

4. Преобразователи частоты

4.1. Общие сведения о преобразователях частоты

Преобразователем частоты (ПЧ) 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 размещается между усилителем радиочастоты и усилителем промежуточной частоты^{*)}.

В состав преобразователя частоты входят (см. рис. 4.1):

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

Преобразовательный элемент и фильтр образуют *смеситель*.

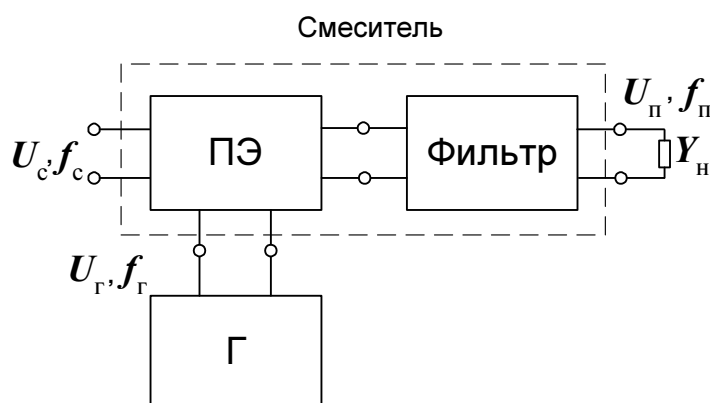


Рис. 4.1. Структурная схема преобразователя частоты

Процесс преобразования частоты состоит из двух операций:

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

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.

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

Рассмотрим принцип действия ПЧ на примере преобразователя на биполярном транзисторе, включённом по схеме с ОЭ. Упрощённая эквивалентная схема такого ПЧ показана на рис. 4.2. На входе транзистора действует сумма напряжений сигнала и гетеродинного колебания

$$u_{\text{БЭ}}(t) = u_c(t) + u_r(t). \quad (4.1)$$

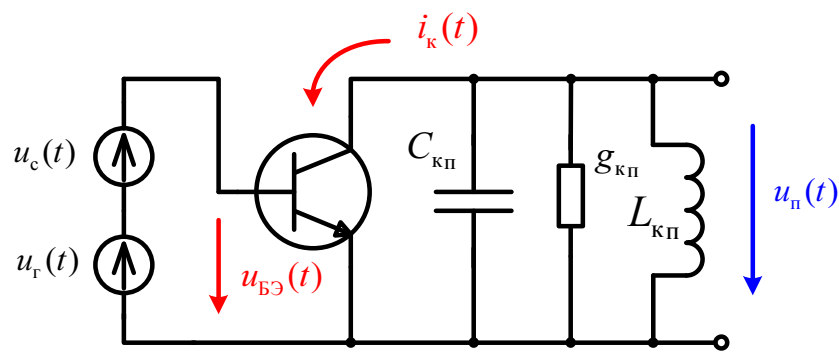


Рис. 4.2. Эквивалентная схема транзисторного ПЧ

Для эффективной работы смесителя необходимо, чтобы амплитуда гетеродинного колебания значительно превышала амплитуду сигнала, поэтому можно считать, что $u_{\text{БЭ}}(t) \approx u_r(t)$. Используя проходную характеристику транзистора $I_K(U_{\text{БЭ}})$ (рис. 4.3,а), построим зависимость крутизны $S = \frac{dI_K}{dU_{\text{БЭ}}}$ от напряжения $U_{\text{БЭ}}$ между базой и эмиттером (рис. 4.3,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. 4.3,б). Под действием этого напряжения крутизна транзистора периодически изменяется (рис. 4.3,в). На линейном участке крутизна изменяется по закону

$$S(t) = S_0 + au_r(t), \quad (4.2)$$

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

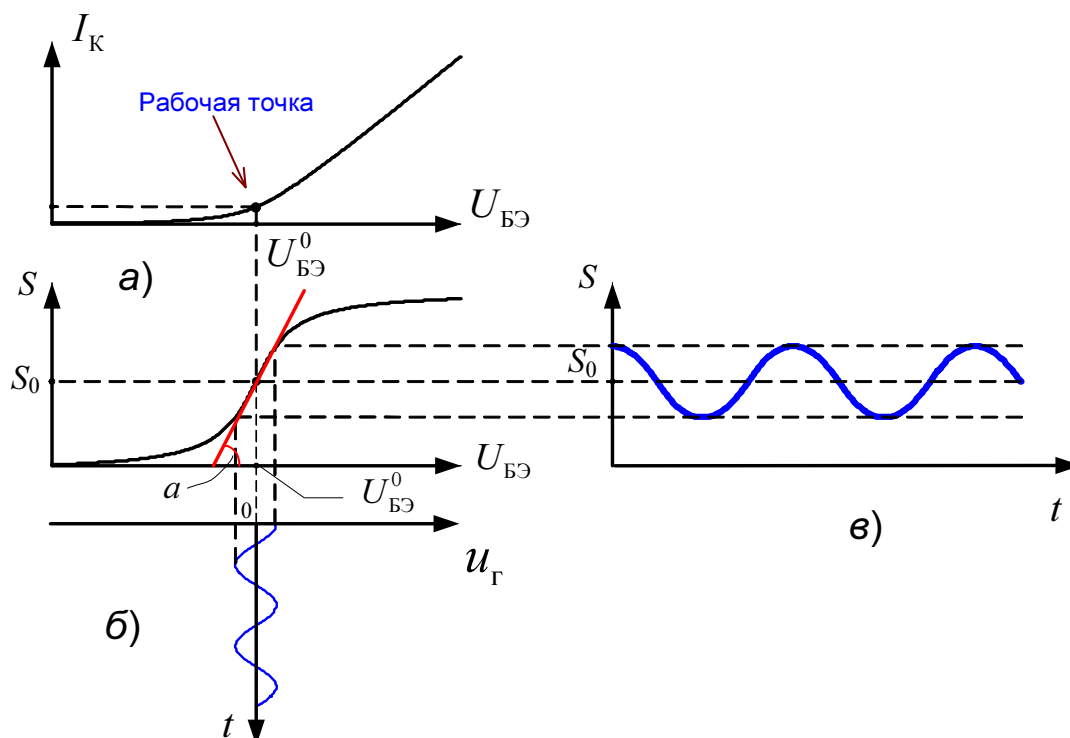


Рис. 4.3. Эпюры гетеродинного колебания и крутизны в транзисторном ПЧ

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

$$i_K(t) = S(t)u_c(t) = [S_0 + au_r(t)]u_c(t) = S_0u_c(t) + au_r(t)u_c(t). \quad (4.3)$$

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 колебаний $u_c(t)$ и $u_r(t)$ при условии, что напряжение гетеродина не выходит за пределы линейного участка зависимости $S(U_{БЭ})$. Пусть

$$u_c(t) = U_c \cos \omega_c t, \quad (4.4)$$

$$u_r(t) = U_r \cos \omega_r t. \quad (4.5)$$

Тогда, подставляя (4.4) и (4.5) в (4.3), получим:

$$i_K(t) = S_0 U_c \cos \omega_c t + a U_c U_r \cos \omega_c t \cos \omega_r t. \quad (4.6)$$

Преобразуем второе слагаемое в (4.6), используя известное тригонометрическое тождество $\cos \alpha \cos \beta = [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]/2$:

$$i_K(t) = S_0 U_c \cos \omega_c t + \frac{1}{2} a U_c U_r \cos(\omega_r + \omega_c) t + \frac{1}{2} a U_c U_r \cos(\omega_r - \omega_c) t. \quad (4.7)$$

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 (колебательный 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 (4.1), $u_{бэ}(t) = u_c(t) - u_r(t)$, т.е. колебание гетеродина инвертируется и, следовательно, инвертируется преобразованный сигнал. Это, однако, не существенно, поскольку начальная фаза сигнала случайна и, следовательно, случайна начальная фаза преобразованного колебания.

На рис. 4.4,а показана схема смесителя, в котором напряжение гетеродина подаётся на эмиттер транзистора через разделительный конденсатор C_{p2} . В схеме на рис. 4.4,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. 4.5,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 сигнал и колебание гетеродина подаются на различные изолированные затворы транзистора (рис. 4.5,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. 4.5,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.

