

## 7. Демодуляторы радиосигналов

В супергетеродинном радиоприёмнике демодулятор расположен после усилителя промежуточной частоты (УПЧ), которым заканчивается блок высокой частоты (БВЧ) приёмника. Назначение демодулятора – преобразование модулированного высокочастотного сигнала в низкочастотное напряжение (в случае аналогового демодулятора), изменяющееся в соответствии с законом модуляции. Напряжение с выхода демодулятора обрабатывается в блоке низкой частоты (БНЧ) приёмника. По традиции демодуляторы также часто называют *детекторами*.

В случае цифрового демодулятора сигнал промежуточной частоты преобразуется в цифровую форму и в демодуляторе выполняется его обработка, в результате которой формируется низкочастотный цифровой демодулированный сигнал.

Тип демодулятора определяется видом модуляции сигнала. Для демодуляции АМ сигнала используется амплитудный демодулятор (АД), ФМ сигнала – фазовый демодулятор (ФД), ЧМ сигнала – частотный демодулятор (ЧД).

### 7.1. Амплитудный демодулятор

Рассмотрим различные варианты построения амплитудного демодулятора (АД) и его основные характеристики. Принцип действия простейшего диодного АД изучается в курсе «Радиотехнические цепи и сигналы». Существуют два варианта схемы такого АД:

- последовательный,
- параллельный.

Кроме того, используются также демодуляторы, построенные по комбинированной схеме, объединяющей параллельный и последовательный АД. Такого типа демодулятор называют *детектором с удвоением напряжения*.

#### Последовательный диодный АД

На рис. 7.1. показана схема последнего каскада УПЧ и последовательного АД. Следует обратить внимание, что выходное напряже-

ние снимается со средней точки делителя на резисторах  $R_1$ ,  $R_2$ . Целесообразность такого способа подключения нагрузки объясняется ниже, в разделе «Нелинейные искажения в АД». Детектор связан с УПЧ трансформаторной связью. Этим обеспечивается замыкание цепи постоянного (точнее, низкочастотного) тока АД и развязка по постоянному току АД и усилительного каскада.

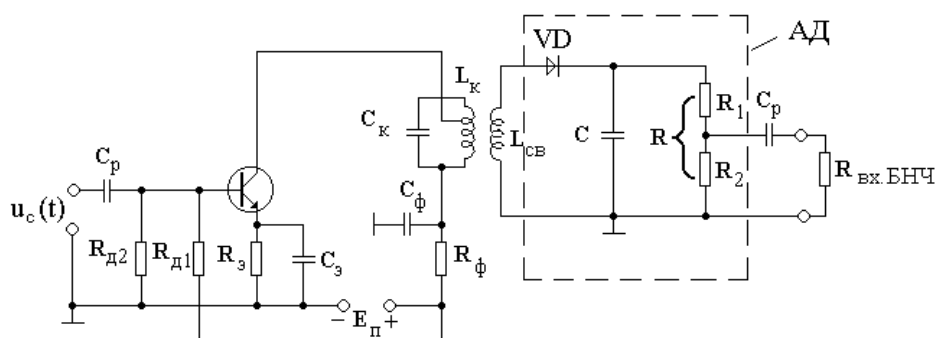
В состав АД входят:

- диод,
- конденсатор  $C$ ,
- суммарное сопротивление<sup>\*)</sup>  $R=R_1+R_2$ .

Название данного варианта АД – «последовательный» – связано с тем, что диод и резистор включены последовательно.

Работа АД основана на том, что сопротивление диода в прямом направлении (открытого диода)  $R_{д.пр}$  много меньше, чем в обратном направлении (закрытого диода)  $R_{д.обр}$ . Величину суммарного сопротивления  $R$  выбирают так, чтобы выполнялось условие  $R_{д.пр} \ll R \ll R_{д.обр}$ . Обычно  $R = 20 - 100$  кОм.

