

5. Преобразователи частоты

5.1. Общие сведения о преобразователях частоты

Преобразователем частоты называется устройство, осуществляющее перенос спектра радиосигнала из одной области частот в другую.

Перенос спектра должен происходить без изменения вида и параметров модуляции сигнала.

В супергетеродинном радиоприёмнике преобразователь частоты (ПЧ) размещается между усилителем радиочастоты и усилителем промежуточной частоты^{*)}.

В состав преобразователя частоты входят (см. рис. 5.1):

- источник опорного колебания (гетеродин (Г)), в качестве которого используется автогенератор либо синтезатор частоты;
- преобразовательный элемент (ПЭ);
- частотно-избирательная система (фильтр).

Преобразовательный элемент и фильтр образуют **смеситель**.

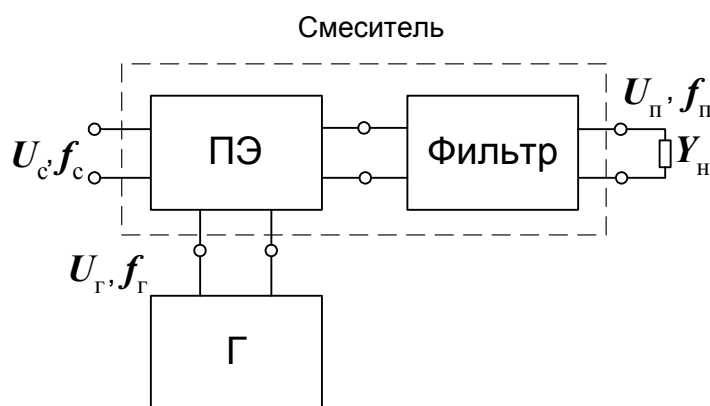


Рис. 5.1. Структурная схема преобразователя частоты

Процесс преобразования частоты состоит из двух операций:

- перемножения напряжений принимаемого сигнала и гетеродинного колебания;
- выделения с помощью фильтра полезной составляющей произведения.

^{*)} При отсутствии УРЧ преобразователь частоты ставится после входной цепи.

Перемножение напряжений производится с помощью нелинейного элемента либо элемента с переменными параметрами. Для неискажённого переноса спектра сигнала полоса пропускания фильтра должна быть не меньше ширины спектра сигнала.

Рассмотрим принцип действия ПЧ на примере преобразователя на биполярном транзисторе, включённом по схеме с ОЭ. Упрощённая эквивалентная схема такого ПЧ показана на рис. 5.2. На входе транзистора действует сумма напряжений сигнала и гетеродинного колебания

$$u_{\text{БЭ}}(t) = u_{\text{с}}(t) + u_{\text{г}}(t). \quad (5.1)$$

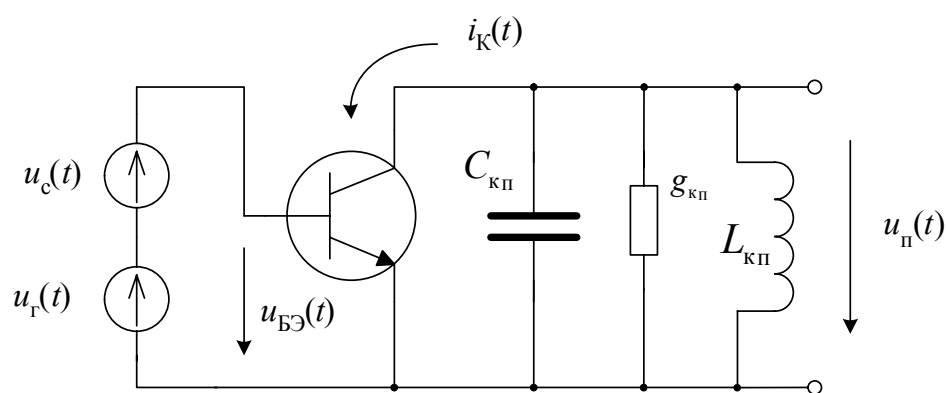


Рис. 5.2. Эквивалентная схема транзисторного ПЧ

Для эффективной работы смесителя необходимо, чтобы амплитуда гетеродинного колебания значительно превышала амплитуду сигнала, поэтому $u_{\text{БЭ}}(t) \approx u_{\text{г}}(t)$. Используя проходную характеристику транзистора $I_{\text{К}}(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 5.3,а), построим зависимость крутизны

$S = \frac{dI_{\text{К}}}{dU_{\text{БЭ}}}$ от напряжения $U_{\text{БЭ}}$ между базой и эмиттером (рис. 5.3,б).

На графике зависимости $S(U_{\text{БЭ}})$, как правило, имеется линейный либо близкий к линейному участок. Выберем в середине линейного участка рабочую точку транзистора, которой соответствует напряжение смещения $U_{\text{БЭ}}^0$. Крутизна в рабочей точке равна S_0 . Гармоническое колебание гетеродина действует относительно напряжения смещения (рис. 5.3,б). Под действием этого напряжения крутизна транзистора периодически изменяется (рис. 5.3,в). На линейном участке крутизна изменяется по закону

$$S(t) = S_0 + au_{\text{г}}(t), \quad (5.2)$$

где a – угловой коэффициент зависимости $S(U_{БЭ})$ в рабочей точке.

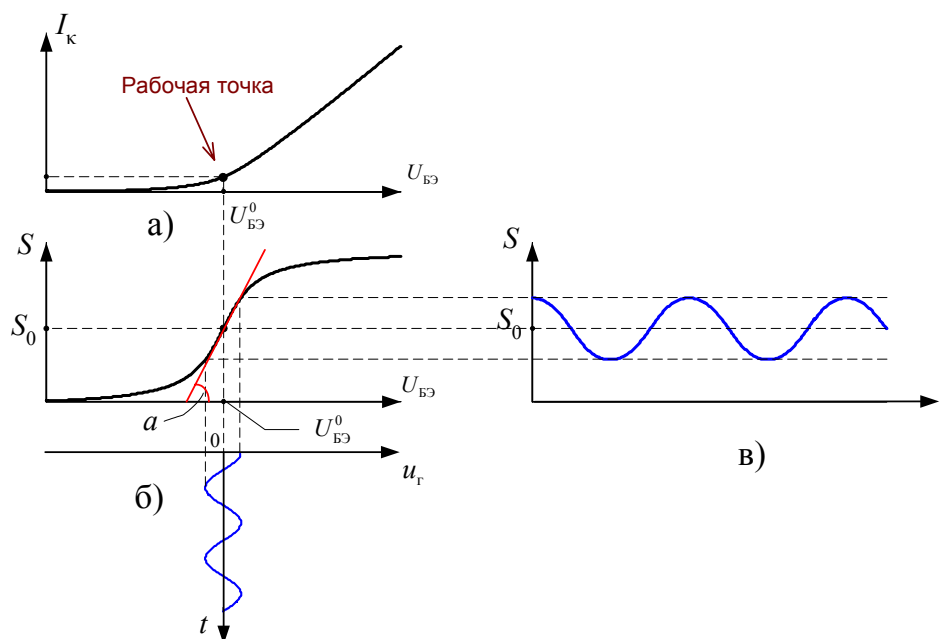


Рис. 5.3. Эпюры гетеродинного колебания и крутизны в транзисторном ПЧ

Поскольку амплитуда преобразуемого сигнала мала, то можно считать, что по отношению к сигналу транзистор является линейным элементом, и записать мгновенное значение переменной составляющей коллекторного тока как

$$i_k(t) = S(t)u_c(t) = [S_0 + au_r(t)]u_c(t) = S_0u_c(t) + au_r(t)u_c(t). \quad (5.3)$$

Видно, что коллекторный ток имеет составляющую, пропорциональную произведению напряжений сигнала и гетеродинного колебания. Следовательно, относительно этой составляющей транзисторный каскад выполняет функцию **перемножителя**.

Определим ток коллектора в случае гармонических напряжений $u_c(t)$ и $u_r(t)$ при условии, что колебание гетеродина не выходит за пределы линейного участка зависимости $S(U_{БЭ})$. Пусть

$$u_c(t) = U_c \cos \omega_c t, \quad (5.4)$$

$$u_r(t) = U_r \cos \omega_r t. \quad (5.5)$$

Тогда, подставляя (5.4) и (5.5) в (5.3), получим:

$$i_k(t) = S_0 U_c \cos \omega_c t + a U_c U_r \cos \omega_c t \cos \omega_r t. \quad (5.6)$$

Преобразуем второе слагаемое в (5.6), используя тригонометрическое тождество $\cos \alpha \cos \beta = [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]/2$:

$$i_k(t) = S_0 U_c \cos \omega_c t + \frac{1}{2} a U_c U_r \cos(\omega_r + \omega_c)t + \frac{1}{2} a U_c U_r \cos(\omega_r - \omega_c)t. \quad (5.7)$$

Из полученного выражения видно, что переменная составляющая коллекторного тока представляет собой сумму гармонических колебаний с частотами ω_c , $\omega_r + \omega_c$, $|\omega_r - \omega_c|$. Из всего этого набора фильтр смесителя (резонансный контур, являющийся нагрузкой транзистора) выделяет колебание той частоты, на которую он настроен (обычно это разностная частота $|\omega_r - \omega_c|$).

Рассмотрим некоторые варианты принципиальных схем транзисторных ПЧ. Смесительные транзисторы обычно включаются по схеме с ОЭ, что позволяет получить сравнительно большой коэффициент передачи и малую входную проводимость ПЧ. Для уменьшения взаимной связи между цепями гетеродина и смесителя, а также для повышения стабильности работы ПЧ напряжение сигнала подаётся в цепь базы, а напряжение гетеродина – в цепь эмиттера. В этом случае, в отличие от (5.1), $u_{бэ}(t) = u_c(t) - u_r(t)$, т.е. колебание гетеродина инвертируется и, следовательно, инвертируется преобразованный сигнал. Это, однако, не существенно, поскольку начальная фаза сигнала случайна.

На рис. 5.4,а показана схема смесителя, в котором напряжение гетеродина подаётся на эмиттер транзистора через разделительный конденсатор C_{p2} . В схеме на рис. 5.4,б это напряжение подаётся с помощью трансформатора. Стабилизация режима транзисторного ПЧ по постоянному току осуществляется так же, как и в усилительных каскадах.

Схема ПЧ на полевом транзисторе с каналом n -типа, включённом по схеме с ОИ, изображена на рис. 5.5,а. Здесь напряжение сигнала подаётся на затвор транзистора, а колебание гетеродина – в цепь истока. Благодаря высокому входному сопротивлению полевого транзистора он подключается ко входному колебательному контуру непосредственно.

Наиболее эффективная развязка между цепями сигнала и гетеродина обеспечивается при использовании специального типа полевого транзистора – двухзатворного. В этом случае напряжения сигнала и гетеродина подаются на различные изолированные затворы транзистора (рис. 5.5,б). Семейство проходных характеристик двухзатворного полевого транзистора (зависимостей тока стока от напряжения $U_{з1и}$ на 1-м затворе при различных значениях напряжения $U_{з2и}$ на 2-м затворе) показано на рис. 5.5,в. Эффект перемножения напряжений в ПЧ на таком полевом транзисторе возникает благодаря тому, что под действием напряжения гетеродина на одном из затворов изменяется крутизна транзистора по другому затвору, на который подаётся сигнал.

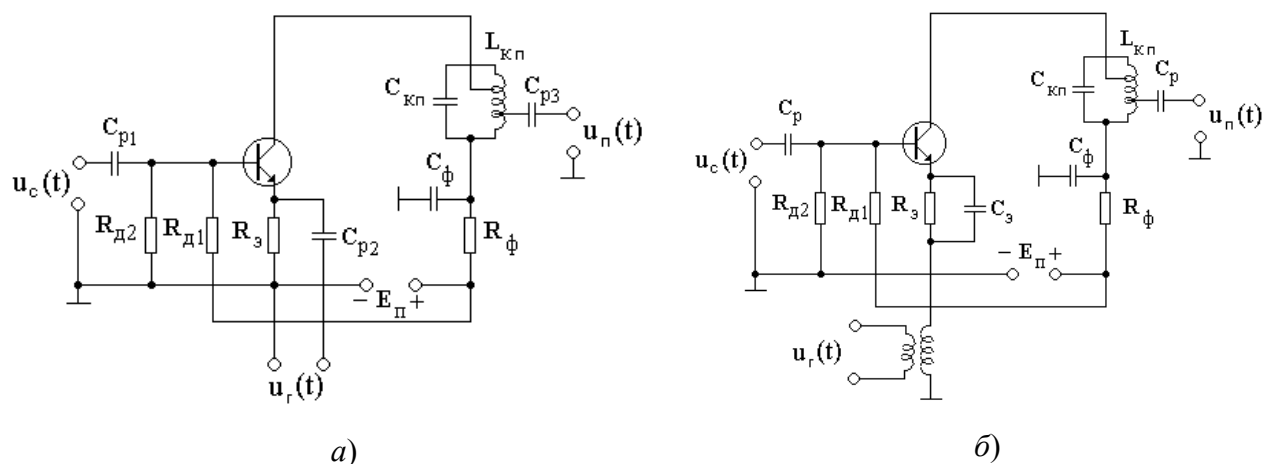


Рис. 5.4. Смеситель на биполярном транзисторе: а) напряжение гетеродина подаётся через разделительный конденсатор; б) напряжение гетеродина подаётся с помощью трансформатора

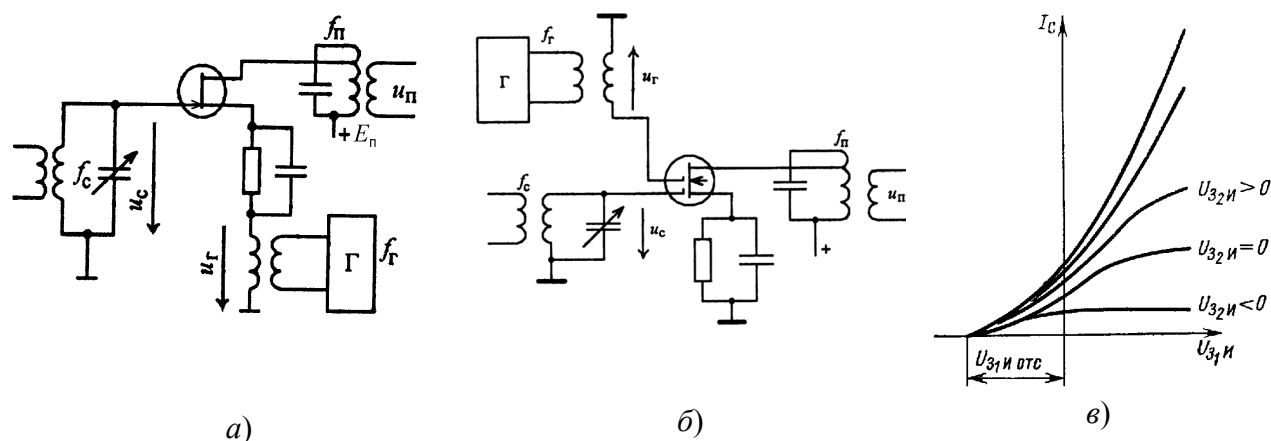


Рис. 5.5. Смеситель на полевом транзисторе: а) на однозатворном; б) на двухзатворном; в) семейство проходных характеристик двухзатворного полевого транзистора с n-каналом

5.2. Краткая теория преобразователя частоты

Мы видели, что эффект преобразования частоты возникает благодаря тому, что крутизна транзистора изменяется под действием напряжения гетеродина. При этом относительно сигнала транзистор является линейным элементом. Таким образом, по отношению к сигналу транзистор можно рассматривать как линейный четырёхполюсник с переменными параметрами (рис. 5.6). Это справедливо и для других преобразовательных элементов, используемых в ПЧ.