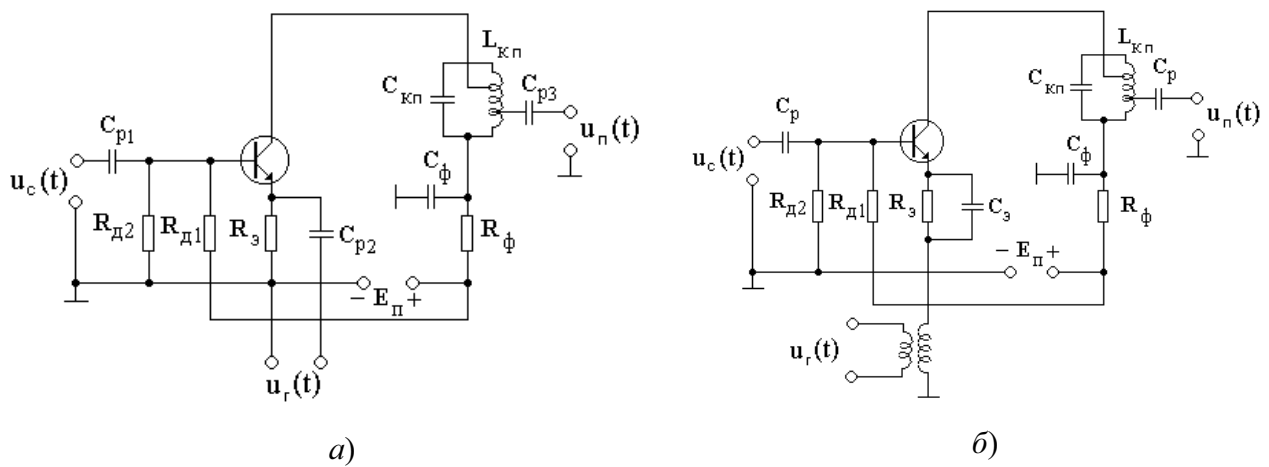


Рис. 4.4. Смеситель на биполярном транзисторе: а) напряжение гетеродина подаётся через разделительный конденсатор; б) напряжение гетеродина подаётся с помощью трансформатора

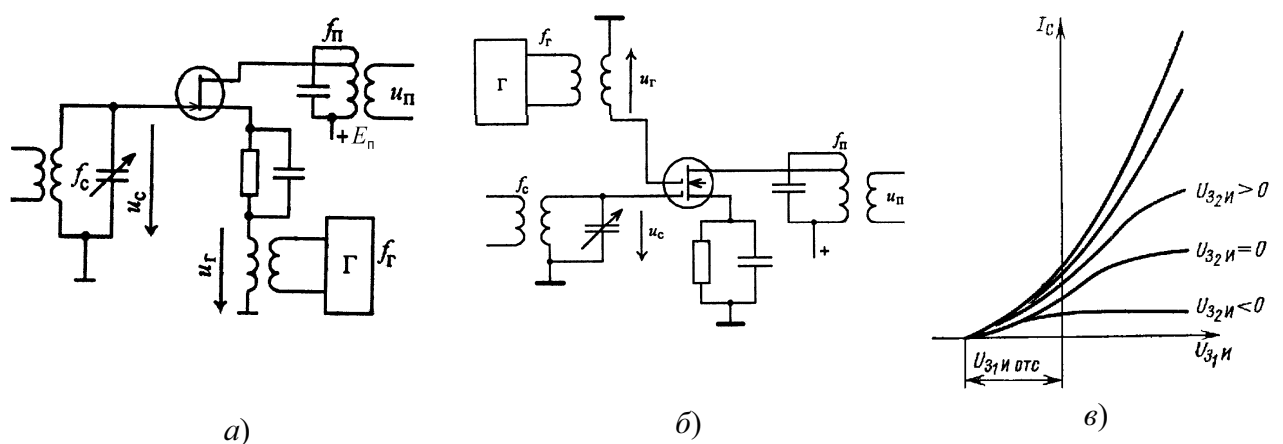


Рис. 4.5. Смеситель на полевом транзисторе: а) на однозатворном; б) на двухзатворном; в) семейство проходных характеристик двухзатворного полевого транзистора с n-каналом

4.2. 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. 4.6). Это справедливо и для других преобразовательных элементов, используемых в ПЧ.

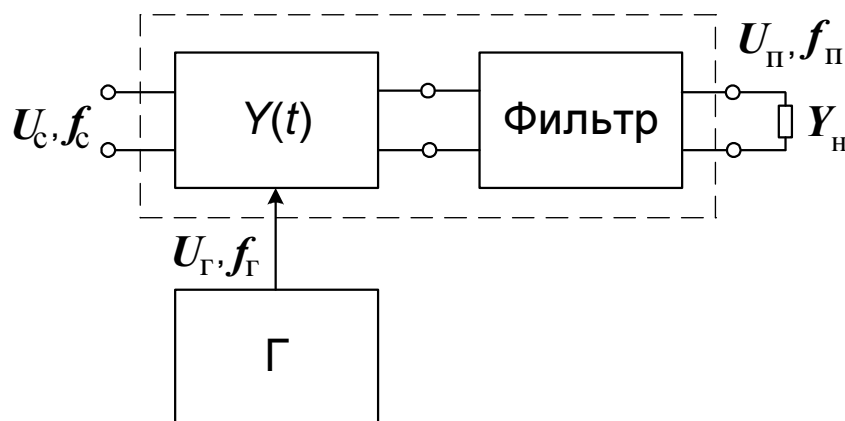


Рис. 4.6. Эквивалентная схема ПЧ как четырёхполюсника с переменными параметрами

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

Преобразователь частоты, как четырёхполюсник с переменными параметрами (нестационарный четырёхполюсник), описывается следующими уравнениями:

$$\begin{cases} i_1(t) = Y_{11}(t)u_1(t) + Y_{12}(t)u_2(t) \end{cases} \quad (4.8,а)$$

$$\begin{cases} i_2(t) = Y_{21}(t)u_1(t) + Y_{22}(t)u_2(t) \end{cases} \quad (4.8,б)$$

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 четырёхполюсника изменяются под действием напряжения гетеродина, следовательно они являются периодическими колебаниями с периодом $T_r = 1/f_r$. Такие колебания можно представить в виде ряда Фурье:

$$Y_{ij}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{ij(k)} \cos k\omega_r t, \quad i = 1, 2, \quad j = 1, 2, \quad (4.9)$$

где $Y_{ij(k)}$ – амплитуда k -й гармоники параметра $Y_{ij}(t)$. 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 (4.9), 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) частотно-избирательных цепях (фильтрах) преобразователя:

- на выходе – составляющие тока с промежуточной частотой ω_{Π} ;
- на входе – составляющие тока с частотой сигнала ω_c .

Определим эти составляющие.

1) Рассмотрим первое слагаемое в выражении (4.8,а) для входного тока четырёхполюсника:

$$Y_{11}(t)u_1(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{11(k)} \cos k\omega_{\Gamma}t \cdot U_c \cos \omega_c t. \quad (4.10)$$

Поскольку входной ток протекает через выходной колебательный контур УРЧ, то вклад в падение напряжения на этом контуре даст только та составляющая колебания (4.10), частота которой равна резонансной частоте контура, т.е. ω_c . Очевидно, что такой составляющей является $Y_{11(0)}U_c \cos \omega_c t$. Остальные составляющие тока будут отфильтрованы. Следовательно, из всех членов ряда (4.9) нужно учитывать только первый, соответствующий $k = 0$.

2) Рассуждая аналогичным образом, рассмотрим второе слагаемое выходного тока (4.8,б):

$$Y_{22}(t)u_2(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{22(k)} \cos k\omega_{\Gamma}t \cdot U_{\Pi} \cos \omega_{\Pi}t. \quad (4.11)$$

Выходной ток протекает через колебательный контур ПЧ, настроенный на промежуточную частоту. Поэтому на величину напряжения на этом контуре окажет влияние только составляющая $Y_{22(0)}U_{\Pi} \cos \omega_{\Pi}t$, 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 $\omega_{\Pi} = \omega_c - \omega_{\Gamma}$ (нижняя на-

стройка гетеродина), и рассмотрим первое слагаемое выражения (4.8,б) для выходного тока четырёхполюсника:

$$Y_{21}(t)u_1(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{21(k)} \cos k\omega_r t \cdot U_c \cos \omega_c t. \quad (4.12)$$

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, т.к. она значительно больше резонансной частоты. Следовательно, в первом слагаемом выражения (4.8,б) нужно учитывать только составляющую выходного тока, равную

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

Эта составляющая обусловлена *эффектом преобразования частоты*.

