}$ уменьшается, и, следовательно, АХ будет иметь спадающий участок.

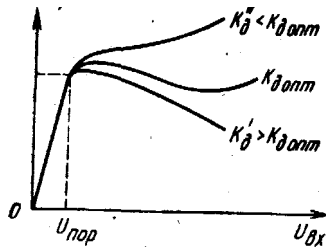


Рис. 10.8

Выводы

1. АО обеспечивает постоянство амплитуды выходного гармонического колебания, но не изменяет частоту и фазу входного сигнала.
2. В диодном АО постоянство напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ обеспечивается при $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ПОР}}$ за счет шунтирования контура входным сопротивлением диода, которое возрастает по мере увеличения $U_{\text{ВХ}}$.
3. В АО с одним транзистором ограничение наступает при $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ПОР}}$, когда транзистор начинает работать в нелинейном режиме, характеризуемом появлением отсечки его коллекторного тока. При этом рост амплитуды первой гармоники $I_{\text{м1}}$ замедляется, что ограничивает увеличение $U_{\text{ВЫХ}}$.
4. Двустороннее ограничение выходного тока АО с двумя транзисторами и общим R_3 обеспечивается благодаря запираению первого транзистора при большом положительном потенциале на его базе и второго при большом отрицательном потенциале на базе первого транзистора.
5. В АО с переменным смещением на транзисторе зависит от уровня входного сигнала, что обеспечивается включением во входную цепь транзистора АД. При $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ПОР}}$ наступает отсечка выходного тока АО. С увеличением $U_{\text{ВХ}}$ амплитуда первой гармоники выходного тока, определяющая $U_{\text{ВЫХ}}$, одновременно увеличивается из-за роста $i_{\text{ВЫХmax}}$ и уменьшается из-за уменьшения Θ ; этим обеспечивается примерное постоянство $I_{\text{м1}}$.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие существуют типы АО?
2. Каковы структурная схема и принцип действия АО?
3. Нарисуйте принципиальные схемы и поясните принцип работы диодных АО.
4. Нарисуйте принципиальные схемы и поясните принцип работы транзисторных АО.
5. Нарисуйте функциональную схему АО с переменным смещением. Поясните принцип работы.

Заключение

Во второй части пособия продолжено рассмотрение узлов радиоприемных устройств, а именно: преобразователей частоты, усилителей промежуточной частоты, детекторов амплитудно-модулированных, частотно-модулированных и фазовомодулированных сигналов, а также ограничителей амплитуды.

Показано, что преобразование частоты возможно только в нелинейных шестиполосниках, при этом важно, чтобы режим работы смесителя был линейным по сигналу и нелинейным по гетеродинному напряжению. Различают линейный и нелинейный режимы работы преобразователя. В нелинейном режиме комбинационные каналы появляются в частотной области между частотой гетеродина и частотами сигнала и зеркального канала, тогда как в линейном режиме основную опасность (как наиболее близко расположенные) представляют зеркальный и прямой комбинационные каналы. С точки зрения схемотехники предпочтительно применение балансных и двойных балансных схем на основе дифференциальных каскадов. Диодные преобразователи наиболее просты, но в них одинаково эффективны и прямое, и обратное преобразование частоты.

Современные усилители промежуточной частоты строят по схеме с сосредоточенной избирательностью во всех случаях, когда нет иных требований, например требований к устойчивости при организации быстродействующих систем автоматической регулировки усиления. В настоящее время технологически освоены современные фильтры сосредоточенной избирательности на основе пьезокерамики, кварцев, на поверхностных акустических волнах и т.д., что позволяет получить высокие характеристики и небольшую себестоимость.

Все детекторы или демодуляторы сигналов можно разделить на нелинейные и линейные или синхронные. Задача любого детектора - это обеспечение строгой линейности выходного напряжения, т.е. получение взаимно однозначного соответствия между законом модуляции входного сигнала и напряжением на выходе детектора.

Схемотехнически нелинейные детекторы строят на основе диодов и транзисторов, а линейные или синхронные должны включать в свой состав схему формирования опорного напряжения либо такое колебание должно подаваться независимо от сигнала.

При детектировании ЧМ-сигналов перспективно применение балансных детекторов с управляемой характеристикой, обладающих высокой помехоустойчивостью. При высоких соотношениях сигнал/шум перспективно применение детекторов совпадений и цифровых детекторов.

При обработке сигналов с угловой модуляцией для большинства типов детекторов необходимо применение амплитудных ограничителей, включаемых перед детектором, исключение составляет дробный частотный детектор.

В целом при создании элементов приемно-усилительных устройств перспективно применение цифровой техники, однако создание цифровых преселекторов, преобразователей частоты и даже УПЧ в настоящее время представляется проблематичным как с точки зрения предельного быстродействия современных средств вычислительной техники, даже с учетом возможного распараллеливания процесса вычислений, так и с точки зрения принципиальной возможности появления паразитных каналов приема при реализации нелинейных процедур в цифровой форме.

В настоящее время устройства приема в значительной степени выполняются средствами аналоговой техники, а в устройствах обработки сигналов перспективно применение цифровой техники.

Во второй части пособия после каждого раздела приведены контрольные вопросы, которые позволят самостоятельно оценить уровень полученных знаний.