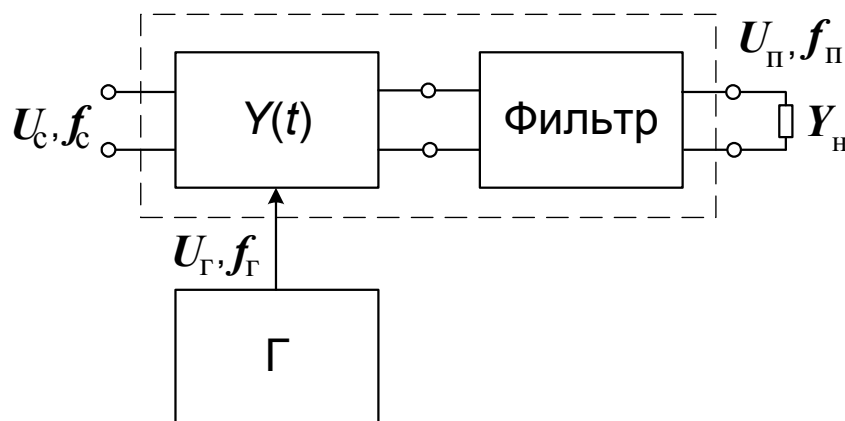


Рис. 5.6. Эквивалентная схема ПЧ как четырёхполюсника с переменными параметрами

Анализировать систему с переменными параметрами достаточно сложно. Поэтому для определения характеристик ПЧ вводят некоторые неизменные во времени эквивалентные Y -параметры, характеризующие работу системы в режиме преобразования частоты, и анализируют ПЧ как линейный четырёхполюсник с постоянными параметрами. Тем самым задача анализа ПЧ сводится к известной задаче анализа такого стационарного четырёхполюсника как резонансный каскад УРЧ.

Переход к эквивалентным Y -параметрам возможен благодаря тому, что:

- на выходе преобразовательного элемента стоит избирательный фильтр, настроенный на промежуточную частоту;
- источником сигнала является УРЧ, на выходе которого также стоит фильтр (колебательный контур), настроенный на частоту сигнала.

Опишем работу ПЧ с помощью эквивалентных Y -параметров при следующих допущениях:

1. преобразовательный элемент как четырёхполюсник с переменными параметрами линеен по отношению к сигналу;
2. Y -параметры четырёхполюсника вещественны, т.е. ПЧ работает в области низких частот;
3. четырёхполюсник безынерционен относительно напряжения гетеродина, т.е. Y -параметры изменяются мгновенно под действием напряжения гетеродина;
4. напряжение гетеродина – гармоническое колебание $u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$.

Четырёхполюсник с переменными параметрами (нестационарный четырёхполюсник) описывается следующими уравнениями:

$$\begin{cases} i_1(t) = Y_{11}(t)u_1(t) + Y_{12}(t)u_2(t) \\ i_2(t) = Y_{21}(t)u_1(t) + Y_{22}(t)u_2(t) \end{cases} \quad \begin{matrix} (5.8,a) \\ (5.8,б) \end{matrix}$$

где $u_1(t) = u_c(t)$ – напряжение входного сигнала; $u_2(t) = u_n(t)$ – напряжение преобразованного сигнала; $i_1(t), i_2(t)$ – переменная составляющая входного и выходного токов соответственно.

Y -параметры изменяются под действием напряжения гетеродина, следовательно они являются периодическими колебаниями с периодом $T_r = 1/f_r$. Такие колебания представляются в виде ряда Фурье:

$$Y_{ij}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{ij(k)} \cos k\omega_r t, \quad i=1, 2, \quad j=1, 2. \quad (5.9)$$

Отметим, что этот ряд содержит только косинусоидальные составляющие и не содержит функций вида $\sin k\omega_r t$. Это связано с тем, что в соответствии с принятыми допущениями:

- напряжение гетеродина описывается функцией $\cos \omega_r t$;
- четырёхполюсник является безынерционным по отношению к напряжению гетеродина и, следовательно, фазовый сдвиг между периодически изменяющимися Y -параметрами и гетеродинным колебанием отсутствует.

При перемножении полигармонического колебания $Y_{ij}(t)$, представленного рядом (5.9), и гармонического напряжения $u_j(t)$ образуется бесконечный набор составляющих тока с различными комбинационными частотами. Однако при записи уравнений четырёхполюсника

из всего этого набора нужно учитывать лишь те составляющие, которые создают падение напряжения на соответствующих (входных и выходных) фильтрах преобразователя:

- на выходе – составляющие тока с частотой $\omega_{\text{п}}$;
- на входе – составляющие тока с частотой $\omega_{\text{с}}$.

Определим эти составляющие.

1) Рассмотрим первое слагаемое в выражении (5.8,а) для входного тока четырёхполюсника:

$$Y_{11}(t)u_1(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{11(k)} \cos k\omega_{\text{г}}t \cdot U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{с}}t. \quad (5.10)$$

Поскольку входной ток протекает через выходной колебательный контур УРЧ, то вклад в падение напряжения на этом контуре даст только та составляющая процесса (5.10), частота которой равна резонансной частоте контура, т.е. $\omega_{\text{с}}$. Очевидно, что такой составляющей является $Y_{11(0)}U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{с}}t$. Остальные составляющие тока будут отфильтрованы. Следовательно, из всех членов ряда (5.9) нужно учитывать только первый, соответствующий $k = 0$.

2) Рассуждая аналогичным образом, рассмотрим второе слагаемое выходного тока (5.8,б):

$$Y_{22}(t)u_2(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{22(k)} \cos k\omega_{\text{г}}t \cdot U_{\text{п}} \cos \omega_{\text{п}}t. \quad (5.11)$$

Выходной ток протекает через колебательный контур ПЧ, настроенный на промежуточную частоту. Поэтому на величину напряжения на этом контуре окажет влияние только составляющая $Y_{22(0)}U_{\text{п}} \cos \omega_{\text{п}}t$, частота которой равна промежуточной, а остальные составляющие выходного тока будут отфильтрованы. Следовательно, в разложении параметра $Y_{22}(t)$ в ряд Фурье нужно учитывать только первый член, соответствующий $k = 0$.

3) Для того чтобы определить, какие составляющие тока нужно учитывать в выражениях для произведений $Y_{12}(t)u_2(t)$ и $Y_{21}(t)u_1(t)$, следует задать соотношение между промежуточной частотой и частотами сигнала и гетеродина. Примем, что $\omega_{\text{п}} = \omega_{\text{с}} - \omega_{\text{г}}$ (нижняя настройка гетеродина), и рассмотрим первое слагаемое выражения (5.8,б) для выходного тока четырёхполюсника:

$$Y_{21}(t)u_1(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{21(k)} \cos k\omega_r t \cdot U_c \cos \omega_c t. \quad (5.12)$$

В этом выражении следует учитывать только второй член ряда Фурье, соответствующий $k = 1$, поскольку только он приводит к появлению в выходном токе четырёхполюсника составляющей разностной частоты $\omega_c - \omega_r = \omega_n$:

$$Y_{21(1)} \cos \omega_r t \cdot U_c \cos \omega_c t = \frac{1}{2} Y_{21(1)} U_c \cos(\omega_c + \omega_r) t + \frac{1}{2} Y_{21(1)} U_c \cos(\omega_c - \omega_r) t.$$

Составляющая суммарной частоты $\omega_c + \omega_r$ не создаёт падения напряжения на выходном колебательном контуре. Следовательно, в первом слагаемом выражения (5.8,б) нужно учитывать только составляющую выходного тока, равную

$$\frac{1}{2} Y_{21(1)} U_c \cos \omega_n t.$$

Эта составляющая обусловлена *эффе́ктом преобразования частоты*.

4) Второе слагаемое выражения (5.8,а) для входного тока четырёхполюсника равно

$$Y_{12}(t)u_2(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{12(k)} \cos k\omega_r t \cdot U_n \cos \omega_n t. \quad (5.13)$$

Поскольку падение напряжения на входном колебательном контуре (выходном контуре УРЧ) создаёт только та составляющая тока, частота которой равна $\omega_c = \omega_r + \omega_n$, то и в этом случае будем учитывать только второй член ряда Фурье, соответствующий $k = 1$:

$$Y_{12(1)} \cos \omega_r t \cdot U_n \cos \omega_n t = \frac{1}{2} Y_{12(1)} U_n \cos(\omega_r - \omega_n) t + \frac{1}{2} Y_{12(1)} U_n \cos(\omega_r + \omega_n) t.$$

Составляющая разностной частоты $\omega_r - \omega_n = \omega_c - 2\omega_n$ значительно (на $2\omega_n$) отстоит от резонансной частоты входного колебательного контура и поэтому не создаёт на нём падения напряжения. Вторая составляющая тока имеет частоту $\omega_r + \omega_n = \omega_c$, поэтому обусловленное ей напряжение будет выделяться на входном колебательном контуре. Следовательно, во втором слагаемом выражения (5.8,а) нужно учитывать только составляющую входного тока, имеющую частоту сигнала:

$$\frac{1}{2}Y_{12(1)}U_{\pi}\cos\omega_{\text{с}}t.$$

Эта составляющая обусловлена эффектом *обратного преобразования частоты*.

Таким образом, учитывая только те составляющие токов, которые создают падение напряжения на входном и выходном колебательных контурах ПЧ, уравнения четырёхполюсника можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} i_{\text{с}}(t) = Y_{11(0)}U_{\text{с}}\cos\omega_{\text{с}}t + \frac{1}{2}Y_{12(1)}U_{\pi}\cos\omega_{\text{с}}t, \end{cases} \quad (5.14, \text{а})$$

$$\begin{cases} i_{\pi}(t) = \frac{1}{2}Y_{21(1)}U_{\text{с}}\cos\omega_{\pi}t + Y_{22(0)}U_{\pi}\cos\omega_{\pi}t. \end{cases} \quad (5.14, \text{б})$$

Здесь $i_{\text{с}}(t)$ – составляющая входного тока, имеющая частоту сигнала, а $i_{\pi}(t)$ – составляющая выходного тока, имеющая промежуточную частоту.

Уравнения (5.14) можно записать в более удобной форме, если ввести эквивалентные Y -параметры – *параметры четырёхполюсника в режиме преобразования частоты*:

$$\begin{aligned} Y_{11\pi} &= Y_{11(0)}, & Y_{12\pi} &= \frac{1}{2}Y_{12(1)}, \\ Y_{21\pi} &= \frac{1}{2}Y_{21(1)}, & Y_{22\pi} &= Y_{22(0)}. \end{aligned} \quad (5.15)$$

Тогда уравнения четырёхполюсника примут следующий вид:

$$\begin{cases} i_{\text{с}}(t) = I_{\text{с}}\cos\omega_{\text{с}}t = Y_{11\pi}U_{\text{с}}\cos\omega_{\text{с}}t + Y_{12\pi}U_{\pi}\cos\omega_{\text{с}}t, \\ i_{\pi}(t) = I_{\pi}\cos\omega_{\pi}t = Y_{21\pi}U_{\text{с}}\cos\omega_{\pi}t + Y_{22\pi}U_{\pi}\cos\omega_{\pi}t. \end{cases} \quad (5.16)$$

Здесь $I_{\text{с}}$ – амплитуда составляющей входного тока на частоте сигнала, I_{π} – амплитуда составляющей выходного тока на промежуточной частоте. Поскольку в (5.16) напряжения и токи являются гармоническими колебаниями, то можно также записать уравнения четырёхполюсника для амплитудных значений токов и напряжений:

$$\begin{cases} I_c = Y_{11п} U_c + Y_{12п} U_п \\ I_п = Y_{21п} U_c + Y_{22п} U_п \end{cases} \quad (5.17)$$

Эквивалентные Y -параметры ПЭ в общем случае комплексные, поэтому уравнения четырёхполюсника записываются для комплексных амплитуд. При этом нужно учитывать соотношение между частотой сигнала и частотой гетеродинного колебания. Если $\omega_r < \omega_c$ и, следовательно, $\omega_п = \omega_c - \omega_r$, то

$$\begin{cases} \dot{I}_c = Y_{11п} \dot{U}_c + Y_{12п} \dot{U}_п \\ \dot{I}_п = Y_{21п} \dot{U}_c + Y_{22п} \dot{U}_п \end{cases} \quad (5.18)$$

Если же $\omega_r > \omega_c$ и $\omega_п = \omega_r - \omega_c$, то в процессе преобразования частоты фаза сигнала меняется на противоположную, и уравнения четырёхполюсника для комплексных амплитуд имеют вид

$$\begin{cases} \dot{I}_c = Y_{11п} \dot{U}_c + Y_{12п} \dot{U}_п^*, \\ \dot{I}_п^* = Y_{21п}^* \dot{U}_c + Y_{22п}^* \dot{U}_п^*, \end{cases} \quad (5.19)$$

где * означает комплексное сопряжение. Подчеркнём ещё раз, что такая запись уравнений преобразователя частоты как стационарного четырёхполюсника является условной, поскольку она учитывает только те составляющие входного и выходного токов, которые существенны для определения соответствующих напряжений.