4) Второе слагаемое выражения (4.8,а) для входного тока четырёхполюсника равно

$$Y_{12}(t)u_2(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{12(k)} \cos k\omega_r t \cdot U_n \cos \omega_n t. \quad (4.13)$$

Поскольку падение напряжения на входном колебательном контуре (выходном контуре УРЧ) создаёт только та составляющая тока, частота которой равна частоте сигнала $\omega_c = \omega_r + \omega_n$, 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 $2\omega_n$) меньше 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 на-

пряжение будет выделяться на входном колебательном контуре. Следовательно, во втором слагаемом выражения (4.8,а) нужно учитывать только составляющую входного тока, имеющую частоту сигнала:

$$\frac{1}{2} Y_{12(1)} U_{\text{п}} \cos \omega_c t.$$

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:

$$\begin{cases} i_c(t) = Y_{11(0)} U_c \cos \omega_c t + \frac{1}{2} Y_{12(1)} U_{\text{п}} \cos \omega_c t, & (4.14,а) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{\text{п}}(t) = \frac{1}{2} Y_{21(1)} U_c \cos \omega_{\text{п}} t + Y_{22(0)} U_{\text{п}} \cos \omega_{\text{п}} t. & (4.14,б) \end{cases}$$

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

Уравнения (4.14) можно записать в более удобной форме, если ввести эквивалентные Y -параметры – *параметры четырёхполюсника в режиме преобразования частоты*:

$$\begin{aligned} Y_{11\text{п}} &= Y_{11(0)}, & Y_{12\text{п}} &= \frac{1}{2} Y_{12(1)}, \\ Y_{21\text{п}} &= \frac{1}{2} Y_{21(1)}, & Y_{22\text{п}} &= Y_{22(0)}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Тогда уравнения четырёхполюсника примут следующий вид:

$$\begin{cases} i_c(t) = I_c \cos \omega_c t = (Y_{11\text{п}} U_c + Y_{12\text{п}} U_{\text{п}}) \cos \omega_c t, \\ i_{\text{п}}(t) = I_{\text{п}} \cos \omega_{\text{п}} t = (Y_{21\text{п}} U_c + Y_{22\text{п}} U_{\text{п}}) \cos \omega_{\text{п}} t. \end{cases} \quad (4.16)$$

Здесь I_c – амплитуда составляющей входного тока на частоте сигнала, $I_{\text{п}}$ – амплитуда составляющей выходного тока на промежуточной частоте. Поскольку в (4.16) напряжения и токи являются гармониче-

скими колебаниями, то можно также записать уравнения четырёхполюсника для амплитудных значений токов и напряжений:

$$\begin{cases} I_c = Y_{11п} U_c + Y_{12п} U_{п} \\ I_{п} = Y_{21п} U_c + Y_{22п} U_{п} \end{cases} \quad (4.17)$$

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

$$\begin{cases} \dot{I}_c = Y_{11п} \dot{U}_c + Y_{12п} \dot{U}_{п} \\ \dot{I}_{п} = Y_{21п} \dot{U}_c + Y_{22п} \dot{U}_{п} \end{cases} \quad (4.18)$$

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

$$\begin{cases} \dot{I}_c = Y_{11п} \dot{U}_c + Y_{12п} \dot{U}_{п}^* \\ \dot{I}_{п} = Y_{21п} \dot{U}_c^* + Y_{22п} \dot{U}_{п} \end{cases} \quad (4.19)$$

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 (4.17)

определяется как $Y_{11п} = \left. \frac{I_c}{U_c} \right|_{U_{п}=0}$. В соответствии с (4.15)

$$Y_{11п} = Y_{11(0)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{11}(t) dt, \quad (4.20)$$

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.

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

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} :

$$Y_{22п} = Y_{22(0)} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{22}(t) dt. \quad (4.21)$$

3) **Крутизна преобразования**)** по определению равна $Y_{21п} = \left. \frac{I_{п}}{U_{с}} \right|_{U_{п}=0}$. В соответствии с (4.15)

$$Y_{21п} = \frac{1}{2} Y_{21(1)} = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{21}(t) \cos \omega_r t dt \right] = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{21}(t) \cos \omega_r t dt, \quad (4.22)$$

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} :

$$Y_{12п} = \frac{1}{2} Y_{12(1)} = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{12}(t) \cos \omega_r t dt \right] = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} Y_{12}(t) \cos \omega_r t dt. \quad (4.23)$$

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

$$K_{п} = \frac{U_{п}}{U_{с}},$$

может быть рассчитан по аналогии с коэффициентом усиления резонансного УРЧ по формуле (см. Раздел 3)

$$K_{п} = \frac{m_{1(ПЧ)} m_{2(ПЧ)} |Y_{21п}|}{g_{кэ(ПЧ)}}, \quad (4.24)$$

***) Или, более полно, **крутизна прямого преобразования**.

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

Из анализа транзисторного ПЧ можно сделать следующие выводы.

1) Поскольку амплитуда сигнала значительно меньше амплитуды гетеродинного колебания, то в диапазоне напряжений сигнала Y -параметры транзистора практически постоянны, тогда как в диапазоне напряжений колебания 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.

3) Эквивалентные Y -параметры рассчитываются по формулам (4.20) – (4.23). При практических расчётах в качестве приближённых значений параметров $Y_{11п}$ и $Y_{22п}$ берут соответствующие Y -параметры транзистора в рабочей точке.

Для приближённого определения крутизны преобразования $Y_{21п}$ используется описанная далее методика.

Расчёт крутизны преобразования транзисторного ПЧ

Сначала рассмотрим задачу определения крутизны преобразования в области низких частот, когда $f_c, f_r, f_n \ll f_s$, где f_s – граничная частота транзистора по крутизне. В соответствии с (4.15), (4.22) крутизна преобразования равна половине амплитуды 1-й гармоники проводимости 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 гетеро-

динного 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 (4.2)

$$S(t) = S_0 + aU_r \cos \omega_r t = S_0 + S_m \cos \omega_r t, \quad (4.25)$$

где $S_m = aU_r$ – амплитуда крутизны. В этом случае крутизна преобразования, равная

$$S_{\Pi} = \frac{1}{2} S_m = \frac{1}{2} aU_r, \quad (4.26)$$

прямо пропорциональна амплитуде гетеродинного колебания.

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

$$I_C = b(U_{ЗИ} - U_{отс})^2, \quad (4.27)$$

где I_C – ток стока, $U_{ЗИ}$ – напряжение между затвором и истоком, $U_{отс}$ – напряжение отсечки.

На рис. 4.7 показана проходная характеристика полевого транзистора с n -каналом (а) и соответствующая ей зависимость $S(U_{ЗИ})$ (б)

$$S = \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} = \begin{cases} 2b(U_{ЗИ} - U_{отс}) & \text{при } U_{ЗИ} \geq U_{отс} \\ 0 & \text{при } U_{ЗИ} < U_{отс} \end{cases}. \quad (4.28)$$

При $U_r < U_{ЗИ}^0 - U_{отс}$ ПЧ работает в режиме без отсечки крутизны. В этом режиме крутизна преобразования равна

$$S_{\Pi} = \frac{1}{2} aU_r = bU_r. \quad (4.29)$$

В общем случае из-за нелинейности зависимости крутизны от управляющего напряжения процесс изменения крутизны во времени – негармоническое колебание, и амплитуда его 1-й гармоники нелинейно зависит от U_r . В этом случае для определения крутизны преобразования в соответствии с (4.22) используют приближённые численные методы.