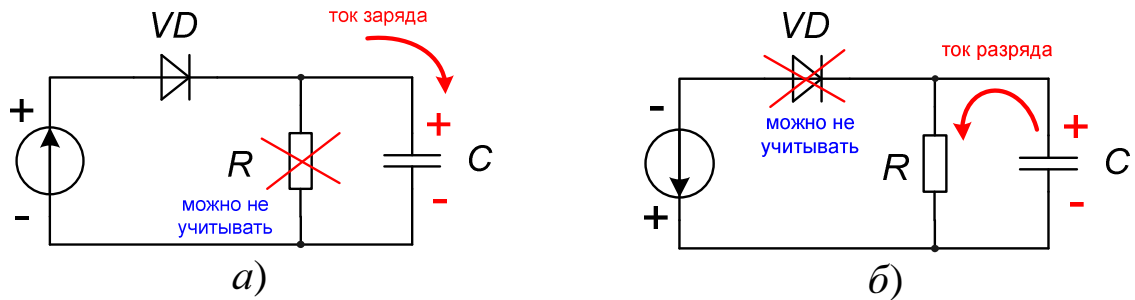
Ёмкость конденсатора  $C$  задают так, чтобы постоянная времени цепи, образованной сопротивлением  $R$  и ёмкостью  $C$ , была бы много больше периода ВЧ сигнала:  $RC \gg T_0 = 1/f_0$ . Другие требования к ёмкости конденсатора будут рассмотрены позднее.



**Рис. 7.1. Последовательный диодный АД**

Рассмотрим переходные процессы в АД при включении немодулированного колебания. Изобразим эквивалентные схемы при действии положительной и отрицательной полуволн напряжения (рис. 7.2).

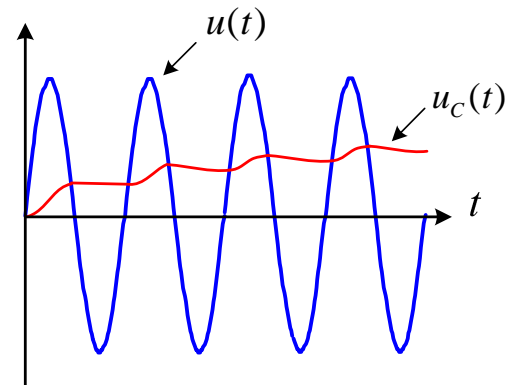
<sup>\*)</sup> Сопротивление  $R$  иногда называют сопротивлением нагрузки АД. Однако это неверно, поскольку нагрузкой АД является входное сопротивление БНЧ. На схемах АД далее сопротивление  $R$  будет изображаться как один резистор.



**Рис. 7.2.** Эквивалентная схема АД при действии положительной (а) и отрицательной (б) полуволн напряжения

При действии положительной полуволны напряжения происходит заряд конденсатора  $C$  через малое сопротивление открытого диода (рис. 7.2,а). При этом протекание тока через резистор  $R$  можно не учитывать. При действии отрицательной полуволны напряжения диод закрыт и происходит разряд конденсатора  $C$  через резистор  $R$ .

Поскольку  $R \gg R_{\text{д.пр}}$ , то постоянная времени цепи разряда  $\tau_{\text{разр}}$  много больше постоянной времени цепи заряда  $\tau_{\text{зар}}$ . Поэтому к концу периода на конденсаторе остаётся некоторое напряжение. Эпюра напряжения  $u_C(t)$  на конденсаторе в переходном режиме показана на рис. 7.3.



**Рис. 7.3.** Напряжение на входе  $u(t)$  и выходе  $u_C(t)$  последовательного АД

В установившемся режиме наступает динамическое равновесие: приращение напряжения на конденсаторе, образующееся при кратковременном заряде через открытый диод, полностью теряется во время разряда и в результате напряжение на конденсаторе (т.е. на выходе АД) в среднем за период не меняется. Это происходит благодаря перераспределению длительности времени заряда и разряда конденсатора: в установившемся режиме время заряда много меньше времени разряда. Поскольку напряжение на диоде определяется как разность напряжений на входе АД и на конденсаторе,  $u_d(t) = u(t) - u_C(t)$ , то ток через диод протекает только тогда, когда диод открыт. Однако этого тока, который имеет форму коротких импульсов, хватает для подзарядки конденсатора.