Теперь рассмотрим определение и физический смысл эквивалентных Y -параметров ПЧ.

1) **Внутренняя*) входная проводимость ПЧ** на основании (5.19) определяется как $Y_{11п} = \left. \frac{I_c}{U_c} \right|_{U_п=0}$. В соответствии с (5.15)

$$Y_{11п} = Y_{11(0)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{11}(t) dt, \quad (5.20)$$

*) Прилагательное **внутренняя** подчёркивает, что данная проводимость определяется в режиме короткого замыкания по переменному току на выходе ПЧ.

где $T_r = 1/f_r$ – период гетеродинного колебания. Таким образом, $Y_{11п}$ – это среднее значение (постоянная составляющая) входной проводимости Y_{11} , которая периодически изменяется во времени под действием гетеродинного напряжения.

2) **Внутренняя выходная проводимость ПЧ** определяется как $Y_{22п} = \left. \frac{I_{п}}{U_{п}} \right|_{U_{с}=0}$ и равна среднему значению выходной проводимости Y_{22} :

$$Y_{22п} = Y_{22(0)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{22}(t) dt. \quad (5.21)$$

3) **Крутизна преобразования^{**)}** по определению равна $Y_{21п} = \left. \frac{I_{п}}{U_{с}} \right|_{U_{п}=0}$. В соответствии с (5.15)

$$Y_{21п} = \frac{1}{2} Y_{21(1)} = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{21}(t) \cos \omega_r t dt \right] = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{21}(t) \cos \omega_r t dt, \quad (5.22)$$

т.е. **крутизна преобразования равна половине амплитуды 1-й гармоники проводимости прямой передачи Y_{21}** . В случае вещественной проводимости Y_{21} будем обозначать крутизну преобразования как $S_{п}$.

4) **Крутизна обратного преобразования** определяется как $Y_{12п} = \left. \frac{I_{с}}{U_{п}} \right|_{U_{с}=0}$ и равна половине амплитуды 1-й гармоники проводимости обратной передачи Y_{12} :

$$Y_{12п} = \frac{1}{2} Y_{12(1)} = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{12}(t) \cos \omega_r t dt \right] = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{12}(t) \cos \omega_r t dt. \quad (5.23)$$

Использование эквивалентных Y -параметров позволяет свести расчёт характеристик ПЧ к расчёту аналогичных характеристик устройства с постоянными параметрами. Так, например, коэффициент передачи ПЧ, который определяется как

$$K_{п} = \frac{U_{п}}{U_{с}},$$

^{**)} Или, более полно, **крутизна прямого преобразования**.

может быть рассчитан по аналогии с коэффициентом усиления резонансного УРЧ по формуле (см. (4.6))

$$K_{\Pi} = \frac{m_{1(\Pi\text{Ч})} m_{2(\Pi\text{Ч})} |Y_{21\Pi}|}{g_{\text{кз}(\Pi\text{Ч})}}, \quad (5.24)$$

где $m_{1(\Pi\text{Ч})}$, $m_{2(\Pi\text{Ч})}$ – коэффициенты включения преобразовательного элемента и нагрузки в контур ПЧ; $g_{\text{кз}(\Pi\text{Ч})} = m_{1(\Pi\text{Ч})}^2 g_{22(\Pi\text{Ч})} + g_{\text{к}(\Pi\text{Ч})} + m_{2(\Pi\text{Ч})}^2 g_{\text{н}}$ – эквивалентная резонансная проводимость контура ПЧ.

Выводы из анализа транзисторного ПЧ

1) Поскольку амплитуда сигнала значительно меньше амплитуды гетеродинного колебания, то в диапазоне напряжений сигнала Y -параметры транзистора практически постоянны, тогда как в диапазоне напряжений гетеродина они существенно меняются. Поэтому относительно сигнала ПЧ является линейным четырёхполюсником с **переменными параметрами**.

2) Поскольку сигнал и напряжение гетеродина являются гармоническими колебаниями, а на входе и выходе ПЧ стоят частотно-избирательные резонансные цепи, то можно ввести эквивалентные Y -параметры транзистора в режиме преобразования и рассматривать его как линейный четырёхполюсник с **постоянными параметрами**. Используя эквивалентные Y -параметры, задачу анализа ПЧ можно свести к ранее решённой задаче анализа резонансного усилителя.

Специфическими для расчёта характеристик ПЧ являются задачи определения эквивалентных Y -параметров в режиме преобразования. Рассмотрим методы расчёта двух наиболее важных параметров – крутизны преобразования и внутренней входной проводимости.

5.3. Методы расчёта параметров преобразования транзисторного ПЧ

Рассмотрим задачу определения крутизны преобразования в области низких частот, когда $f_{\text{с}}, f_{\text{г}}, f_{\text{п}} \ll f_{\text{с}}$, где $f_{\text{с}}$ – граничная частота транзистора по крутизне. В соответствии с (5.15), (5.22) крутизна преобразования равна половине амплитуды 1-й гармоники проводи-

мости прямой передачи Y_{21} . В области низких частот проводимость прямой передачи (крутизна транзистора S) вещественна. Амплитуда 1-й гармоники крутизны, периодически изменяющейся под действием напряжения гетеродина, определяется амплитудой гетеродинного колебания и характером зависимости крутизны от управляющего напряжения $U_{БЭ}$.

Если напряжение гетеродина находится в пределах линейного участка зависимости $S(U_{БЭ})$, имеющей в рабочей точке угловой коэффициент a , то в соответствии с (5.2)

$$S(t) = S_0 + aU_{\Gamma} \cos \omega_{\Gamma} t = S_0 + S_m \cos \omega_{\Gamma} t, \quad (5.25)$$

где $S_m = aU_{\Gamma}$ – амплитуда крутизны. В этом случае крутизна преобразования, равная

$$S_{\Pi} = \frac{1}{2} S_m = \frac{1}{2} aU_{\Gamma}, \quad (5.26)$$

прямо пропорциональна амплитуде гетеродинного колебания.

В общем случае из-за нелинейности зависимости $S(U_{БЭ})$ процесс изменения крутизны во времени – негармоническое колебание, и амплитуда его 1-й гармоники нелинейно зависит от U_{Γ} . Одним из методов приближённого инженерного расчёта крутизны преобразования при нелинейной зависимости $S(U_{БЭ})$ является графоаналитический **метод пяти ординат**. В соответствии с этим методом крутизна преобразования находится по проходной характеристике транзистора следующим образом.

1) По проходной характеристике $I_K(U_{БЭ})$ строится зависимость $S(U_{БЭ})$. Для этого задаётся малое приращение управляющего напряжения $\Delta U_{БЭ}$ и крутизна транзистора вычисляется как

$$S(U_{БЭ}) \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{БЭ}} = \frac{I_K(U_{БЭ} + \Delta U_{БЭ}) - I_K(U_{БЭ})}{\Delta U_{БЭ}}.$$

2) На графике зависимости $S(U_{БЭ})$ (рис. 5.7) отмечаются пять точек, абсциссы которых равны

$$U_1 = U_{БЭ}^0 + U_r, \quad U_2 = U_{БЭ}^0 + \frac{1}{2}U_r, \quad U_3 = U_{БЭ}^0,$$

$$U_4 = U_{БЭ}^0 - \frac{1}{2}U_r, \quad U_5 = U_{БЭ}^0 - U_r,$$

и определяются значения крутизны в этих точках: S_1, S_2, S_4, S_5 (значение крутизны в рабочей точке S_3 в расчёте не используется).

3) Крутизна преобразования вычисляется как

$$S_{\pi} \approx \frac{1}{6}(S_1 + S_2 - S_4 - S_5). \quad (5.27)$$

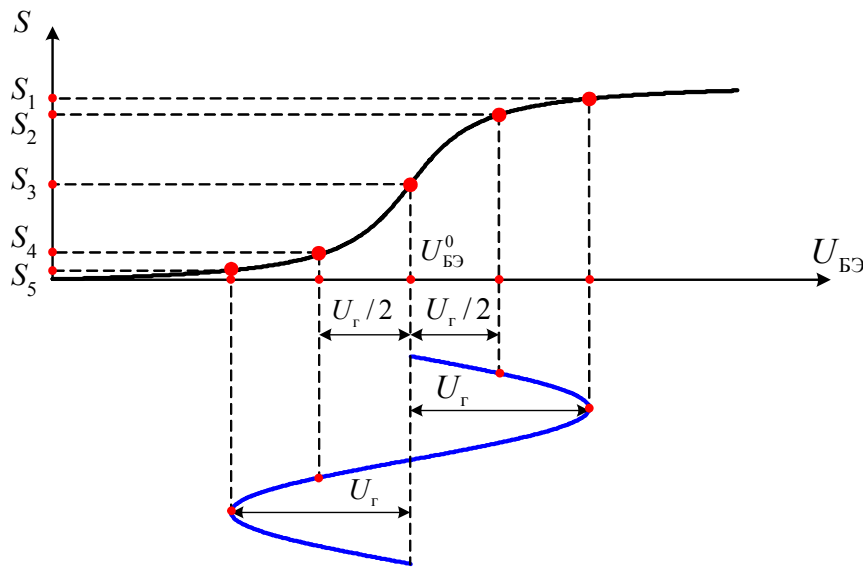


Рис. 5.7. К методу пяти ординат

Метод пяти ординат — достаточно универсальный способ численного определения крутизны преобразования, однако аналитического выражения этого параметра он не даёт. Крутизну преобразования можно определить аналитически, если воспользоваться

какой-либо аппроксимацией проходной характеристики транзистора.

Ранее было показано, что при линейной зависимости $S(U_{БЭ})$ крутизна преобразования равна (см. (5.26))

$$S_{\pi} = \frac{1}{2}S_m = \frac{1}{2}aU_r.$$

Линейной зависимости $S(U_{БЭ})$ соответствует **параболическая аппроксимация** проходной характеристики. Такой функцией хорошо описывается проходная характеристика полевых транзисторов:

$$I_C = b(U_{зи} - U_{отс})^2, \quad (5.28)$$

где $U_{\text{отс}}$ – напряжение отсечки.

На рис. 5.8 показана проходная характеристика полевого транзистора с n -каналом (а) и соответствующая ей зависимость $S(U_{\text{зи}})$ (б)

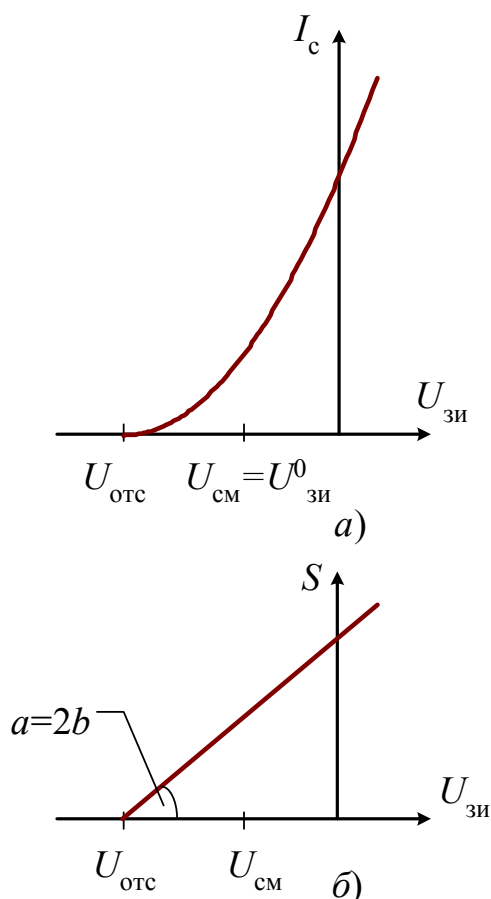


Рис. 5.8. Проходная характеристика полевого транзистора (а) и зависимость крутизны от напряжения на затворе (б)

$$S = \frac{dI_c}{dU_{\text{зи}}} = 2b(U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}}). \quad (5.29)$$

При $U_{\text{г}} < U_{\text{зи}}^0 - U_{\text{отс}}$ ПЧ работает **в режиме без отсечки крутизны**. В этом режиме крутизна преобразования равна

$$S_{\text{п}} = \frac{1}{2}aU_{\text{г}} = bU_{\text{г}}. \quad (5.30)$$

Теперь рассмотрим этот же ПЧ, но при большей амплитуде напряжения гетеродина, когда условие $U_{\text{г}} < U_{\text{зи}}^0 - U_{\text{отс}}$ не выполняется, т.е. **в режиме с отсечкой крутизны транзистора**. В этом случае крутизна преобразования определяется общей формулой

$$S_{\text{п}} = \frac{1}{2}S_{(1)}, \quad (5.31)$$

поэтому нужно найти амплитуду 1-й гармоники крутизны в режиме с отсечкой крутизны. Для этого используются коэффициенты разложения в ряд Фурье последовательности синусоидальных импульсов (коэффициенты гармоник^{*)}) $\alpha_n(\theta)$. Напомним, что эти коэффициенты были введены для анализа прохождения тока через нелинейный элемент при кусочно-линейной аппроксимации его вольт-амперной характеристики. При этом амплитуда n -й гармоники тока определяется как

^{*)} Коэффициенты гармоник называют также **коэффициентами Берга** по имени советского учёного А.И.Берга, который впервые ими воспользовался для анализа нелинейного режима работы усилительного каскада на электронной лампе.

$$I_{(n)} = (I_{\max} - I_{\min}) \alpha_n(\theta),$$

где θ – угол отсечки; I_{\max} , I_{\min} – максимальное и минимальное значение тока соответственно. Поскольку угол отсечки – это фаза колебания, соответствующая напряжению отсечки $U_{\text{отс}}$, то

$$U_{\text{отс}} - U_{\text{см}} = U_{\Gamma} \cos \theta,$$

откуда

$$\theta = \arccos \frac{U_{\text{отс}} - U_{\text{см}}}{U_{\Gamma}}. \quad (5.32)$$

Первые два коэффициента, α_0 и α_1 , определяются формулами

$$\alpha_0(\theta) = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \quad (5.33)$$

$$\alpha_1(\theta) = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}. \quad (5.34)$$

При $k \geq 2$

$$\alpha_k(\theta) = 2 \frac{\sin k\theta \cos \theta - k \sin \theta \cos k\theta}{\pi k(k^2 - 1)(1 - \cos \theta)}. \quad (5.35)$$

Графики зависимостей коэффициентов $\alpha_0, \dots, \alpha_3$ от угла отсечки приведены на рис. 5.9.