Эквивалентные Y -параметры, определяемые в режиме преобразования частоты, являются частотно-зависимыми. Поэтому обычно ис-

пользуют приближённый подход, считая, что внутренняя входная проводимость $Y_{11п}$ и крутизна преобразования $Y_{21п}$ определяются значениями соответствующих Y -параметров транзистора на частоте сигнала, а внутренняя выходная проводимость $Y_{22п}$ и крутизна обратного преобразования $Y_{12п}$ – 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

$$Y_{21} \approx \frac{S}{1 + j\omega_c \tau} = \frac{S}{1 + j(f_c/f_s)}, \quad (4.30)$$

где $S = g_{21нч}$ – 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

$$|Y_{21п}| \approx \frac{S_{п}}{\sqrt{1 + (f_c/f_s)^2}}, \quad (4.31)$$

где $S_{п}$ – низкочастотное значение крутизны преобразования.

4.4. 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 из-

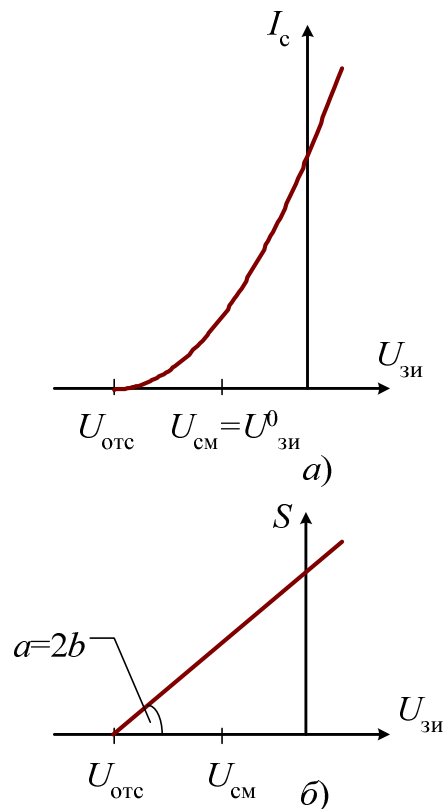


Рис. 4.7. Проходная характеристика полевого транзистора (а) и зависимость крутизны от напряжения на затворе (б)

меняемой 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_n) и обратного преобразования (переноса преобразованного сигнала с частоты f_n на частоту f_c) протекают совершенно одинаково. Вследствие этого совпадают значения крутизны прямого и обратного преобразования, а также внутренней входной и внутренней выходной проводимостей:

$$Y_{12п} = Y_{21п} , Y_{22п} = Y_{11п} .$$

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

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

4.4.1. Однотактный (небалансный) диодный ПЧ

Схема однотактного (небалансного) диодного ПЧ показана на рис. 4.8. Входной и выходной колебательные контуры, а также источник гетеродинного напряжения связаны с диодом ПЧ с помощью

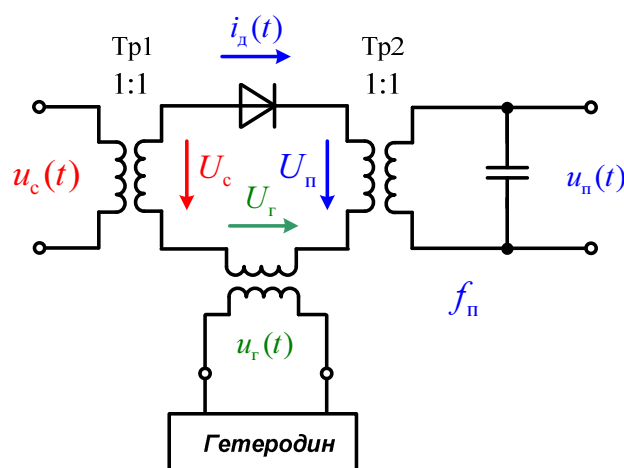


Рис. 4.8. Однотактный (небалансный) диодный ПЧ

трансформаторов. В дальнейшем для простоты будем считать, что коэффициенты передачи всех трансформаторов равны 1. Для эффективной работы ПЧ 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 аппроксимацией вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода $I_d(U_d)$. На практике часто используется ключевой режим работы диода, когда при действии одной полуволны напряжения гетеродина диод открыт (его сопротивление пренебрежимо мало), а при действии другой полуволны – закрыт (ток через диод практически не протекает). В этом случае ВАХ диода аппроксимируется кусочно-линейной зависимостью (рис. 4.9,а):

$$I_d = \begin{cases} g_{d0} U_d & \text{при } U_d \geq 0 \\ 0 & \text{при } U_d < 0 \end{cases}, \quad (4.34)$$

где g_{d0} – проводимость открытого диода.

При кусочно-линейной аппроксимации ВАХ диода дифференциальная проводимость открытого диода постоянна и равна g_{d0} (рис. 4.9,б). Считая, что смещение на диоде отсутствует, найдём крутизну преобразования и внутреннюю входную проводимость ПЧ исходя из определения этих параметров. При гармоническом колебании гетеродина процесс изменения проводимости во времени представляет собой колебание типа «меандра», два периода которого показаны на рис. 4.9,в. Среднее значение и амплитуда такого колебания равны $g_{d0}/2$.

Из курса «Радиотехнические цепи и сигналы» известно, что для колебания в виде «меандра» с амплитудой A амплитуда 1-й гармоники (на рис. 4.9,в показана красным пунктиром) равна $\frac{4}{\pi} A$. Следовательно, амплитуда 1-й гармоники проводимости диода равна

$$g_{d(1)} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{g_{d0}}{2} = \frac{2}{\pi} g_{d0},$$

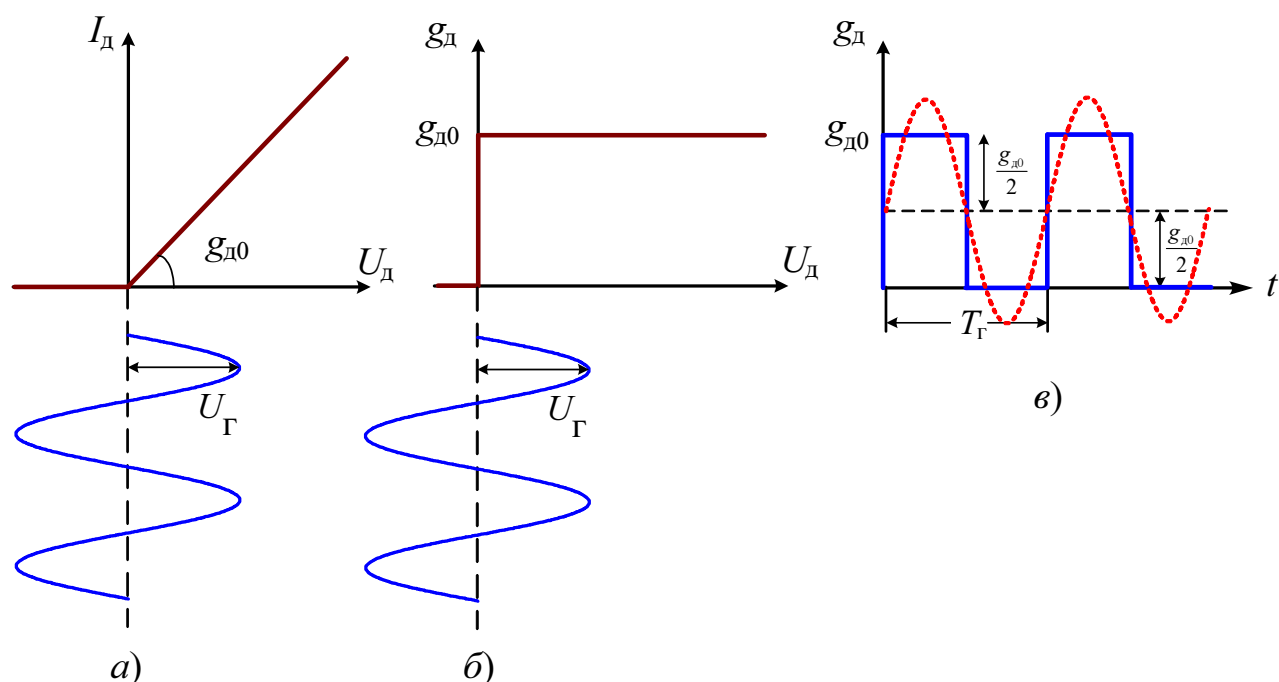


Рис. 4.9. Диодный ПЧ без смещения (кусочно-линейная аппроксимация):
а) ВАХ диода; б) зависимость проводимости диода от напряжения;
в) эпюра проводимости диода