В установившемся режиме напряжение на конденсаторе  $C$  (т.е. на выходе АД) имеет постоянную составляющую, близкую по величине к амплитуде сигнала, и негармонические пульсации с частотой сигнала. Поскольку эти пульсации имеют малый уровень, то при анализе работы АД ими обычно пренебрегают.

### Параллельный диодный АД

На рис. 7.4. показана схема последнего каскада УПЧ и параллельного АД. Название такого варианта АД – «параллельный» – связано с тем, что диод и резистор  $R$  включены параллельно. Конденсатор  $C$ , входящий в состав АД, играет также роль разделительного, поэтому параллельный АД можно подключать непосредственно к колебательному контуру усилительного каскада УПЧ.

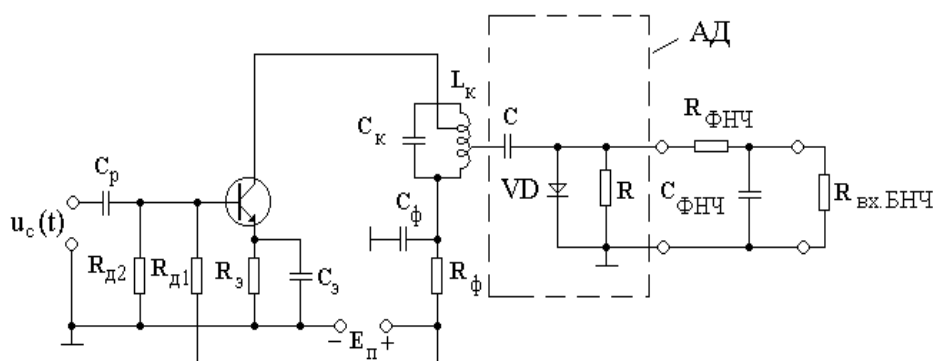


Рис. 7.4. Параллельный диодный АД

Рассмотрим переходные процессы в параллельном АД (рис. 7.5). При действии положительной полуволны напряжения происходит заряд конденсатора  $C$ . В результате напряжение  $u_R(t)$  на параллельно соединённых диоде и резисторе, т.е. на выходе АД, уменьшается. Таким образом, чем больше заряжается конденсатор  $C$ , тем больше становится отрицательное смещение на выходе АД.

При этом на выходе параллельного АД (в отличие от последовательного) полностью присутствует ВЧ колебание. Для

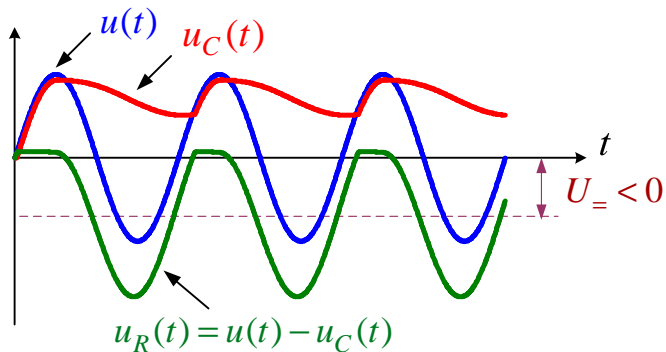


Рис. 7.5. Напряжение на входе  $u(t)$  и выходе  $u_R(t)$  параллельного АД

его ослабления на выходе параллельного АД необходимо поставить фильтр низких частот (ФНЧ) (на схеме, приведённой на рис. 7.4, показан простейший ФНЧ в виде интегрирующей  $RC$ -цепи). Достоинством параллельного АД является то, что его можно подключать непосредственно к источнику сигнала (контуру усилителя). Недостатком – необходимость использования дополнительного ФНЧ.