Для ПЧ, работающего в режиме с отсечкой крутизны, амплитуда n -й гармоники крутизны равна

$$S_{(n)} = (S_{\max} - S_{\min}) \alpha_n(\theta).$$

При линейной зависимости крутизны транзистора от управляющего напряжения (рис. 5.10)

$$S_{\min} = 0, \quad S_{\max} = 2b(U_{\text{см}} - U_{\text{отс}} + U_{\Gamma}),$$

поэтому

$$S_{(n)} = S_{\max} \alpha_n(\theta).$$

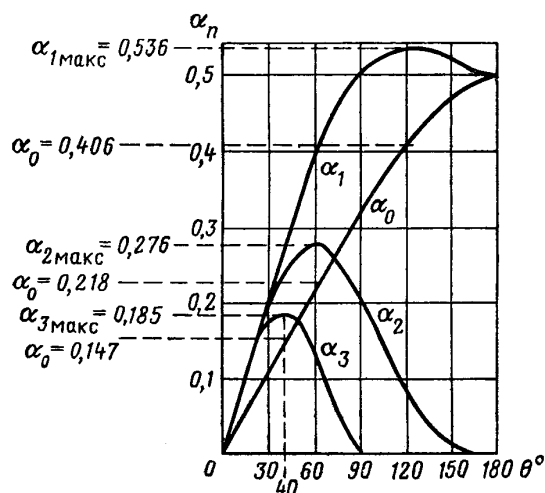


Рис. 5.9. Коэффициенты гармоник $\alpha_0, \dots, \alpha_3$

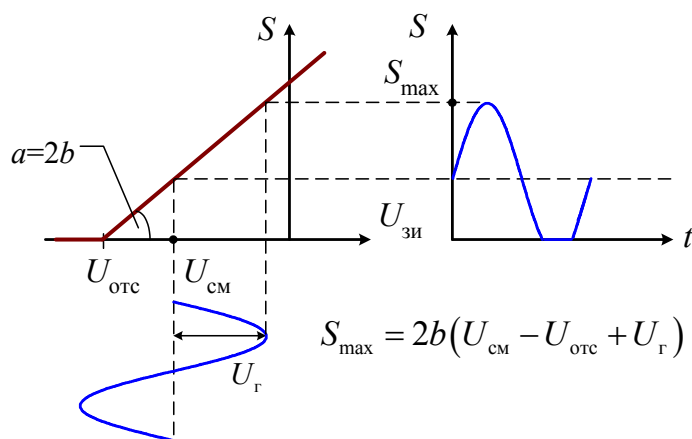


Рис. 5.10. Эпюра крутизны транзистора в режиме с отсечкой

В соответствии с (5.31) крутизна преобразования по 1-й гармонике равна

$$S_{\pi} = \frac{1}{2} S_{\text{max}} \alpha_1(\theta). \quad (5.36)$$

Из графика на рис. 5.9 видно, что коэффициент $\alpha_1(\theta)$ максимален при угле отсечки $\theta = 120^\circ$. Следовательно, при ограниченной максимальной величине крутизны $S_{\text{max}}^*)$ для получения наибольшей крутизны преобразования следует использовать режим с углом отсечки 120° .

Эквивалентные Y -параметры, определяемые в режиме преобразования частоты, являются частотно-зависимыми. Поэтому обычно используют приближённый подход, считая, что внутренняя входная проводимость $Y_{11\pi}$ и крутизна преобразования $Y_{21\pi}$ определяются значениями соответствующих Y -параметров транзистора на частоте сигнала, а внутренняя выходная проводимость $Y_{22\pi}$ и крутизна обратного преобразования $Y_{12\pi}$ — значениями Y -параметров транзистора на промежуточной частоте. Например, для схемы с ОЭ зависимость проводимости прямой передачи от частоты с достаточной для инженерных расчётов точностью описывается выражением

*) Ограничение на S_{max} может быть связано, например, с тем, что при использовании полевого транзистора с n -каналом управляющее напряжение на затворе должно быть отрицательным.

$$Y_{21} \approx \frac{S}{1 + j\omega\tau} = \frac{S}{1 + j(f/f_s)},$$

где $S = g_{21\text{нч}}$ – низкочастотное значение (значение на частоте $f \ll f_s$) параметра Y_{21} ; $\tau = \frac{1}{2\pi f_s}$ – постоянная времени транзистора; f_s – граничная частота транзистора по крутизне. Поэтому модуль крутизны преобразования приближённо равен

$$|Y_{21\text{н}}| \approx \frac{S_{\text{н}}}{\sqrt{1 + (f_c/f_s)^2}}, \quad (5.37)$$

где $S_{\text{н}}$ – низкочастотное значение крутизны преобразования.

Аналогичным образом могут быть получены выражения и для других эквивалентных Y -параметров в режиме преобразования частоты.

5.4. Диодные преобразователи частоты

Работа ПЧ на полупроводниковом диоде основана на том, что под действием напряжения гетеродина изменяется дифференциальная проводимость диода. При этом для получения эффекта преобразования частоты может быть использовано изменение как активной составляющей проводимости, так и реактивной (емкостной) составляющей. В последнем случае применяются специальные диоды с изменяемой ёмкостью p - n -перехода – варикапы. Диодные ПЧ используются главным образом в диапазоне СВЧ. От транзисторных ПЧ они отличаются тем, что здесь в принципе нельзя развязать цепи сигнала и гетеродинного колебания, в связи с чем приходится принимать специальные меры для ослабления нежелательного прохождения напряжения гетеродина на вход приёмника.

Другой отличительной особенностью диодных ПЧ является то, что они представляют собой **взаимные** устройства, поскольку у диода нет отдельных входных и выходных электродов. Это означает, что в таком ПЧ процессы прямого преобразования частоты (переноса входного сигнала с частоты f_c на частоту $f_{\text{п}}$) и обратного преобразования (переноса преобразованного сигнала с частоты $f_{\text{п}}$ на частоту f_c) протекают совершенно одинаково. Вследствие этого совпадают зна-

чения крутизны прямого и обратного преобразования, а также внутренней входной и внутренней выходной проводимостей:

$$Y_{12\Pi} = Y_{21\Pi}, \quad Y_{22\Pi} = Y_{11\Pi}.$$

В связи с этим для полного описания работы диодного ПЧ достаточно найти крутизну прямого преобразования $Y_{21\Pi}$ и внутреннюю входную проводимость $Y_{11\Pi}$.

Далее будут рассмотрены различные варианты схем диодных ПЧ, основанных на изменении активной составляющей проводимости.

5.4.1. Однотактный (небалансный) диодный ПЧ

Схема однотактного (небалансного) диодного ПЧ показана на рис. 5.11. Входной и выходной колебательные контуры, а также источник гетеродинного напряжения связаны с диодом ПЧ с помощью

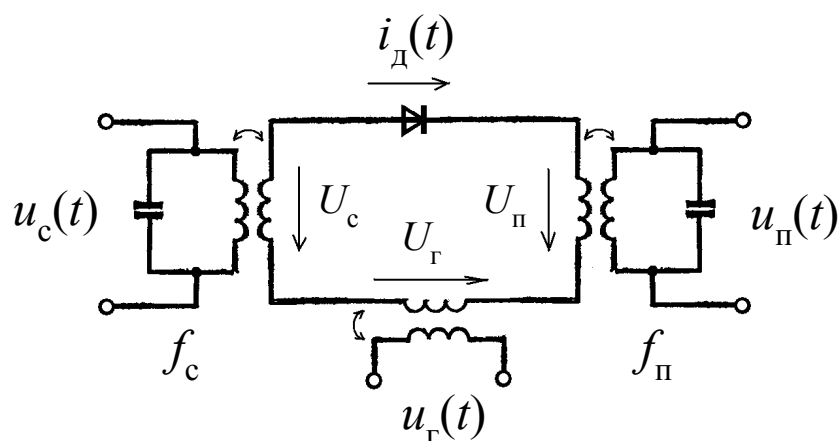


Рис. 5.11. Однотактный (небалансный) диодный ПЧ

трансформаторов. В дальнейшем для простоты будем считать, что коэффициенты передачи всех трансформаторов равны 1. Для эффективной ПЧ работы амплитуда напряжения гетеродина должна быть значительно больше амплитуды сигнала. Поэтому можно считать, что напряжение на диоде приблизительно равно напряжению гетеродинного колебания:

$$u_d(t) \approx u_r(t) = U_r \cos \omega_r t$$

Для аналитического расчёта низкочастотных значений эквивалентных параметров диодного ПЧ нужно задаться определённой ап-

проксимацией ВАХ диода $I_d(U_d)$. На практике используются три типа аппроксимирующих функций (рис. 5.12):

- экспоненциальная

$$I_d = i_0 (e^{aU_d} - 1); \quad (5.38)$$

- линейно-параболическая

$$I_d = \begin{cases} bU_d^2 & \text{при } U_d \geq 0 \\ cU_d & \text{при } U_d < 0 \end{cases}; \quad (5.39)$$

- кусочно-линейная

$$I_d = \begin{cases} S_d U_d & \text{при } U_d \geq 0 \\ 0 & \text{при } U_d < 0 \end{cases}. \quad (5.40)$$

Здесь i_0 , a , b , c , S_d – параметры аппроксимирующих функций, которые определяются экспериментально по результатам измерения ВАХ диода.

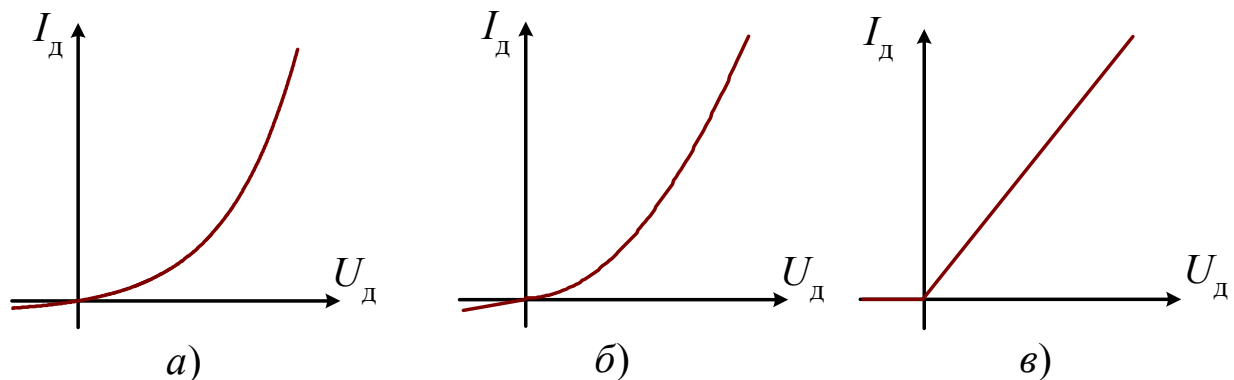


Рис. 5.12. Аппроксимация ВАХ диода: а) экспоненциальная; б) линейно-параболическая; в) кусочно-линейная

Экспоненциальная функция хорошо описывает ВАХ диода в области малых напряжений, линейно-параболическая – в области средних, а кусочно-линейная – в области больших напряжений на диоде (конкретные значения зависят от типа диода). Диодные смесители обычно работают без смещения на диоде. Поэтому максимальное напряжение на диоде, определяющее выбор вида аппроксимирующей функции, равно амплитуде гетеродинного колебания.

Эквивалентные параметры ПЧ при экспоненциальной аппроксимации ВАХ диода

Считая напряжение смещения на диоде равным нулю, найдём крутизну преобразования S_{Π} и внутреннюю входную проводимость $g_{11\Pi}$, исходя из определения этих параметров. При экспоненциальной аппроксимации ВАХ зависимость дифференциальной проводимости диода от напряжения имеет вид

$$g_d(U_d) = \frac{dI_d}{dU_d} = i_0 a e^{aU_d}. \quad (5.41)$$

Поэтому в соответствии с ф-лой (5.22), где проводимость прямой передачи транзистора Y_{21} нужно заменить на дифференциальную проводимость диода g_d , крутизна преобразования равна

$$S_{\Pi} = \frac{1}{2} g_{d(1)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} g_d(t) \cos \omega_r t dt = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} i_0 a e^{aU_r \cos \omega_r t} \cos \omega_r t dt.$$

Для того чтобы привести полученный интеграл к табличному виду, перейдём от интегрирования по времени к интегрированию по фазе гетеродинного колебания $\varphi_r = \omega_r t$. Тогда верхний предел интеграла будет равен $\omega_r T_r = 2\pi$ и, вынося постоянные параметры i_0 и a за знак интеграла, получим следующее выражение для крутизны преобразования:

$$S_{\Pi} = i_0 a \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{aU_r \cos \varphi_r} \cos \varphi_r d\varphi_r = i_0 a I_1(aU_r), \quad (5.42)$$

где $I_1(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя 1-го порядка^{*)}.

Внутренняя входная проводимость в соответствии с (5.20), (5.41) определяется как

$$g_{11\Pi} = g_{d(0)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} g_d(t) dt = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} i_0 a e^{aU_r \cos \omega_r t} dt =$$

^{*)} Для модифицированной функции Бесселя k -го порядка справедливо равенство

$$I_k(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos \varphi} \cos k\varphi d\varphi.$$

$$= i_0 a \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{aU_r \cos \varphi_r} d\varphi_r = i_0 a I_0(aU_r), \quad (5.43)$$

где $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя 0-го порядка^{*}).