а крутизна преобразования равна

$$S_{\pi} = \frac{1}{2} g_{д(1)} = \frac{g_{д0}}{\pi}. \quad (4.40)$$

В соответствии с (4.20) внутренняя входная проводимость ПЧ равна постоянной составляющей дифференциальной проводимости диода, $g_{11\pi} = g_{д(0)}$, которая, как видно из рис. 4.9,в, равна $g_{д0}/2$. Таким образом,

$$g_{11\pi} = \frac{g_{д0}}{2}. \quad (4.41)$$

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

Найдём коэффициент передачи небалансного ПЧ, считая коэффициенты передачи на входе и выходе равными 1. Эквивалентная схема ПЧ по промежуточной частоте показана на рис. 4.10,а,б. Схема на рис. 4.10,а содержит идеальный трансформатор с коэффициентом передачи 1. В схеме на рис. 4.10,б идеальный трансформатор вместе с суммарной проводимостью $g_k + g_n$ заменён эквивалентной проводимостью $(g_k + g_n)''$, приведённой ко входным зажимам трансформато-

ра. Поскольку коэффициент передачи трансформатора равен 1, то $(g_k + g_n)'' = g_k + g_n$. Из этой схемы следует, что амплитуда напряжения сигнала промежуточной частоты на параллельно включённых эквивалентных проводимостях $g_{22\Pi}$ и $g_k + g_n$ равна

$$U_{\Pi} = \frac{I_{\Pi}}{g_{22\Pi} + g_k + g_n} = \frac{S_{\Pi} U_c}{g_{22\Pi} + g_k + g_n}.$$

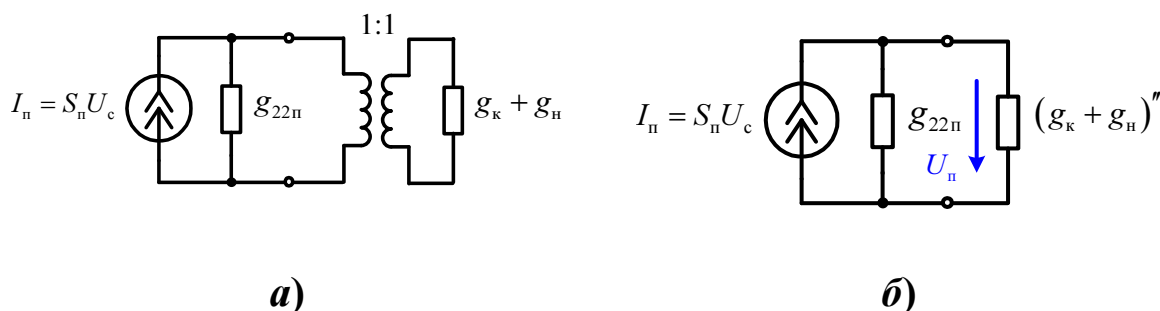


Рис. 4.10. Эквивалентная схема небалансного ПЧ: а) с идеальным трансформатором; б) с пересчитанной проводимостью

Поскольку коэффициент передачи трансформатора равен 1, то такое же значение имеет амплитуда напряжения на выходе преобразователя. Следовательно, коэффициент передачи небалансного ПЧ равен

$$K_{\Pi} = \frac{S_{\Pi}}{g_{22\Pi} + g_k + g_n}. \quad (4.42)$$

где $g_{22\Pi} = g_{11\Pi}$. (Заметим, что полученное выражение совпадает с (4.24) при $m_{1(\text{ПЧ})} = m_{2(\text{ПЧ})} = 1$).

4.4.2. Балансный диодный ПЧ

Балансный диодный ПЧ, схема которого показана на рис. 4.11, представляет собой соединение двух однодиодных небалансных ПЧ, работающих на общую нагрузку. В этой схеме напряжение гетеродинного колебания подаётся на средние отводы обмоток трансформаторов Тр1 и Тр2, обеспечивающих связь с входным и выходным колебательными контурами. Напряжения сигнала на выводах вторичной обмотки трансформатора Тр1 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.

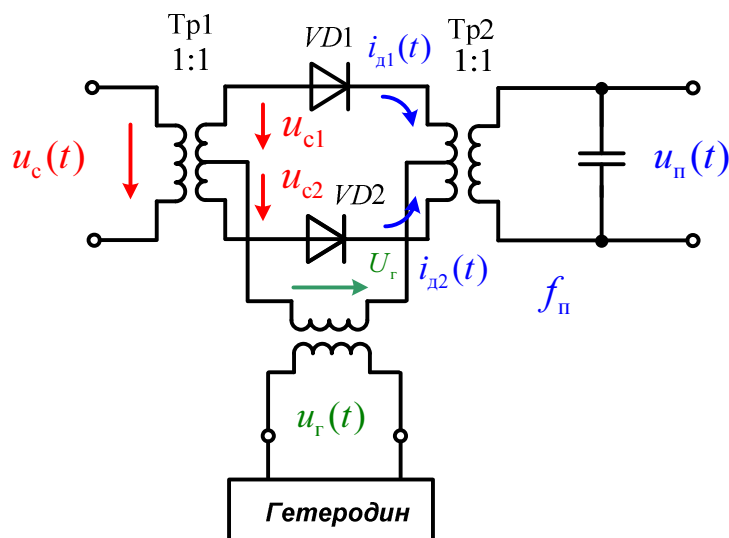


Рис. 4.11. Балансный диодный ПЧ

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.

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. В этом заключается основное преимущество балансной схемы перед небалансной. Благодаря тому, что напряжение гетеродина не проникает во входную цепь, в приёмнике с балансным 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^{*)}.

^{*)} Шумы, проникающие в тракт промежуточной частоты в отсутствие компенсации, обусловлены теми частями шумовой составляющей гетеродинного колебания, которые находят-

Другим достоинством балансной схемы ПЧ является то, что составляющие токов промежуточной частоты, обусловленные чётными гармониками входного напряжения^{**)}, индуцируют во вторичной обмотке трансформатора Тр2 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. Комбинационные каналы, обусловленные гармониками напряжения гетеродина (как чётными, так и нечётными), будут существовать.

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 Тр1 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 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 $i_{дп1}(t)$ и $i_{дп2}(t)$ также совпадают по фазе и ЭДС, индуцируемые ими во вторичной обмотке выходного трансформатора, взаимно компенсируются.

Получим выражение для коэффициента передачи балансного ПЧ, считая коэффициенты передачи трансформаторов равными 1. В этом случае амплитуда сигнала на половинах вторичной обмотки трансформатора Тр1 равна

$$U_{c1} = U_{c2} = \frac{1}{2}U_c.$$

Эквивалентная схема по промежуточной частоте, содержащая идеальный трансформатор, показана на рис. 4.12,а. Поскольку в симметричной балансной схеме токи промежуточной частоты $i_{п1}(t)$ и $i_{п2}(t)$ одинаковы по величине и противофазны, то суммарный ток $i_{п\Sigma}(t)$ в среднем проводнике цепи равен 0. Следовательно, этот проводник

ся 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.

можно из цепи исключить. Тогда получится эквивалентная схема, показанная на рис. 4.12,б, в которой источники тока I_{n1} и I_{n2} соединены последовательно, их выходные проводимости, каждая из которых равна $g_{22п}$, также соединены последовательно и, кроме того, идеальный трансформатор и суммарная проводимость $g_k + g_n$ заменены эквивалентной проводимостью $(g_k + g_n)''$. Как и в случае небалансного преобразователя частоты, $(g_k + g_n)'' = g_k + g_n$, поскольку коэффициент передачи трансформатора равен 1.