### Диодный АД с удвоением напряжения

Поскольку на выходе параллельного АД помимо демодулированного сигнала присутствует ещё высокочастотное колебание, то можно выполнить дополнительное детектирование этого колебания с помощью последовательного АД. На рис. 7.6,а показана схема такого комбинированного демодулятора. Здесь конденсатор  $C1$  и диод  $VD1$  вместе со входным сопротивлением остальной части схемы образуют параллельный АД. Полярность включения диода задана так, чтобы постоянная составляющая выходного напряжения была положительной. Диод  $VD2$ , конденсатор  $C2$  и резистор  $R$  образуют последовательный АД.

На рис. 7.6,б приведены эпюры входного колебания  $u(t)$ , напряжения на выходе параллельного АД  $u_{VD1}(t)$  и на выходе последовательного АД  $u_{C2}(t)$ . Видно, что постоянная составляющая напряжения на выходе всей цепи будет приблизительно вдвое больше, чем на выходе последовательного или параллельного АД. В связи с этим построенный по данной схеме АД и называют «детектором с удвоением напряжения».

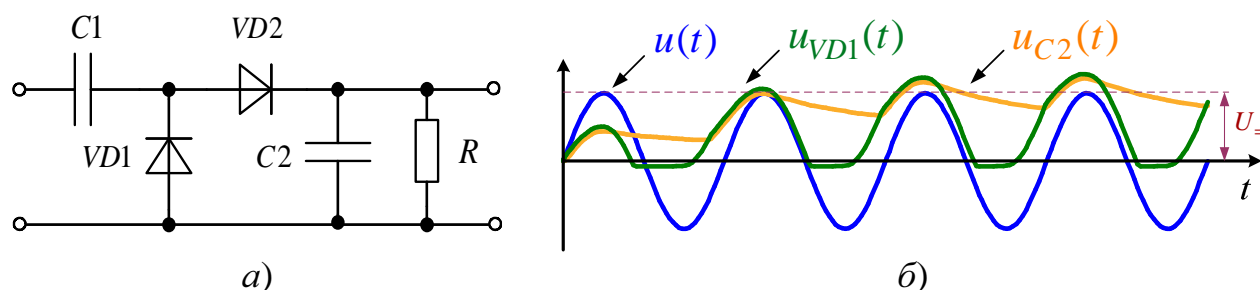


Рис. 7.6. АД с удвоением напряжения

## Основные характеристики АД

Основными характеристиками АД в установившемся режиме являются:

- детекторная характеристика;
- коэффициент передачи;
- входная проводимость.

**Детекторная характеристика** – зависимость абсолютной величины постоянного напряжения  $|U_{\text{ср}}|$  на выходе АД от амплитуды входного напряжения. Обычно считают, что  $U_{\text{ср}} > 0$  и знак  $|\cdot|$  опускают. В общем случае эта характеристика нелинейна, особенно при малой амплитуде входного напряжения.

**Коэффициент передачи детектора** – отношение абсолютной величины постоянного напряжения на выходе АД к амплитуде напряжения на входе  $K_{\text{д}} = \frac{|U_{\text{ср}}|}{U}$ . При этом также обычно считают, что  $U_{\text{ср}} > 0$ .

Коэффициент передачи детектора и детекторная характеристика связаны между собой:

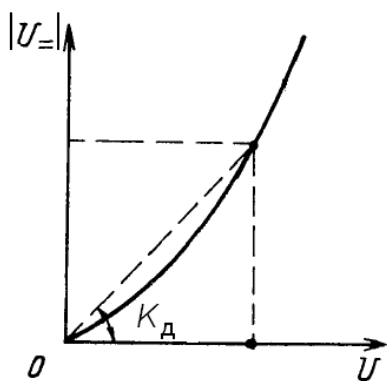


Рис. 7.7. Детекторная характеристика

$$|U_{\text{ср}}| = K_{\text{д}} U.$$

Графически коэффициент передачи детектора представляет собой угловой коэффициент секущей на графике детекторной характеристики (рис. 7.7). Видно, что при увеличении амплитуды колебания  $U$  угол наклона секущей увеличивается, следовательно, коэффициент передачи детектора возрастает, стремясь к некоторому пределу (рис. 7.8).