Из (5.41) следует, что при нулевом напряжении на диоде его дифференциальная проводимость равна

$$g_{д0} = i_0 a e^{aU_d} \Big|_{U_d=0} = i_0 a.$$

Поэтому выражения (5.42), (5.43) для крутизны преобразования и внутренней входной проводимости можно записать в следующем виде:

$$S_{\pi} = g_{д0} I_1(aU_r), \quad (5.44)$$

$$g_{лп} = g_{д0} I_0(aU_r). \quad (5.45)$$

Графики модифицированных функций Бесселя 0-го и 1-го порядка при положительных значениях аргумента изображены на рис. 5.13. Из этих графиков и ф-л (5.44), (5.45) следует, что крутизна преобразования диодного ПЧ нелинейно возрастает с увеличением амплитуды напряжения гетеродина. При этом увеличивается и внутренняя входная проводимость ПЧ.

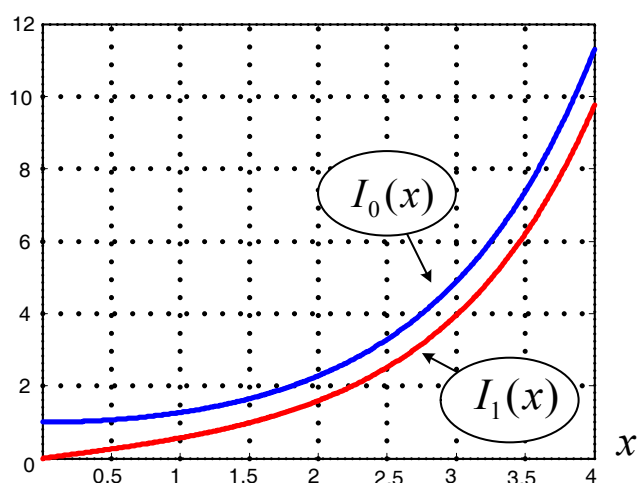


Рис. 5.13. Модифицированные функции Бесселя

Эквивалентные параметры ПЧ при параболической аппроксимации ВАХ диода

Для упрощения анализа примем, что в ф-ле (5.39) $c = 0$, т.е. будем считать, что при отрицательном напряжении диод закрыт. Поскольку напряжение смещения на диоде равно нулю, то при параболической аппроксимации ВАХ крутизна преобразования определяется так же

как для транзисторного ПЧ, работающего в режиме с отсечкой крутизны при $\theta = 90^\circ$. Соответствующие графики ВАХ диода, зависимости дифференциальной проводимости диода g_d от напряжения и эюры изменения g_d во времени показаны на рис. 5.14.

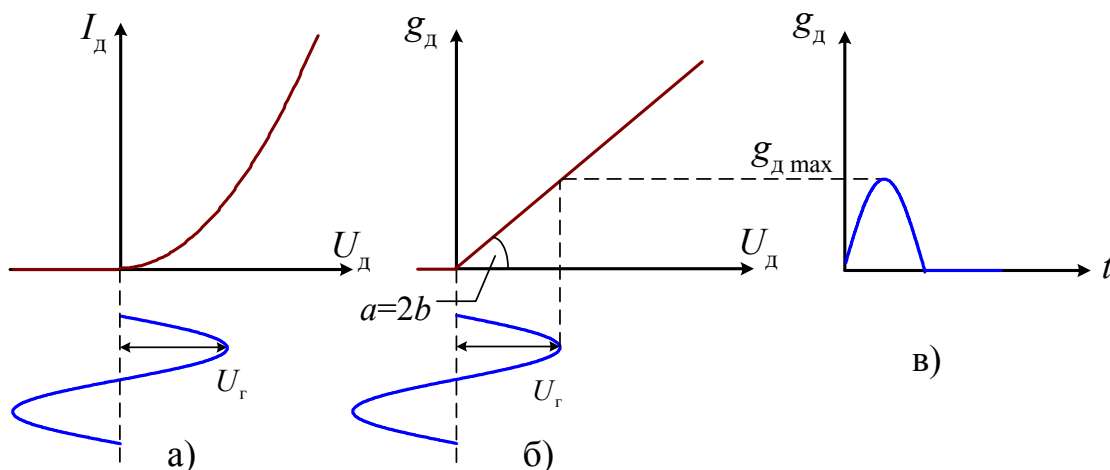


Рис. 5.14. Диодный ПЧ без смещения (параболическая аппроксимация): а) ВАХ диода; б) зависимость проводимости диода от напряжения; в) эюра проводимости диода

Крутизна преобразования диодного ПЧ равна

$$S_{\pi} = \frac{1}{2} g_{d(1)} = \frac{1}{2} g_{d \max} \alpha_1(90^\circ) = \frac{1}{2} \cdot 2bU_r \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{2} bU_r,$$

где $g_{d(1)}$ – амплитуда 1-й гармоники дифференциальной проводимости диода; $g_{d \max}$ – максимальное значение проводимости. Поскольку $g_{d \max} = 2bU_r$, а $\alpha_1(90^\circ) = 1/2$, то

$$S_{\pi} = \frac{1}{2} bU_r. \quad (5.46)$$

Внутренняя входная проводимость определяется как

$$g_{11\pi} = g_{d(0)} = g_{d \max} \alpha_0(90^\circ).$$

Из (5.33) следует, что $\alpha_0(90^\circ) = 1/\pi$. Поэтому

$$g_{11\pi} = \frac{2}{\pi} bU_r \approx 0,64bU_r. \quad (5.47)$$

Эквивалентные параметры ПЧ при кусочно-линейной аппроксимации ВАХ диода

При кусочно-линейной аппроксимации ВАХ диода дифференциальная проводимость открытого диода постоянна и равна S_d (рис. 5.15,б).

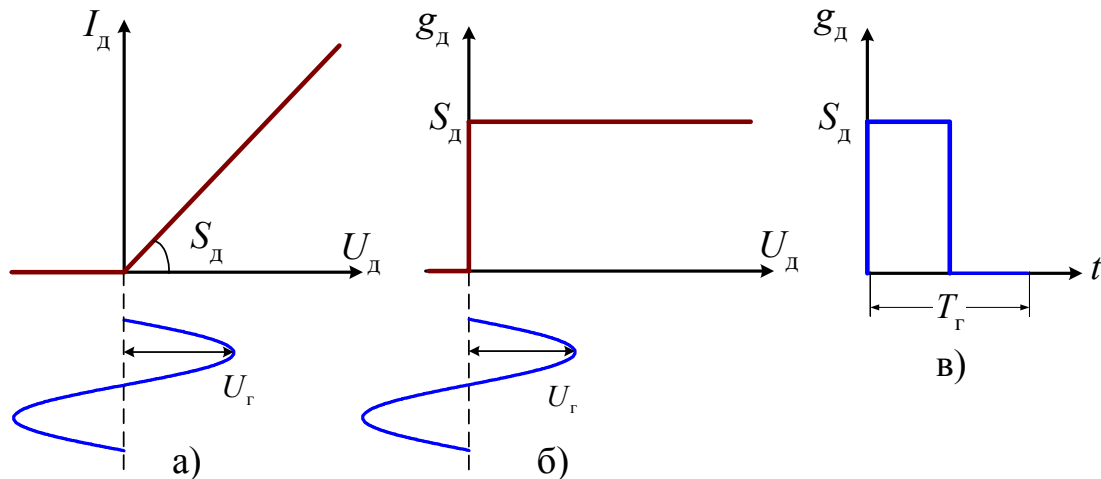


Рис. 5.15. Диодный ПЧ без смещения (кусочно-линейная аппроксимация): а) ВАХ диода; б) зависимость проводимости диода от напряжения; в) эпюра проводимости диода

Считая, как и ранее, что напряжение смещения на диоде равно нулю, найдём крутизну преобразования и внутреннюю входную проводимость ПЧ, исходя из определения этих параметров. При синусоидальном напряжении гетеродина амплитуда 1-й гармоники проводимости диода равна

$$g_{d(1)} = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} g_d(t) \sin \omega_r t dt = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r/2} S_d \sin \omega_r t dt = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi S_d \sin \varphi_r d\varphi_r = \frac{2}{\pi} S_d.$$

Следовательно, крутизна преобразования равна

$$S_{\pi} = \frac{1}{2} g_{d(1)} = \frac{S_d}{\pi}. \quad (5.48)$$

В соответствии с (5.20) внутренняя входная проводимость ПЧ равна постоянной составляющей дифференциальной проводимости диода, $g_{11\pi} = g_{d(0)}$, которая, как видно из рис. 5.15,а, равна $S_d/2$. Таким образом,

$$g_{11n} = \frac{S_d}{2}. \quad (5.49)$$

Отметим, что при кусочно-линейной аппроксимации ВАХ диода параметры ПЧ не зависят от амплитуды напряжения гетеродина.

5.4.2. Балансный диодный ПЧ

Балансный диодный ПЧ, схема которого показана на рис. 5.16, представляет собой соединение двух однодиодных небалансных ПЧ, работающих на общую нагрузку. В этой схеме напряжение гетеродинного колебания подаётся на средние отводы обмоток трансформаторов $Tr1$ и $Tr2$, обеспечивающих связь с входным и выходным колебательными контурами. Напряжения сигнала на выводах вторичной обмотки трансформатора $Tr1$ относительно средней точки одинаковы по амплитуде и противоположны по фазе. Таким образом, напряжение гетеродинного колебания подаётся на оба диода синфазно, а напряжение сигнала – в противофазе.

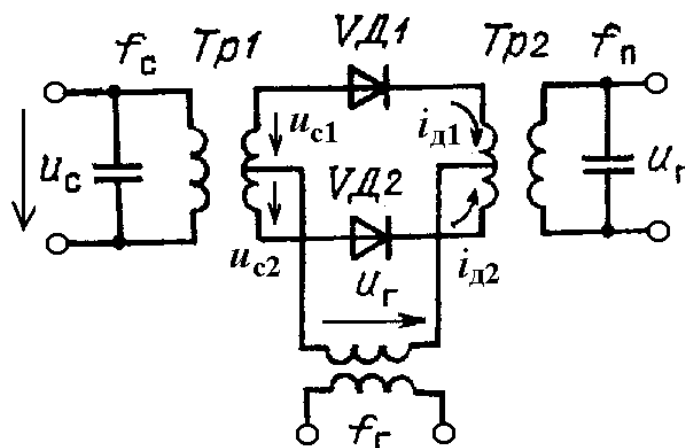


Рис. 5.16. Балансный диодный ПЧ

Поскольку напряжения сигнала, подаваемые на диоды, противофазны, то токи промежуточной частоты $i_{д.п1}(t)$, $i_{д.п2}(t)$ в цепях диодов также находятся в противофазе. В первичной обмотке трансформатора $Tr2$ токи диодов протекают во встречных направлениях и поэтому напряжение на вторичной обмотке (выходное напряжение ПЧ) пропорционально их разности. Благодаря этому составляющие токов, обусловленные сигналом, индуцируют во вторичной обмотке трансформатора $Tr2$ синфазные напряжения, которые складываются. Ко-

эffiциент передачи балансного ПЧ такой же, как и у небалансного однодиодного ПЧ.

Составляющие токов, обусловленные гетеродинным колебанием, в цепях диодов имеют одинаковую фазу и, следовательно, индуцируют во вторичной обмотке трансформатора Tr2 противофазные напряжения, которые взаимно компенсируются. То же самое происходит и с составляющими токов, протекающих через вторичную обмотку трансформатора Tr1. Поэтому в случае полностью симметричной схемы напряжение гетеродина будет отсутствовать как на входе ПЧ, так и на его выходе. Благодаря тому, что напряжение гетеродина не проникает во входную цепь, в приёмнике, использующем балансный ПЧ, не происходит излучения колебания гетеродина в окружающее пространство. А благодаря тому, что напряжение гетеродина компенсируется и на выходе ПЧ, исключается влияние этого колебания на режим работы усилительных каскадов УПЧ и шумы гетеродина не проникают в тракт промежуточной частоты^{*)}.

Другим достоинством балансной схемы ПЧ является то, что составляющие токов промежуточной частоты, обусловленные чётными гармониками входного напряжения^{**)}, индуцируют во вторичной обмотке трансформатора Tr2 одинаковые по амплитуде и противоположные по фазе напряжения, которые взаимно компенсируются. Благодаря этому в балансном ПЧ отсутствуют комбинационные каналы приёма, связанные с чётными гармониками входного колебания.

Для того чтобы пояснить это свойство балансного ПЧ, рассмотрим составляющие токов промежуточной частоты, соответствующие 2-й гармонике мешающего колебания, действующего на входе ПЧ. Пусть напряжение входного колебания на верхней половине вторичной обмотки трансформатора Tr1 равно

$u_{m1}(t) = \frac{1}{2}U_m \cos \omega_m t$, где U_m и ω_m – соответственно амплитуда и круговая частота мешающего колебания. Тогда напряжение на нижней половине обмотки будет равно $u_{m2}(t) = -\frac{1}{2}U_m \cos \omega_m t = \frac{1}{2}U_m \cos(\omega_m t + \pi)$. Вторые гармоники этих

^{*)} Шумы, проникающие в тракт промежуточной частоты в отсутствие компенсации, обусловлены теми частями шумовой составляющей гетеродинного колебания, которые находятся вблизи частоты сигнала и частоты зеркального канала (т.е. отстоят от f_r на $\pm f_n$) и в результате преобразования переносятся на промежуточную частоту.

^{**) Чётные гармоники входного напряжения ПЧ могут возникать в случае действия интенсивного мешающего колебания.}

напряжений являются колебаниями вида $\cos 2\omega_m t$ и $\cos 2(\omega_m t + \pi) = \cos(2\omega_m t + 2\pi) = \cos 2\omega_m t$, т.е. совпадают по фазе. Поэтому обусловленные этими гармониками составляющие токов диодов $i_{д.п1}(t)$ и $i_{д.п2}(t)$ также совпадают по фазе и индуцируемые ими во вторичной обмотке выходного трансформатора напряжения взаимно компенсируются.