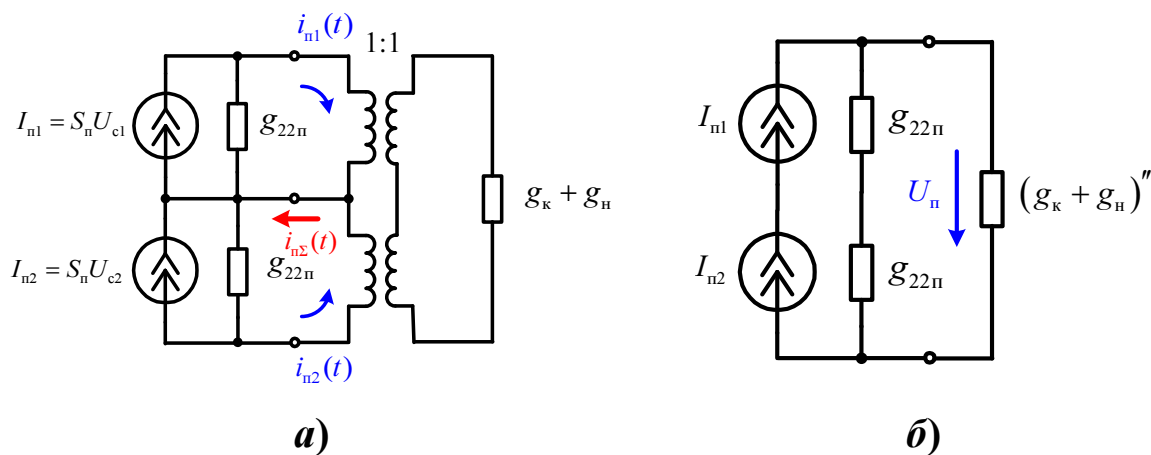


Рис. 4.12. Эквивалентная схема балансного ПЧ: а) с идеальным трансформатором; б) с пересчитанной проводимостью

Поскольку в рассматриваемой эквивалентной схеме два последовательно соединённых идеальных источника тока I_{n1} и I_{n2} имеют одно и то же значение тока, то их можно заменить одним источником с тем же значением тока, например I_{n1} . Две последовательно соединённых проводимости $g_{22п}$ можно заменить одной, равной $g_{22п}/2$. Тогда эквивалентная схема балансного ПЧ примет такой же вид, как изображённая на рис. 4.10,б эквивалентная схема небалансного ПЧ. В такой схеме амплитуда напряжения сигнала промежуточной частоты на выходе ПЧ определяется как

$$U_{п}^{\delta} = \frac{I_{n1}}{\frac{g_{22п}}{2} + g_k + g_n} = \frac{\frac{1}{2} S_n U_c}{\frac{g_{22п}}{2} + g_k + g_n} = \frac{S_n U_c}{g_{22п} + 2(g_k + g_n)}.$$

Следовательно, коэффициент передачи балансного ПЧ равен

$$K_{\Pi}^{\delta} = \frac{S_{\Pi}}{g_{22\Pi} + 2(g_{\kappa} + g_{\Pi})}. \quad (4.43)$$

Сравнивая это выражение с формулой (4.42) для коэффициента передачи небалансного ПЧ, видим, что коэффициент передачи балансного ПЧ меньше, чем небалансного.

Как уже было отмечено, в диодных ПЧ часто используется ключевой режим работы смесительных диодов. В этом режиме диоды работают как электронные ключи, управляемые напряжением гетеродина, которые либо пропускают напряжение сигнала без искажений, когда ключ замкнут, либо не пропускают его, когда ключ разомкнут (рис. 4.13,а). Следовательно, напряжение на выходе ключей (на первичной обмотке выходного трансформатора Тр2) можно представить как произведение сигнала $u_c(t)$ на ключевую функцию $k^{\delta}(t)$ типа «меандра» с частотой гетеродина, имеющую два уровня: 0 и 1 (рис. 4.13,б):

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_c(t)k^{\delta}(t).$$

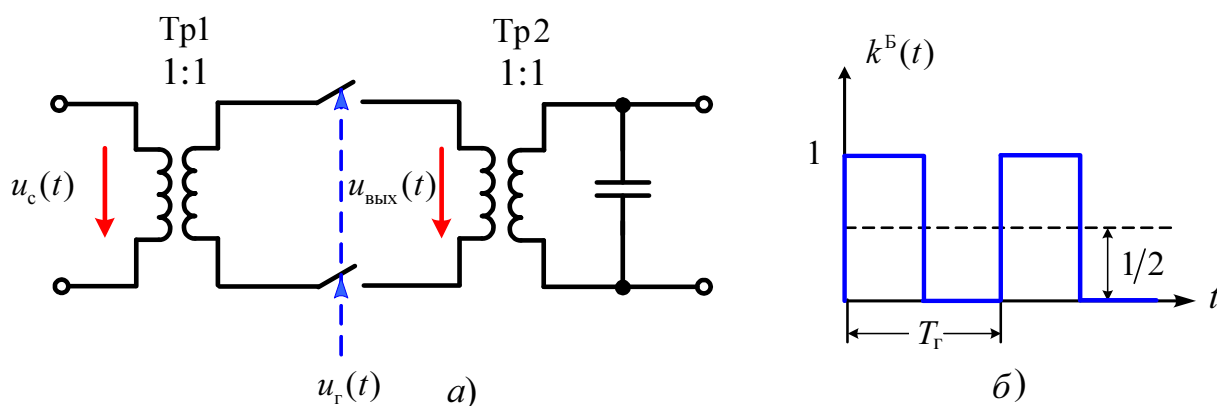


Рис. 4.13. Эквивалентная схема балансного ПЧ в ключевом режиме (а); ключевая функция с частотой f_r (б)

Периодическая функция $k^{\delta}(t)$, изменяющаяся с частотой гетеродина, имеет постоянную составляющую, равную $1/2$, и нечётные гармоники.

Следовательно, балансный ПЧ в рассматриваемом режиме имеет канал прямого прохождения и каналы, обусловленные взаимодействием сигнала с нечётными гармониками напряжения гетеродина. Каналы, обусловленные чётными гармониками напряжения гетеродина, в отличие от общего (не ключевого) режима работы преобразовательных элементов, будут подавлены.

Мы рассмотрели схему и характеристики диодного балансного ПЧ. Однако по балансной схеме строятся также и транзисторные преобразователи. В качестве примера на рис. 4.14 показана схема балансного ПЧ на биполярных транзисторах. Здесь напряжение питания подаётся на смесительные транзисторы VT_1 и VT_2 через среднюю точку катушки индуктивности выходного колебательного контура. Коллекторные токи i_1 и i_2 транзисторов VT_1 и VT_2 через эту катушку индуктивности протекают встречно и поэтому выходное напряжение 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.

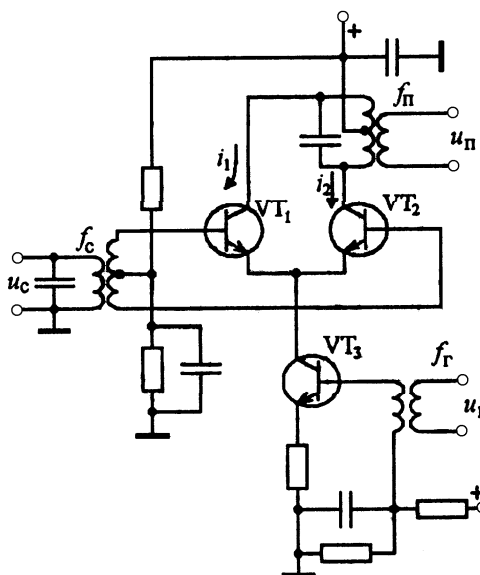


Рис. 4.14. Балансный ПЧ на биполярных транзисторах

4.4.3. 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. 4.15. Она получается из схемы балансного ПЧ (рис. 4.11) добавлением включённых крест-накрест диодов VD_3 и VD_4 . Другой вариант изображения этой схемы, который является общепринятым, приведён на рис. 4.16. На этой схеме хорошо видно, что все диоды включены та-

ким 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 преобразователь частоты**.