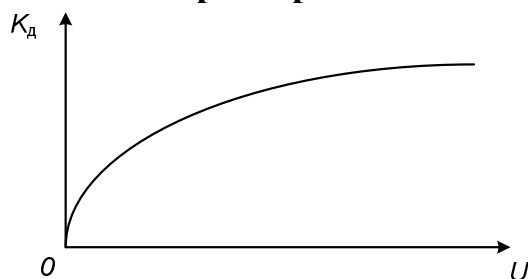


Рис. 7.8. Коэффициент передачи АД

При уменьшении амплитуды колебания коэффициент передачи детектора стремится к 0, т.к. при очень малой амплитуде напряжения нелинейные свойства диода не про-

являются и эффект детектирования отсутствует.

**Входная проводимость АД** характеризует шунтирующее влияние АД на контур усилительного каскада и определяется на частоте входного колебания.

Из-за нелинейности диода ток в цепи детектора несинусоиден. Он содержит постоянную составляющую, 1-ю гармонику и высшие гармоники. Поскольку контур усилительного каскада является избирательной цепью, настроенной на частоту сигнала, то падение напряжения на нём создаёт только 1-я гармоника тока, а влиянием остальных составляющих входного тока АД можно пренебречь. Поэтому комплексная входная проводимость АД определяется как

$Y_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_{\text{вх}(1)}}{\dot{U}}$ , где  $\dot{I}_{\text{вх}(1)}$  – комплексная амплитуда 1-й гармоники тока.

Реактивная составляющая проводимости  $\text{Im } Y_{\text{вх}} = b_{\text{вх}} = \omega C_{\text{д}}$  обусловлена ёмкостью диода. На сравнительно низких частотах обычно  $b_{\text{вх}} \ll g_{\text{вх}} = \text{Re } Y_{\text{вх}}$ , поэтому в дальнейшем будем считать, что входная проводимость АД чисто активна и равна отношению амплитуды 1-й гармоники входного тока к амплитуде напряжения на входе АД:

$$g_{\text{вх}} \approx |Y_{\text{вх}}| = \left| \frac{\dot{I}_{\text{вх}(1)}}{\dot{U}} \right| = \frac{I_{\text{вх}(1)}}{U}. \quad (7.1)$$

### **Анализ характеристик последовательного АД**

Рассмотрим методику расчета коэффициента передачи и входной проводимости последовательного АД в зависимости от амплитуды входного напряжения [1, 2]. Рассмотрим установившийся режим работы АД. При расчёте примем, что  $u_{\text{с}}(t) \approx U_{\text{с}} = \text{const}$ , т.е. пренебрежём высокочастотными пульсациями напряжения на выходе АД.

Напряжение на диоде равно  $u_{\text{д}}(t) = u(t) - u_{\text{с}}(t) \approx u(t) - U_{\text{с}}$ . Мгновенное значение тока через диод определяется видом вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода  $i_{\text{д}} = f(u_{\text{д}})$  и напряжением на диоде (рис. 7.9):

$$i_{\text{д}}(t) = f(u_{\text{д}}(t)) = f(U \cos \omega_0 t - U_{\text{с}}). \quad (7.2)$$



Поскольку ток через диод – периодический процесс с периодом  $T_0$ , то его можно представить рядом Фурье

$$i_d(t) = I_{d(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} I_{d(k)} \cos k\omega_0 t,$$

где  $I_{d(0)} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} i_d(t) dt$  – постоянная составляющая тока,

$I_{d(k)} = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} i_d(t) \cos k\omega_0 t dt$  – амплитуда  $k$ -й гармоники тока.

**Замечание:** данный ряд Фурье содержит только косинусоидальные члены, т.к. напряжение на входе АД  $u(t)$  описывается функцией  $\cos \omega_0 t$ , а диод считается безынерционным элементом, который не вносит фазового сдвига.