В следующих частях учебного пособия планируется рассмотреть особенности построения систем ручных и автоматических регулировок в устройствах приема и обработки сигналов. Особое внимание будет уделено зависимости конфигурации систем автоматического регулирования от вида сигналов и условий приема.

Рассмотрение вопросов анализа приемных устройств различного назначения предполагается провести с учетом конкретной специальности и специфики каналов распространения сигналов. Предполагается рассмотрение антенных систем и устройств приема сигналов в единстве с узлами автоматического регулирования и алгоритмами адаптивной и инвариантной обработки.

Литература

1. Плаксиенко В.С. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие. Таганрог: Изд-во ТРТУ 1999. 108 с.
2. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов/ Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под ред. Н.Н. Фомина. М.: Радио и связь, 1996. - 512 с.
3. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.Н. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986. 320 с.
4. Радиоприемные устройства / Под.ред. А.П. Жуковского. М.: Высшая школа, 1989. 342 с.
5. Радиоприемные устройства / Под.ред. Л.Г. Барулина. М.: Радио и связь, 1984. 271 с.
6. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1986. 320 с.
7. Радиоприемные устройства / Под.ред. А.Г. Зюко. М.: Связь, 1975. 400с.
8. Сборник задач и упражнений по курсу “Радиоприемные устройства” / Под ред. В.И. Сифорова. - М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
9. Белкин М.К. и др. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств. К.: Высшая школа, 1988. 472 с.
10. Палшков В.В. Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1984. 392с.
11. Поляков В.Т. Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. М.: Радио и связь, 1983. 96 с.
12. Первачев С.В., Валуев А.А., Чиликин В.М. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. М.: Сов. радио, 1973. 488 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫЗ	
5.1. Общие принципы преобразования частоты	3
5.2. Общая теория преобразования частоты	4
5.3. Частотная характеристика преобразователя	8
5.3.1. Линейный режим работы ПЧ	9
5.3.2. Нелинейный режим работы ПЧ	10
5.4. Выбор промежуточной частоты	12
5.5. Основные типы преобразователей частоты	16
5.5.1. Транзисторные преобразователи частоты	17
5.5.2. Диодные преобразователи частоты	21
5.5.3. Преобразователь частоты с компенсацией помех зеркального канала	26
5.6. Гетеродины в преобразователе частоты	28
Выводы	32
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	33
6. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ	34
6.1. УПЧ с распределенной избирательностью	35
6.1.1. УПЧ с одиночными LC- контурами, настроенными на одну частоту	35
6.1.2. УПЧ с двухконтурным полосовым фильтром	38
6.2. Усилители ПЧ с фильтрами сосредоточенной селекции	39
ВЫВОДЫ	41
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	42
7. ДЕТЕКТОРЫ РАДИОСИГНАЛОВ	42
7.1. Общие сведения	42
7.2. Амплитудные детекторы	43
7.3. Схемы амплитудных детекторов	45
7.3.1. Диодные детекторы	45
7.3.2. Транзисторные детекторы	51
7.4. Теория детектирования сигналов	52
7.4.1. Детектирование слабых сигналов	53
7.4.2. Детектирование сильных сигналов	54
7.5. Искажения при детектировании АМ-сигналов	56
7.5.1. Искажения из-за нелинейности характеристики	56
детектирования	56
7.5.2. Искажения из-за большой постоянной времени нагрузки	57
7.5.3. Искажения из-за соизмеримости частоты модуляции и	58
частоты несущего колебания	58
7.5.4. Искажения из-за влияния разделительной цепи	58

7.6. Детектирование импульсных сигналов.....	60
7.6.1. Детектирование радиоимпульсов	61
7.6.2. Пиковый детектор	64
7.7. Параметрический (синхронный) АД.....	68
Выводы	70
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	71
8. ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ	72
8.1. Виды частотных детекторов.....	73
8.1.1. Одноконтурный ЧД.....	74
8.1.2. Балансный ЧД.....	75
8.1.3. ЧД с двумя связанными контурами.....	80
8.1.4. Детектор отношений (дробный детектор).....	84
8.1.5. Квадратурный ЧД.....	85
8.1.6. Счетный ЧД.....	87
Выводы	88
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	89
9. ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ	89
9.1. Виды фазовых детекторов.....	92
9.1.1. Однотактный диодный ФД.....	92
9.1.2. Балансный ФД.....	94
9.1.3. Кольцевой ФД	96
9.1.4. Ключевые ФД.....	96
9.1.5. ФД на логических дискретных элементах	99
Выводы	100
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	100
10. АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ	100
10.1. Диодные АО	102
10.2. Транзисторные АО	103
Выводы	106
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ	106
Заключение	107
Литература	109

Плаксиенко Владимир Сергеевич

Устройства приема и обработки сигналов

Учебное пособие

Часть II

Ответственный за выпуск Плаксиенко В.С.

Редактор

Кочергина Т.Ф.

Корректор

Пономарева Н.В.

ЛР №020565 от 23 июня 1997 г. Подписано к печати _____

Формат 60x80 1/10 Бумага офсетная

Офсетная печать. Усл. п. л. 7.0. Уч.-изд. л.-6.7

Заказ № _____ Тираж 150 экз.

“С”

Издательство Таганрогского радиотехнического университета

ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44

Типография Таганрогского радиотехнического университета

ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1