Для анализа работы кольцевого ПЧ его удобно рассматривать как мостовую схему (рис. 4.16). 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. 4.17. 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,

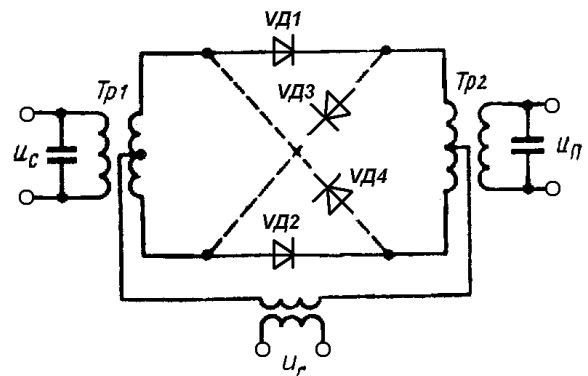


Рис. 4.15. Двойной балансный (кольцевой) диодный ПЧ

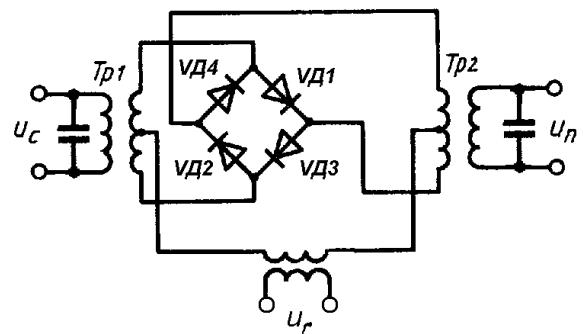


Рис. 4.16. Кольцевой диодный ПЧ

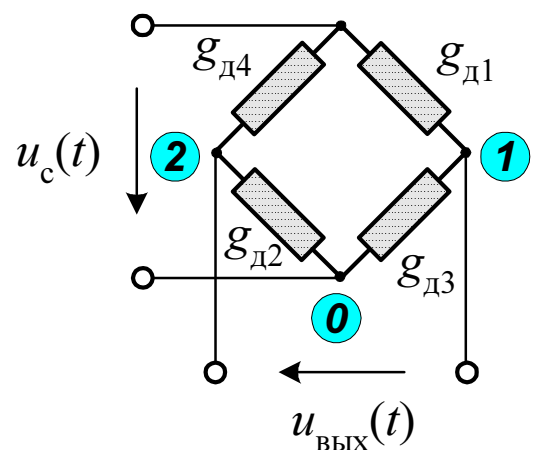


Рис. 4.17. Эквивалентная схема кольцевого ПЧ

имеющее такую же фазу, как и сигнал на входе (рис. 4.18,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 $Tr2$ инвертировано по сравнению с первым случаем (рис. 4.18,б^{*)}).

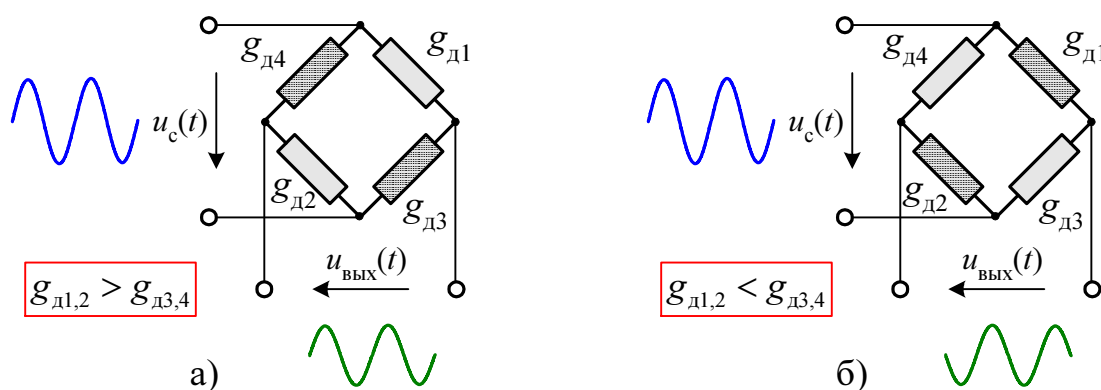


Рис. 4.18. К образованию напряжения на выходе мостовой схемы:
а) при $u_r > 0$; б) при $u_r < 0$

Так же как и в балансном ПЧ, в кольцевом часто используется ключевой режим работы диодов. В этом случае на эквивалентной схеме проводимости диодов заменяются двумя парами ключей, которые поочередно находятся в разомкнутом или в замкнутом состоянии (рис. 4.19).

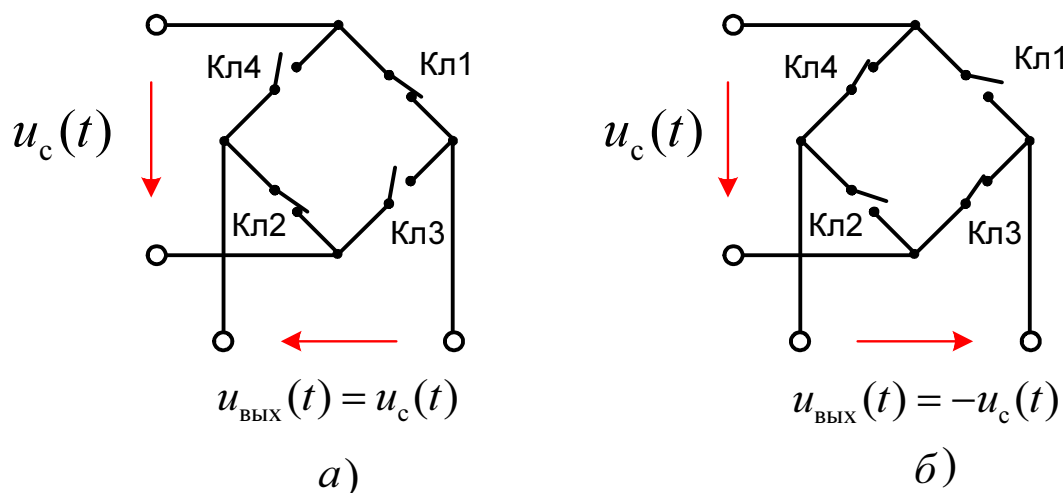


Рис. 4.19. Мостовая схема при работе диодов кольцевого ПЧ
в ключевом режиме: а) при $u_r > 0$; б) при $u_r < 0$

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

Напряжение на выходе мостовой схемы можно представить как произведение сигнала $u_c(t)$ на ключевую функцию $k^K(t)$, имеющую значения -1 и 1 (рис. 4.20):

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_c(t)k^K(t).$$

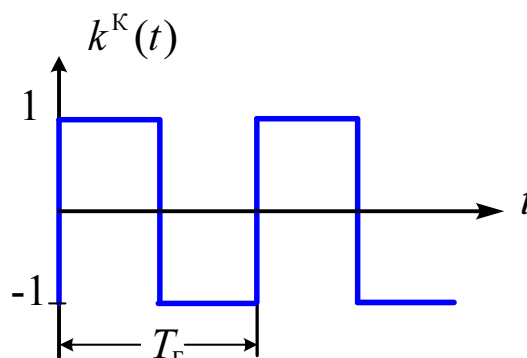


Рис. 4.20. К образованию напряжения на выходе мостовой схемы в ключевом режиме: функция $k^K(t)$

В отличие от ключевой функции $k^B(t)$ балансного ПЧ, постоянная составляющая ключевой функции $k^K(t)$ кольцевого ПЧ равна 0. Поэтому в кольцевом ПЧ канал прямого прохождения подавлен. Каналы, обусловленные чётными гармониками напряжения гетеродина, также будут подавлены – в этом отношении кольцевой ПЧ не отличается от балансного. Отсутствие канала прямого прохождения – основное преимущество кольцевого ПЧ по сравнению с другими схемами.

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

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

Если, кроме того, смесительные диоды работают в ключевом режиме, то высшие гармоники сигнала будут отсутствовать (т.е. $m = 1$).

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

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

4.5. 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. 4.21, где также приведена АЧХ фильтра ПЧ. Рассмотрим, чем определяется вид АЧХ ПЧ в случае нижней настройки гетеродина, когда $f_{\text{п}} = f_{\text{с}} - f_{\text{г}}$. Предположим, что на входе ПЧ действует гармонический сигнал постоянной амплитуды. Будем мысленно увеличивать частоту сигнала $f_{\text{с}}$ и наблюдать, как при этом будет изменяться амплитуда колебания на выходе ПЧ.

При совпадении частоты сигнала $f_{\text{с}}$ с промежуточной частотой $f_{\text{п}}$, на которую настроен фильтр, амплитуда выходного напряжения будет иметь максимум. При отклонениях $f_{\text{с}}$ от $f_{\text{п}}$ 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.