В балансном ПЧ в качестве преобразовательных элементов могут быть использованы не только диоды, но и транзисторы. Схема такого ПЧ на биполярных транзисторах показана на рис. 5.17. Здесь напряжение питания подаётся на смесительные транзисторы VT_1 и VT_2 через среднюю точку катушки индуктивности выходного колебательного контура. Токи i_1 и i_2 транзисторов VT_1 и VT_2 через эту катушку индуктивности протекают встречно и поэтому выходное напряжение

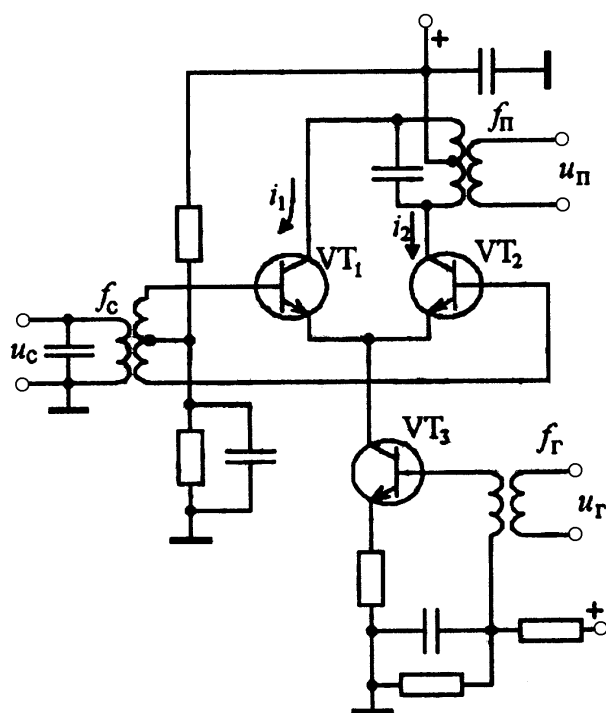


Рис. 5.17. Балансный ПЧ на биполярных транзисторах

пропорционально их разности. Напряжение гетеродина подаётся на транзистор VT_3 , который является управляемым источником тока и определяет величину коллекторного тока транзисторов VT_1 и VT_2 . Поскольку крутизна этих транзисторов прямо пропорциональна коллекторному току, то в цепях коллекторов возникает составляющая тока, пропорциональная произведению $u_c(t) \cdot u_r(t)$. В результате этого на выходе ПЧ образуется колебание промежуточной частоты.

5.4.3. Кольцевой диодный ПЧ

Кольцевой (или двойной балансный) ПЧ представляет собой два балансных преобразователя, подключённых к общей нагрузке и работающих поочерёдно. Схема такого ПЧ изображена на рис. 5.18. Она получается из схемы балансного ПЧ (рис. 5.16) добавлением включённых крест-накрест диодов VD_3 и VD_4 .

Другой вариант изображения этой схемы, который является общепринятым, приведён на рис. 5.19. Видно, что все диоды включены таким образом, что они образуют кольцо, по которому ток протекает в одном направлении (в данной схеме – по часовой стрелке). Этим объясняется широко распространённое название двойного балансного ПЧ – **кольцевой ПЧ**.

Для анализа работы кольцевого ПЧ его удобно рассматривать как мостовую схему. К одной диагонали этого моста подключена вторичная обмотка трансформатора $Tr1$, а к другой диагонали – первичная обмотка трансформатора $Tr2$. Будем считать схему идеально симметричной, т.е. примем, что вольт-амперные характеристики всех диодов одинаковы и что половины обмоток трансформаторов симметричны. Тогда относительно сигнала кольцевой ПЧ можно представить в виде эквивалентной схемы, изображённой на рис. 5.20. Здесь $g_{д1}, \dots, g_{д4}$ – внутренние проводимости диодов, изменяющиеся под действием напряжения гетеродина.

При $u_r = 0$ проводимости всех диодов одинаковы, следовательно, мост сбалансирован, и напряжение на первичной обмотке трансформатора $Tr2$ равно нулю. При действии положительной полуволны гетеродинного колебания диоды $VD1$ и $VD2$ открываются (их проводимости $g_{д1}$ и $g_{д2}$ возрастают), а диоды $VD3$ и $VD4$ – закрываются (проводимости $g_{д3}$ и $g_{д4}$ уменьшаются). В результате происходит разбаланс моста и на первичной обмотке трансформатора $Tr2$ образуется напряжение сигнала, имеющее

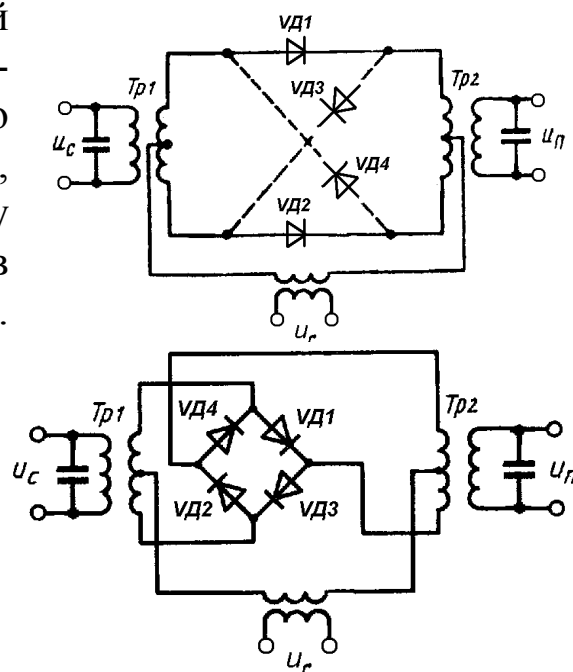


Рис. 5.19. Кольцевой диодный ПЧ

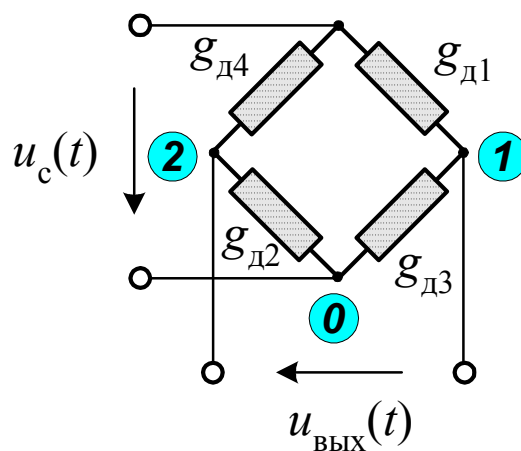


Рис. 5.20. Эквивалентная схема кольцевого ПЧ

такую же фазу как и сигнал на входе (рис. 5.21,а^{*)}). Аналогичным образом, при действии отрицательной полуволны гетеродинного колебания диоды $VD1$ и $VD2$ закрываются (проводимости $g_{д1}$ и $g_{д2}$ уменьшаются), а диоды $VD3$ и $VD4$ – открываются (проводимости $g_{д3}$ и $g_{д4}$ увеличиваются). В результате также происходит разбаланс моста, но напряжение на первичной обмотке трансформатора Тр2 инвертировано по сравнению с первым случаем (рис. 5.21,б^{*)}).

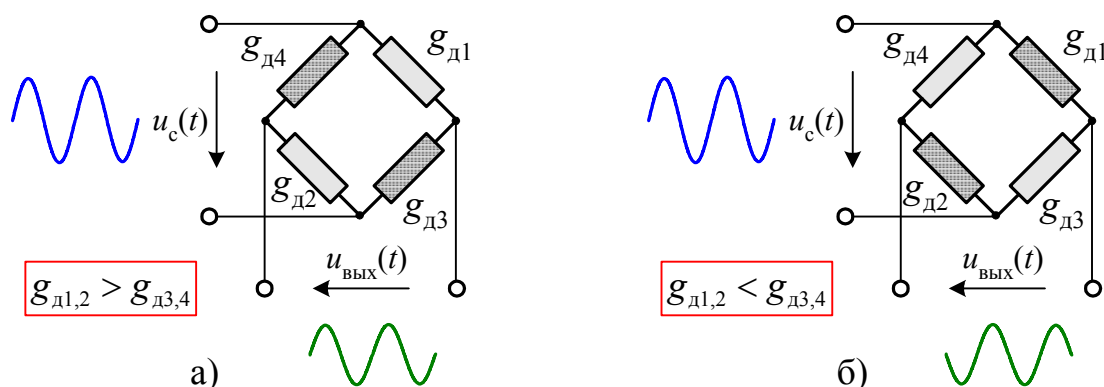


Рис. 5.21. К образованию напряжения на выходе мостовой схемы:
а) при $u_c > 0$; б) при $u_c < 0$

Используя эквивалентную схему кольцевого ПЧ (рис. 5.20), найдём выходное напряжение преобразователя. Для этого сначала определим напряжение в точках 1 и 2 схемы, считая потенциал точки 0 нулевым:

$$u_1 = u_c \frac{1/g_{д3}}{1/g_{д1} + 1/g_{д3}} = u_c \frac{g_{д1}}{g_{д3} + g_{д1}},$$

$$u_2 = u_c \frac{1/g_{д2}}{1/g_{д2} + 1/g_{д4}} = u_c \frac{g_{д4}}{g_{д4} + g_{д2}}.$$

Напряжение на выходе ПЧ равно

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_1 - u_2 = u_c \left(\frac{g_{д1}}{g_{д3} + g_{д1}} - \frac{g_{д4}}{g_{д4} + g_{д2}} \right).$$

Поскольку на диоды $VD1$ и $VD2$ подаётся одинаковое гетеродинное напряжение и диоды имеют идентичные ВАХ, то их проводимости одинаковы: $g_{д1} = g_{д2}$. Обозначим эту проводимость как $g_{д1,2}$. Аналогично для диодов $VD3$ и $VD4$: $g_{д3} = g_{д4} = g_{д3,4}$. Тогда, учитывая зависимость напряжений и проводимостей от времени, можно записать:

^{*)} Уменьшение проводимости диодов условно показано более тёмной штриховкой соответствующих резисторов на эквивалентной схеме.

$$u_{\text{вых}}(t) = u_c(t) \frac{g_{\text{д}1,2}(t) - g_{\text{д}3,4}(t)}{g_{\text{д}1,2}(t) + g_{\text{д}3,4}(t)}. \quad (5.50)$$

В первом приближении проводимость диода линейно зависит от напряжения на диоде:

$$g_{\text{д}} \approx g_{\text{д}0} + g'_{\text{д}0} U_{\text{д}},$$

где $g_{\text{д}0}$ и $g'_{\text{д}0}$ – значения проводимости диода и её производной $dg_{\text{д}}/dU_{\text{д}}$ при $U_{\text{д}} = 0$ (см. рис. 5.22). Поскольку напряжение гетеродина на диоды $VD1$, $VD2$ и $VD3$, $VD4$ подаётся в противофазе, то

$$g_{\text{д}1,2}(t) \approx g_{\text{д}0} + g'_{\text{д}0} u_{\text{г}}(t), \quad (5.51)$$

$$g_{\text{д}3,4}(t) \approx g_{\text{д}0} - g'_{\text{д}0} u_{\text{г}}(t). \quad (5.52)$$

Подставляя (5.51) и (5.52) в (5.50), находим напряжение на выходе ПЧ:

$$u_{\text{вых}}(t) \approx u_c(t) \frac{[g_{\text{д}0} + g'_{\text{д}0} u_{\text{г}}(t)] - [g_{\text{д}0} - g'_{\text{д}0} u_{\text{г}}(t)]}{[g_{\text{д}0} + g'_{\text{д}0} u_{\text{г}}(t)] + [g_{\text{д}0} - g'_{\text{д}0} u_{\text{г}}(t)]} = \frac{g'_{\text{д}0}}{g_{\text{д}0}} u_c(t) u_{\text{г}}(t). \quad (5.53)$$

Таким образом, выходное напряжение кольцевого ПЧ в первом приближении (при линейной зависимости проводимостей диодов от напряжения гетеродина) прямо пропорционально произведению $u_c(t) \cdot u_{\text{г}}(t)$. Такое колебание содержит спектральные составляющие на частотах $f_c - f_{\text{г}}$ и $f_c + f_{\text{г}}$ и не содержит на частотах f_c и $f_{\text{г}}$. Следовательно, в кольцевом ПЧ отсутствует канал прямого прохождения, а колебание гетеродина на выходе подавлено (так же как и в балансном ПЧ).

Анализ работы ПЧ с учётом нелинейного характера зависимости проводимостей диодов от напряжения показывает, что в выходном колебании отсутствуют также составляющие, обусловленные чётными гармониками гетеродинного колебания. А поскольку кольцевой

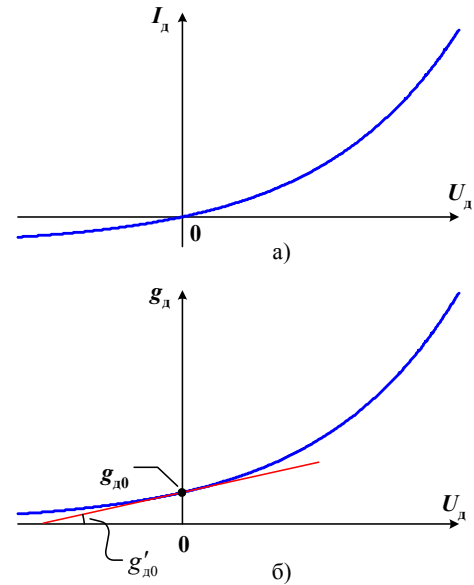


Рис. 5.22. Характеристики диода: а) ВАХ; б) зависимость проводимости от напряжения

смеситель представляет собой соединение двух балансных смесителей, в каждом из которых подавляются составляющие выходного колебания, обусловленные чётными гармониками сигнала, то такие составляющие будут отсутствовать и на выходе кольцевого ПЧ.