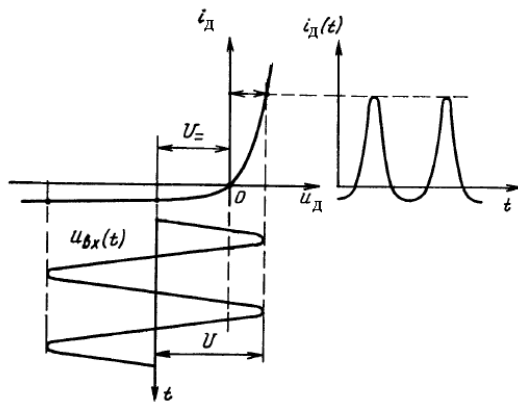


Рис. 7.9. К определению тока диода

Коэффициент передачи детектора определяется как

$$K_d = \frac{U_{\equiv}}{U}. \quad (7.3)$$

Поскольку диод и резистор включены последовательно, то постоянная составляющая напряжения на выходе АД равна

$$U_{\equiv} = RI_{d(0)} = \frac{R}{T_0} \int_0^{T_0} i_d(t) dt = \frac{R}{T_0} \int_0^{T_0} f(U \cos \omega_0 t - U_{\equiv}) dt.$$

Перейдём от интегрирования по времени к интегрированию по фазе колебания  $\varphi = \omega_0 t$ :

$$U_{\equiv} = \frac{R}{\omega_0 T_0} \int_0^{\omega_0 T_0} f(U \cos \omega_0 t - U_{\equiv}) d(\omega_0 t) = \frac{R}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(U \cos \varphi - U_{\equiv}) d\varphi.$$

Поскольку  $U_{\equiv} = K_d U$ , то полученное выражение даёт следующее уравнение относительно  $K_d$ :

$$K_d U = \frac{R}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(U \cos \varphi - K_d U) d\varphi. \quad (7.4)$$



В общем виде это уравнение решить нельзя, поэтому его решают численно, задав конкретную аппроксимацию ВАХ диода.

Теперь получим выражение для входной проводимости АД

$$g_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}(1)}}{U}.$$

Найдём амплитуду 1-ой гармоники тока:

$$\begin{aligned} I_{\text{д}(1)} &= \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} f(U \cos \omega_0 t - U_-) \cos \omega_0 t dt = \frac{2}{\omega_0 T_0} \int_0^{\omega_0 T_0} f(U \cos \varphi - U_-) \cos \varphi d\varphi = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(U \cos \varphi - U_-) \cos \varphi d\varphi. \end{aligned}$$

Следовательно, входная проводимость равна

$$g_{\text{вх}} = \frac{1}{\pi U} \int_0^{2\pi} f(U \cos \varphi - U_-) \cos \varphi d\varphi. \quad (7.5)$$

Коэффициент передачи и входная проводимость АД зависят от амплитуды сигнала, сопротивления резистора  $R$  и параметров функции, аппроксимирующей ВАХ диода. Для случая экспоненциальной аппроксимации ВАХ диода  $I_{\text{д}} = i_0 (e^{aU_{\text{д}}} - 1)$ , которая справедлива при малых напряжениях на диоде, графики зависимости коэффициента передачи от безразмерного параметра  $x = aU$  приведены на рис. 7.10 [2]. Параметром этого семейства кривых является безразмерная переменная  $z = ai_0 R$ . Аналогичные графики для нормированной входной проводимости приведены на рис. 7.11 [2].