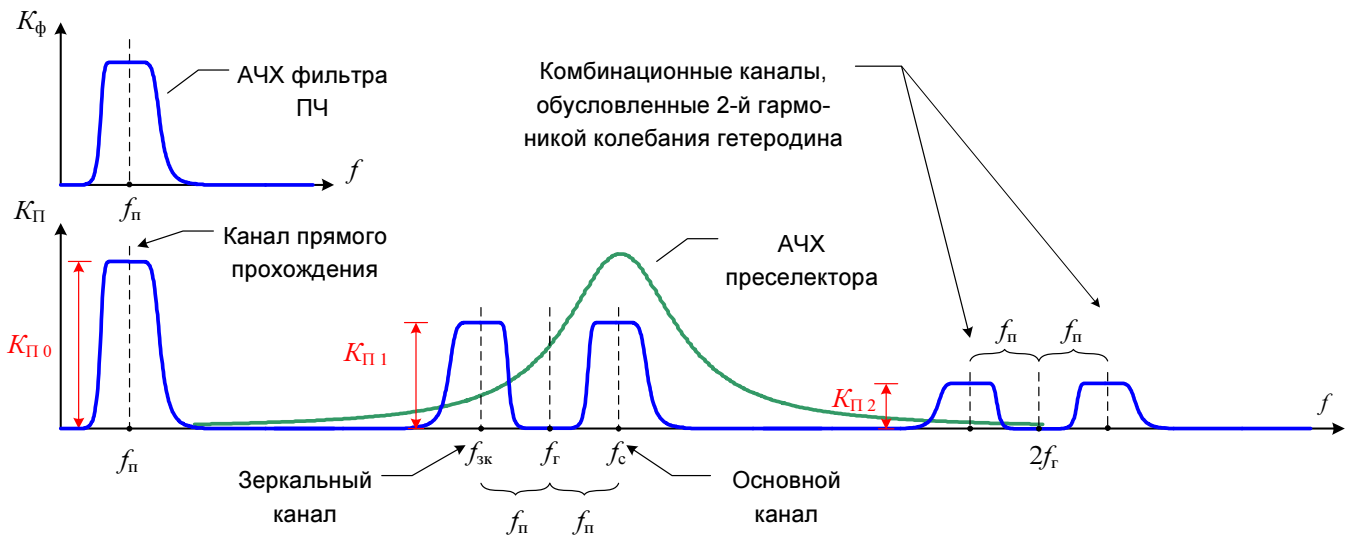


Рис. 4.21. Амплитудно-частотная характеристика ПЧ

Для дальнейшего анализа формы АЧХ ПЧ нужно учитывать составляющие выходного тока ПЧ, обусловленные эффектом преобразования частоты. Ограничимся случаем слабого сигнала, когда высшие гармоники сигнала не возникают и поэтому частоты этих со-

ставляющих равны $f_{\text{вых.пр}} = |nf_r \pm f_c|$, $n = 1, 2, \dots$. При $n = 1$ и $f_c = f_r \pm f_n$ частота преобразованного сигнала совпадает с промежуточной частотой и, следовательно, на этих частотах амплитуда выходного напряжения также будет иметь максимум. Поскольку принято, что $f_n = f_c - f_r$, то частота $f_{\text{зк}} = f_r - f_n$ соответствует **зеркальному каналу**, а частота $f_{\text{осн}} = f_r + f_n$ – **основному**. Составляющая АЧХ ПЧ, расположенная на частоте основного канала, по форме совпадает с АЧХ фильтра, т.к. для данного канала частота преобразованного сигнала, равная $f_{\text{вых.пр}} = f_c - f_r$, 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_c частота преобразованного сигнала $f_{\text{вых.пр}} = f_r - f_c$ уменьшается.

Остальные составляющие АЧХ ПЧ обусловлены взаимодействием сигнала с гармониками гетеродинного колебания и соответствуют **комбинационным каналам приёма**. Две из них, расположенные на частотах $2f_r \pm f_n$, показаны на рис. 4.21.

Уровень составляющих АЧХ ПЧ зависит от типа преобразователя и от крутизны преобразования используемых активных элементов. Сравнительная характеристика различных ПЧ дана в табл. 4.1.

Коэффициент передачи в максимумах АЧХ, изображённой на рис. 4.21, определяется формулой (4.24):

- коэффициент передачи по каналу прямого прохождения

$$K_{\text{п0}} = \frac{m_{1(\text{ПЧ})} m_{2(\text{ПЧ})} S_{(0)}}{g_{\text{кэ}}(\text{ПЧ})}, \quad (4.44)$$

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

- коэффициент передачи по основному и зеркальному каналам:

$$K_{\text{п1}} = \frac{m_{1(\text{ПЧ})} m_{2(\text{ПЧ})} S_{\text{п1}}}{g_{\text{кэ}}(\text{ПЧ})}, \quad (4.45)$$

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

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

$$K_{п2} = \frac{m_{1(ПЧ)} m_{2(ПЧ)} S_{п2}}{g_{кэ(ПЧ)}}, \quad (4.46)$$

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

Таблица 4.1

Сравнительная характеристика преобразователей частоты

Тип ПЧ		Спектральный состав выходного тока	Паразитные каналы приёма
небалансный		все комбинационные частоты: $ mf_c \pm nf_r , \quad m = 1, 2, 3, \dots,$ $n = 0, 1, 2, 3, \dots$	1) зеркальный ($m = 1, n = 1$) 2) прямого прохождения ($m = 1, n = 0$) 3) комбинационные, обусловленные всеми гармониками сигнала и колебания гетеродина
балансный	в общем случае	комбинационные частоты, обусловленные <u>нечётными</u> гармониками сигнала и всеми гармониками колебания гетеродина: $ mf_c \pm nf_r , \quad m = 1, 3, \dots, n = 0, 1, 2, \dots$	1) зеркальный ($m = 1, n = 1$) 2) прямого прохождения ($m = 1, n = 0$) 3) комбинационные каналы, обусловленные <u>нечётными</u> гармониками сигнала ($m = 1, 3, \dots$) и всеми гармониками колебания гетеродина ($n = 2, 3, \dots$)
	в ключевом режиме	комбинационные частоты, обусловленные 1-й гармоникой сигнала и 0-й и нечётными гармониками колебания гетеродина: $ f_c \pm nf_r , \quad n = 0, 1, 3, \dots$	1) зеркальный ($m = 1, n = 1$) 2) прямого прохождения ($m = 1, n = 0$) 3) комбинационные каналы, обусловленные 1-й гармоникой сигнала ($m = 1$) и <u>нечётными</u> гармониками колебания гетеродина ($n = 3, 5, \dots$)

двойной балансный (кольце- вой)	в общем случае	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) зеркальный ($m = 1, n = 1$) 2) комбинационные каналы, обусловленные <u>нечётными</u> гармониками сигнала ($m = 1, 3, \dots$) и <u>нечётными</u> гармониками колебания гетеродина ($n = 3, 5, \dots$)
	в ключевом режиме	комбинационные частоты, обусловленные 1-й гармоникой сигнала и нечётными гармониками колебания гетеродина: $ f_c \pm nf_r , \quad n = 1, 3, \dots$	1) зеркальный ($m = 1, n = 1$) 2) комбинационные каналы, обусловленные 1-й гармоникой сигнала ($m = 1$) и <u>нечётными</u> гармониками колебания гетеродина ($n = 3, 5, \dots$)

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет преобразователь частоты в составе супергетеродинного радиоприёмника?
2. Чем отличается крутизна преобразования от крутизны транзистора в усилительном режиме?
3. Как зависит крутизна преобразования от амплитуды напряжения гетеродина для транзисторного ПЧ?
4. Что называется коэффициентом передачи ПЧ?
5. Чем отличается АЧХ преобразователя частоты от АЧХ резонансного усилителя?
6. Какими мерами можно снизить уровень паразитных каналов ПЧ?
7. Почему в кольцевом ПЧ подавлен канал прямого прохождения?
8. Какими достоинствами обладает балансная схема преобразователя частоты?
9. Какими достоинствами обладает кольцевая схема преобразователя частоты?
10. Как аналитически учитывается зависимость крутизны преобразования от частоты?
11. Почему в балансном ПЧ происходит подавление колебания гетеродина во входном и выходном колебательных контурах?