Таким образом, в составе выходного напряжения кольцевого ПЧ будут только колебания с комбинационными частотами, соответствующими *нечётным* гармоникам сигнала и гетеродинного колебания:

$$|nf_r \pm mf_c|, \quad n = 1, 3, \dots, m = 1, 3, \dots$$

Благодаря тому, что кольцевой ПЧ состоит из двух балансных ПЧ, работающих поочерёдно на общую нагрузку, его коэффициент передачи больше, чем у балансного ПЧ.

По принципу кольцевого ПЧ строятся не только диодные, но и транзисторные преобразователи.

5.5. Амплитудно-частотная характеристика ПЧ

Амплитудно-частотной характеристикой ПЧ называется зависимость его коэффициента передачи от частоты входного гармонического сигнала при постоянном значении частоты и амплитуды колебания гетеродина.

АЧХ ПЧ даёт наглядное представление о составе и уровнях паразитных каналов приёма. Типичная характеристика небалансного ПЧ показана на рис. 5.23, где также приведена АЧХ фильтра ПЧ. Рассмотрим, чем определяется вид АЧХ ПЧ в случае нижней настройки гетеродина, когда $f_{\Pi} = f_c - f_r$. Предположим, что на входе ПЧ действует гармонический сигнал постоянной амплитуды. Будем мысленно увеличивать частоту сигнала f_c и наблюдать, как при этом будет изменяться амплитуда колебания на выходе ПЧ.

При совпадении частоты сигнала f_c с промежуточной частотой f_{Π} , на которую настроен фильтр, амплитуда выходного напряжения будет иметь максимум. При отклонениях f_c от f_{Π} напряжение будет уменьшаться в соответствии с формой АЧХ фильтра. В результате образуется первая составляющая АЧХ ПЧ, соответствующая *каналу прямого прохождения*. По форме она совпадает с АЧХ фильтра.

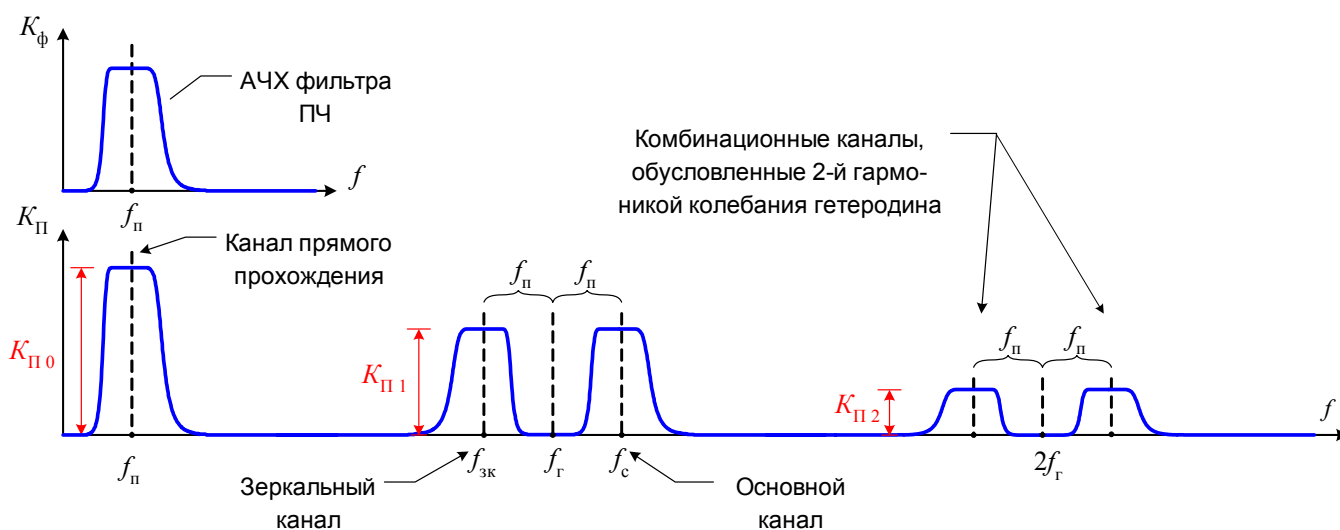


Рис. 5.23. Амплитудно-частотная характеристика ПЧ

Для дальнейшего анализа формы АЧХ ПЧ нужно учитывать составляющие выходного тока ПЧ, обусловленные эффектом преобразования частоты. Ограничимся случаем слабого сигнала, когда частоты этих составляющих равны $f_{\text{вых.пр}} = |nf_{\text{г}} \pm f_{\text{с}}|$, $n = 1, 2, \dots$. При $n = 1$ и $f_{\text{с}} = f_{\text{г}} \pm f_{\Pi}$ частота преобразованного сигнала совпадает с промежуточной частотой и, следовательно, на этих частотах амплитуда выходного напряжения также будет иметь максимум. Поскольку принято, что $f_{\Pi} = f_{\text{с}} - f_{\text{г}}$, то частота $f_{\text{зк}} = f_{\text{г}} - f_{\Pi}$ соответствует **зеркальному каналу**, а частота $f_{\text{осн}} = f_{\text{г}} + f_{\Pi}$ — **основному**. Составляющая АЧХ ПЧ, расположенная на частоте основного канала, по форме совпадает с АЧХ фильтра, т.к. для данного канала частота преобразованного сигнала, равная $f_{\text{вых.пр}} = f_{\text{с}} - f_{\text{г}}$, изменяется так же как и частота входного сигнала. Составляющая АЧХ ПЧ, расположенная на частоте зеркального канала, по форме является зеркальным отражением АЧХ фильтра, поскольку для этого канала с увеличением $f_{\text{с}}$ частота преобразованного сигнала $f_{\text{вых.пр}} = f_{\text{г}} - f_{\text{с}}$ уменьшается.

Остальные составляющие АЧХ ПЧ обусловлены взаимодействием сигнала с гармониками гетеродинного колебания и соответствуют **комбинационным каналам приёма**. Две из них, расположенные на частотах $2f_{\text{г}} \pm f_{\Pi}$, показаны на рис. 5.23.

Уровень составляющих АЧХ ПЧ зависит от типа преобразователя и от крутизны преобразования используемых активных элементов. Сравнительная характеристика различных ПЧ дана в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Сравнительная характеристика преобразователей частоты

Тип ПЧ	Спектральный состав выходного тока	Подавленные паразитные каналы приёма
небалансный	все комбинационные частоты: $ mf_c \pm nf_r , \quad m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$	нет
балансный	комбинационные частоты, обусловленные <u>нечётными</u> гармониками сигнала и всеми гармониками гетеродинного колебания: $ mf_c \pm nf_r , \quad m = 1, 3, \dots, n = 0, 1, 2, \dots$	комбинационные каналы, обусловленные <u>чётными</u> гармониками сигнала
двойной балансный (кольцевой)	комбинационные частоты, обусловленные <u>нечётными</u> гармониками сигнала и <u>нечётными</u> гармониками гетеродинного колебания: $ mf_c \pm nf_r , \quad m = 1, 3, \dots, n = 1, 3, \dots$	1) канал прямого прохождения; 2) комбинационные каналы, обусловленные <u>чётными</u> гармониками сигнала и <u>чётными</u> гармониками гетеродинного колебания

Для небалансного ПЧ коэффициент передачи в максимумах АЧХ определяется ф-лой (5.24):

- коэффициент передачи по каналу прямого прохождения

$$K_{п0} = \frac{m_{1(ПЧ)} m_{2(ПЧ)} S_{(0)}}{g_{кз(ПЧ)}}, \quad (5.54)$$

где $S_{(0)}$ – постоянная составляющая (среднее значение) крутизны;

- коэффициент передачи по основному и зеркальному каналам:

$$K_{п1} = \frac{m_{1(ПЧ)} m_{2(ПЧ)} S_{п1}}{g_{кз(ПЧ)}}, \quad (5.55)$$

где $S_{п1} = \frac{1}{2} S_{(1)}$ – крутизна преобразования по 1-й гармонике;

- коэффициент передачи по комбинационным каналам, обусловленным 2-й гармоникой гетеродинного колебания:

$$K_{п2} = \frac{m_{1(ПЧ)} m_{2(ПЧ)} S_{п2}}{g_{кз(ПЧ)}}, \quad (5.56)$$

где $S_{п2} = \frac{1}{2} S_{(2)}$ – крутизна преобразования по 2-й гармонике.

5.6. Свисты в преобразователях частоты

При действии достаточно интенсивного сигнала в супергетеродинном приёмнике возможно появление специфических помех, которые называются **комбинационными свистами**. Эти помехи возникают в том случае, когда в результате основного преобразования принимаемого сигнала (т.е. преобразования с участием первых гармоник сигнала и гетеродинного напряжения) и комбинационного преобразования (с участием высших гармоник сигнала и напряжения гетеродина) получаются колебания близких частот, каждое из которых проходит на выход ПЧ.

Рассмотрим это явление сначала на примере. Пусть промежуточная частота равна $f_{п} = 465$ кГц, а частота сигнала $f_{с} = 931$ кГц. Тогда в случае верхней настройки гетеродина его частота равна $f_{г} = f_{с} + f_{п} = 1396$ кГц. За счёт полезного эффекта преобразования частоты на выходе преобразователя образуется колебание промежуточной частоты

$$f_{пр1} = |f_{с} - f_{г}| = |931 - 1396| = 465 \text{ кГц}.$$

Одновременно за счёт преобразования частоты с участием 2-й гармоники сигнала и 1-й гармоники гетеродинного напряжения на выходе преобразователя образуется колебание с частотой

$$f_{пр2} = |2f_{с} - f_{г}| = |2 \cdot 931 - 1396| = 466 \text{ кГц}.$$

При сложении этих двух колебаний с близкими частотами на выходе ПЧ возникают биения (периодическое изменение амплитуды суммарного колебания) с частотой

$$F_6 = |f_{\text{пр1}} - f_{\text{пр2}}| = |465 - 466| = 1 \text{ кГц.}$$

На рис. 5.24,а показана векторная диаграмма, поясняющая возникновение биений, а на рис. 5.24,б – эюра напряжения на выходе ПЧ.

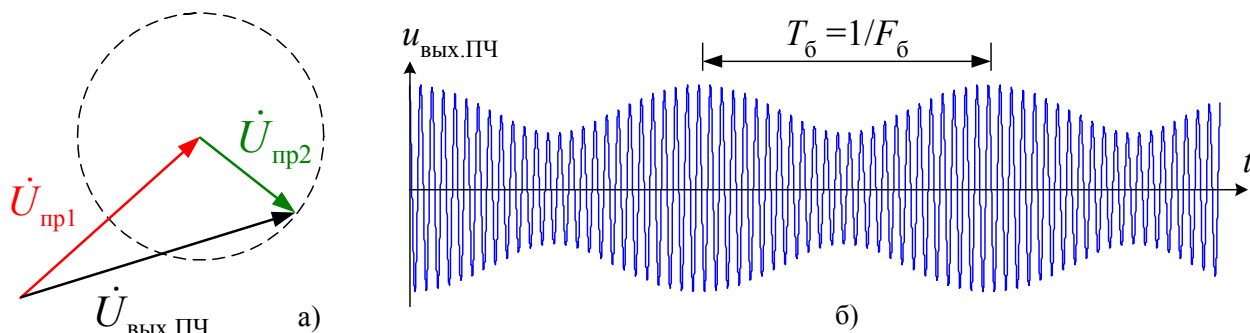


Рис. 5.24. К образованию комбинационных свистов:
а) векторная диаграмма; б) выходное напряжение ПЧ (T_6 – период биений)

Таким образом, при действии на входе приёмника немодулированного сигнала напряжение на выходе ПЧ за счёт наличия комбинационного канала приёма приобретает паразитную амплитудную модуляцию. При этом в приёмнике АМ сигналов на выходе амплитудного детектора возникает низкочастотное колебание с частотой F_6 , которое на слух воспринимается как свист. При изменении частоты сигнала высота этого свиста будет меняться.

Уменьшить интенсивность комбинационного свиста повышением избирательности приёмника невозможно, т.к. источником свиста является сам полезный сигнал. Поэтому для борьбы с этим явлением следует использовать такую схему преобразователя и задавать такой режим его работы, при которых уровень комбинационных каналов на частотах, опасных в отношении свистов, был бы возможно меньшим.

Образование свистов возможно и за счёт проникновения сигнала на выход ПЧ без преобразования частоты, т.е. по каналу прямого прохождения.

Найдём значения частоты сигнала, на которых возможно появление свистов. Примем, что $f_r = f_c + f_n$. Тогда условием возникновения свиста будет приближённое равенство частот $f_{\text{пр1}} = f_c - f_r = f_n$ и $f_{\text{пр2}} = |mf_c \pm nf_r| = |mf_c \pm n(f_c + f_n)|$:

$$|mf_c \pm n(f_c + f_n)| \approx f_n. \quad (5.57)$$

Это условие равносильно следующим трём приближённым равенствам:

$$mf_c + n(f_c + f_n) \approx f_n, \quad (5.58,а)$$

$$mf_c - n(f_c + f_n) \approx f_n, \quad (5.58,б)$$

$$n(f_c + f_n) - mf_c \approx f_n. \quad (5.58,в)$$

Ясно, что условие (5.58,а) при $n > 0$ не может быть выполнено, а при $n = 0$ оно совпадает с условием (5.58,б). Поэтому достаточно рассмотреть лишь соотношения (б) и (в). Из первого из них следует, что

$$f_c \approx \frac{n+1}{m-n} f_n,$$

а из второго –

$$f_c \approx \frac{n-1}{m-n} f_n,$$

причём в обоих случаях $m > n$.

Объединяя эти выражения, получаем следующую общую формулу, определяющую опасные в отношении свистов частоты входного колебания:

$$f_c \approx \frac{n \pm 1}{m - n} f_n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad m > n. \quad (5.59)$$

Подчеркнём, что эта формула получена при условии, что одновременно с изменением частоты сигнала гетеродин приёмника перестраивается таким образом, что промежуточная частота остаётся постоянной.

5.7. Контрольные вопросы и задачи

Примеры ответа на типовые контрольные вопросы

Вопрос 5.1. Чем отличается крутизна преобразования от крутизны транзистора в усилительном режиме?

Ответ. Крутизна преобразования – это характеристика транзистора в режиме преобразования частоты сигнала. Она связывает амплитуду составляющей выходного тока, имеющей промежуточную частоту, с

амплитудой сигнала. В отличие от крутизны транзистора в усилительном режиме (т.е. крутизны проходной характеристики), крутизна преобразования зависит не только от параметров транзистора, но и от амплитуды напряжения гетеродина. Количественно она равна половине амплитуды 1-й гармоники крутизны транзистора, изменяющейся под действием гетеродинного колебания.

Вопрос 5.2. В чём физическая причина возникновения свистов в преобразователе частоты?

Ответ. Физическая причина возникновения свистов в преобразователе частоты состоит в том, что при определённых значениях частоты принимаемого сигнала на выходе ПЧ образуются два колебания с близкими частотами: одно – в результате прохождения сигнала по основному каналу (т.е. в результате преобразования частоты с участием первых гармоник сигнала и гетеродинного колебания), а другое – в результате прохождения сигнала по одному из комбинационных каналов (т.е. в результате преобразования частоты с участием высших гармоник сигнала и гетеродинного колебания). При сложении этих двух колебаний возникают биения, т.е. периодическое изменение амплитуды суммарного колебания. В результате на выходе амплитудного детектора радиоприёмника появляется низкочастотное колебание, которое на слух воспринимается как свист.

Вопрос 5.3. Чему равен коэффициент передачи небалансного ПЧ по каналу прямого прохождения?

Ответ. Коэффициент передачи небалансного ПЧ по каналу прямого прохождения вычисляется по общей ф-ле (5.24), в которой в качестве параметра S_{Π} берётся постоянная составляющая (нулевая гармоника) крутизны $S_{(0)}$ (см. также ф-лу (5.54)). Поскольку в данном случае преобразования частоты сигнала не происходит, то называть параметр S_{Π} «крутизной преобразования по нулевой гармонике» можно только условно.

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет преобразователь частоты в составе супергетеродинного приёмника?
2. Что называется коэффициентом передачи ПЧ?

3. Чем отличается АЧХ преобразователя частоты от АЧХ резонансного усилителя?
4. Чем различаются АЧХ преобразователя в случае слабого и сильного сигналов?
5. Какими мерами можно снизить уровень паразитных каналов ПЧ?
6. Почему в кольцевом ПЧ подавлен канал прямого прохождения?
7. Как зависит крутизна преобразования от амплитуды напряжения гетеродина?
8. Какими достоинствами обладает балансная схема преобразователя частоты?
9. Какими достоинствами обладает кольцевая схема преобразователя частоты?
10. При каких условиях в кольцевом диодном ПЧ обеспечивается подавление паразитных каналов?

Примеры решения типовых задач

Задача 5.1. Проходная характеристика полевого транзистора, используемого в смесителе, аппроксимируется зависимостью

$$I_c = \begin{cases} b(U_{зи} - U_{отс})^2 & \text{при } U_{зи} > U_{отс} \\ 0 & \text{при } U_{зи} < U_{отс} \end{cases},$$

где $b = 1,5 \text{ мА/В}^2$, $U_{отс} = -2 \text{ В}$. Напряжение смещения в рабочей точке $U_{см} = -1 \text{ В}$. Определить крутизну преобразования по 1-й гармонике колебания гетеродина при двух значениях амплитуды напряжения гетеродина: а) $U_r = 0,8 \text{ В}$; б) $U_r = 2 \text{ В}$.

Решение

При квадратичной проходной характеристике транзистора зависимость крутизны от управляющего напряжения линейна: $S = 2b(U_{зи} - U_{отс})$. При этом возможны два режима – с отсечкой крутизны и без отсечки крутизны. Для того чтобы определить, в каком режиме работает ПЧ, нужно найти минимальное управляющее напряжение $U_{зи\min} = U_{см} - U_r$ и сравнить его с напряжением отсечки $U_{отс}$.

а) $U_{\Gamma} = 0,8 \text{ В}$. В этом случае $U_{\text{зиmin}} = -1 - 0,8 = -1,8 \text{ В} > U_{\text{отс}} = -2 \text{ В}$, следовательно, отсечки крутизны не происходит. В этом режиме крутизна преобразования вычисляется по ф-ле (5.30):

$$S_{\Pi} = bU_{\Gamma} = 1,5 \text{ мА/В}^2 \cdot 0,8 \text{ В} = 1,2 \text{ мА/В}.$$

б) $U_{\Gamma} = 2 \text{ В}$. В этом случае $U_{\text{зиmin}} = -1 - 2 = -3 \text{ В} < U_{\text{отс}} = -2 \text{ В}$, следовательно ПЧ работает в режиме с отсечкой крутизны, и крутизна преобразования по 1-й гармонике колебания гетеродина рассчитывается по ф-ле (5.36) $S_{\Pi} = \frac{1}{2} S_{\text{max}} \alpha_1(\theta)$. Здесь максимальное значение

крутизны равно

$$S_{\text{max}} = 2b(U_{\text{см}} - U_{\text{отс}} + U_{\Gamma}) = 2 \cdot 1,5 \cdot ((-1) - (-2) + 2) = 9 \text{ мА/В}; \text{ угол отсечки по ф-ле (5.32) равен}$$

$$\theta = \arccos \frac{U_{\text{отс}} - U_{\text{см}}}{U_{\Gamma}} = \arccos \frac{(-2) - (-1)}{2} = \arccos \left(-\frac{1}{2} \right) = 120^\circ. \text{ Из графика на рис. 5.9 следует, что } \alpha_1(120^\circ) \approx 0,536. \text{ Поэтому крутизна преобразования в данном режиме равна}$$

$$S_{\Pi} = \frac{1}{2} S_{\text{max}} \alpha_1(\theta) \approx \frac{1}{2} \cdot 9 \cdot 0,536 \approx 2,41 \text{ мА/В}.$$

Ответ: крутизна преобразования равна: а) 1,2 мА/В; б) 2,41 мА/В.

Задача 5.2. Проходная характеристика транзистора и ВАХ диода совершенно одинаковы и описываются выражениями $I_{\text{К}} = bU_{\text{БЭ}}^2$, $I_{\text{д}} = bU_{\text{д}}^2$. Напряжение гетеродина в транзисторном и диодном (работающем при $U_{\text{см}} = 0$) преобразователях частоты одинаковы. В какой схеме – транзисторного или диодного ПЧ – можно получить бóльшую крутизну преобразования по 1-й гармонике и во сколько раз?

Решение

1) При $U_{\text{отс}} = 0$ транзисторный ПЧ будет работать в режиме без отсечки крутизны, если задать напряжение смещения $U_{\text{см}} > U_{\Gamma}$. В этом случае крутизна преобразования определяется по ф-ле (5.30):

$$S_{\Pi}^{\text{транз.}} = bU_{\Gamma}.$$

2) Диодный ПЧ при отсутствии смещения работает в режиме с отсечкой. Угол отсечки равен $\theta = \arccos \frac{U_{\text{отс}} - U_{\text{см}}}{U_{\text{г}}} = \arccos(0) = 90^\circ$. В этом случае крутизна преобразования определяется по ф-ле (5.36): $S_{\text{п}} = \frac{1}{2} S_{\text{max}} \alpha_1(\theta)$. Максимальное значение крутизны равно $S_{\text{max}} = 2bU_{\text{г}}$, коэффициент гармоники $\alpha_1(90^\circ) = 0,5$. Следовательно, крутизна преобразования равна $S_{\text{п}}^{\text{диод.}} = \frac{1}{2} \cdot 2bU_{\text{г}} \cdot 0,5 = 0,5bU_{\text{г}}$.

Таким образом, $S_{\text{п}}^{\text{транз.}} / S_{\text{п}}^{\text{диод.}} = bU_{\text{г}} / 0,5bU_{\text{г}} = 2$.

Ответ: в транзисторном ПЧ можно получить крутизну преобразования в 2 раза больше, чем в диодном.

Задача 5.3. Проходная характеристика биполярного транзистора описывается выражением

$$I_{\text{к}} = \begin{cases} b(U_{\text{БЭ}} - U_{\text{отс}})^2 & \text{при } U_{\text{БЭ}} > U_{\text{отс}} \\ 0 & \text{при } U_{\text{БЭ}} < U_{\text{отс}} \end{cases},$$

где $b = 0,5 \text{ А/В}^2$, $U_{\text{отс}} = 0,55 \text{ В}$. Напряжение смещения в рабочей точке $U_{\text{см}} = 0,7 \text{ В}$, амплитуда гетеродинного колебания $0,1 \text{ В}$. Определить крутизну преобразования на частоте сигнала 100 МГц , если граничная частота транзистора по крутизне равна 200 МГц .

Решение

При квадратичной проходной характеристике транзистора зависимость крутизны от управляющего напряжения является кусочно-линейной функцией вида (5.29). Поскольку минимальное управляющее напряжение $U_{\text{БЭ min}} = U_{\text{см}} - U_{\text{г}} = 0,7 - 0,1 = 0,6 \text{ В}$ меньше напряжения отсечки $U_{\text{отс}}$, то ПЧ работает в режиме без отсечки крутизны. В этом случае низкочастотное значение крутизны преобразования в соответствии с ф-лой (5.30) равно $S_{\text{п}} = bU_{\text{г}} = 0,5 \cdot 0,1 = 0,05 \text{ См}$. Модуль крутизны преобразования на частоте сигнала определяем по ф-ле (5.37):

$$|\dot{Y}_{21\text{п}}| \approx \frac{S_{\text{п}}}{\sqrt{1 + (f_{\text{с}}/f_{\text{с}})^2}} = \frac{0,05}{\sqrt{1 + (100/200)^2}} \approx 0,045 = 45 \text{ мСм}.$$

Ответ: крутизна преобразования равна 45 мСм.

Задача 5.4. Определить коэффициент передачи небалансного диодного ПЧ при следующих условиях: ВАХ диода аппроксимируется экспоненциальной функцией (5.38) с параметрами $i_0 = 2,5$ мкА, $a = 20$ В⁻¹, амплитуда напряжения гетеродина 0,15 В, собственная проводимость контура ПЧ 0,1 мСм, проводимость нагрузки 0,5 мСм.

Решение

Коэффициент передачи диодного ПЧ определяется ф-лой

$$K_{\Pi} = \frac{S_{\Pi}}{g_{\text{кэ ПЧ}}},$$

где $g_{\text{кэ ПЧ}} = g_{22 \Pi} + g_{\text{к ПЧ}} + g_{\text{н}}$ – эквивалентная резонансная проводимость контура ПЧ.

Поскольку диодный ПЧ – взаимное устройство, то $g_{22 \Pi} = g_{11 \Pi}$. При экспоненциальной аппроксимации ВАХ диода внутренняя входная проводимость ПЧ рассчитывается по ф-ле (5.45): $g_{11 \Pi} = g_{\text{д0}} I_0(aU_{\Gamma})$, где $g_{\text{д0}} = i_0 a = 2,5 \cdot 10^{-6} \cdot 20 = 5 \cdot 10^{-5}$ См = 0,05 мСм, $aU_{\Gamma} = 20 \cdot 0,15 = 3$. Из графика модифицированной функции Бесселя 0-го порядка (рис. 5.13) следует, что $I_0(3) \approx 5$. Таким образом, $g_{22 \Pi} = g_{11 \Pi} = 0,05 \cdot 5 = 0,25$ мСм и эквивалентная резонансная проводимость контура ПЧ равна $g_{\text{кэ ПЧ}} = 0,25 + 0,1 + 0,5 = 0,85$ мСм.

Крутизна преобразования определяется ф-лой (5.44): $S_{\Pi} = g_{\text{д0}} I_1(aU_{\Gamma})$. По графику рис. 5.13 определяем $I_1(3) \approx 4$. Следовательно, $S_{\Pi} = 0,05 \cdot 4 = 0,2$ мСм и коэффициент передачи ПЧ равен

$$K_{\Pi} = \frac{S_{\Pi}}{g_{\text{кэ ПЧ}}} = \frac{0,2}{0,85} = 0,235.$$

Ответ: коэффициент передачи ПЧ равен 0,235.

Контрольные задачи

Задача 5.5. Зависимость тока стока I_c полевого транзистора, используемого в смесителе, от напряжения на затворе $U_{зи}$ определяется формулой $I_c = bU_{зи}^2$, где $b = 1 \text{ мА/В}^2$. Амплитуда напряжения гетеродина $U_r = 1 \text{ В}$. Рассчитать зависимость крутизны преобразования по 1-й гармонике колебания гетеродина от напряжения смещения на затворе при изменении его от 0 до 3 В.

Ответ: при значениях напряжения смещения 0, 0,5 В и 1 В крутизна преобразования равна соответственно 0,5 мА/В, 0,804 мА/В и 1 мА/В. При дальнейшем увеличении напряжения смещения крутизна преобразования не меняется.

Задача 5.6. При условиях задачи 5.3 определить, во сколько раз изменятся коэффициенты передачи ПЧ по каналу прямого прохождения и основному каналу, если от режима $U_r = U_{см} = 1 \text{ В}$ перейти к режимам: а) $U_r = 1 \text{ В}$, $U_{см} = 0$; б) $U_r = 2 \text{ В}$, $U_{см} = 0$.

Ответ: а) коэффициент передачи по основному каналу уменьшится в 2 раза, а по каналу прямого прохождения – в 3,14 раза; б) коэффициент передачи по основному каналу не изменится, а по каналу прямого прохождения уменьшится в 1,57 раза.

Задача 5.7. Проходная характеристика транзистора описывается выражением $I_k = bU_{бэ}^2$, где $b = 100 \text{ мА/В}^2$. Амплитуда напряжения гетеродина 100 мВ. Определить максимально возможную крутизну преобразования по 1-й гармонике колебания гетеродина.

Ответ: 10 мА/В.

Задача 5.8. Диодный смеситель работает при амплитуде напряжения гетеродина 1 В. Рассчитать крутизну преобразования по 1-й гармонике колебания гетеродина, считая ВАХ диода кусочно-линейной с крутизной 10 мА/В. Напряжение смещения равно 0.

Ответ: 3,18 мА/В.