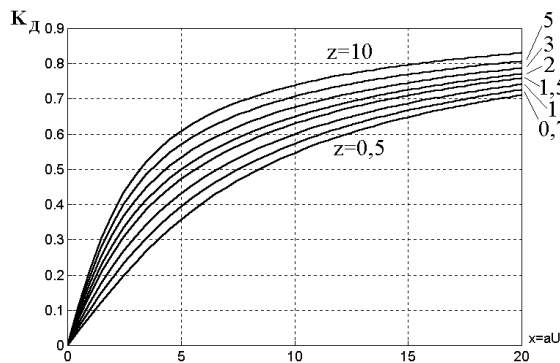


Рис. 7.10. Коэффициент передачи

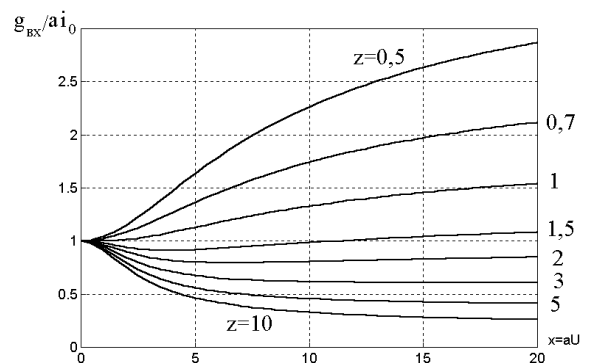


Рис. 7.11. Входная проводимость

Из последних графиков видно, что при увеличении амплитуды сигнала входная проводимость АД стремится к некоторому предельному значению. Это значение можно найти на основе следующих физических соображений. При большой амплитуде сигнала коэффициент передачи АД близок к 1. Следовательно, его можно рассматривать как идеальный преобразователь переменного напряжения в постоянное. Для такого преобразователя выполняется условие баланса мощностей: мощность  $P_{\text{вх}}$ , которая рассеивается на входной проводимости АД, равна мощности  $P_R$ , которая рассеивается на резисторе  $R$ , входящем в состав АД. Первая из этих мощностей равна  $P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} U^2 g_{\text{вх}}$ , вторая –  $P_R = U_{\text{=}}^2 g$ , где  $g = 1/R$ . Поскольку  $U_{\text{=}} = K_{\text{д}} U \approx U$ , то из условия  $P_{\text{вх}} = P_R$  следует, что

$$g_{\text{вх}} \approx 2g = 2/R. \quad (7.6)$$

Аналогичным образом можно показать, что для параллельного АД  $g_{\text{вх}} \approx 3g = 3/R$ .

### **Нелинейные искажения в АД**

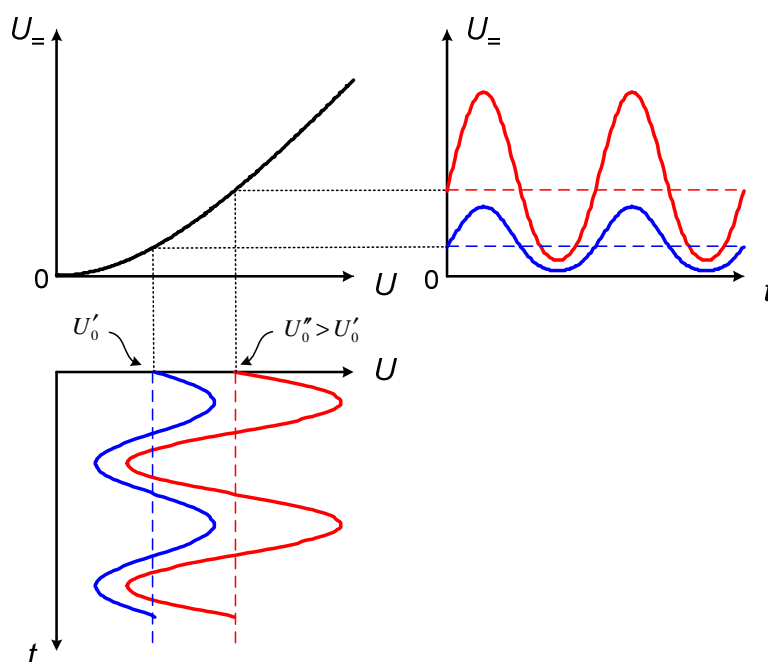
Существуют следующие основные причины возникновения нелинейных искажений демодулированного колебания в последовательном диодном АД:

- нелинейность детекторной характеристики;
- инерционность АД;
- влияние разделительной цепи между АД и БНЧ.

Коротко рассмотрим каждую из этих причин.

#### **Нелинейность детекторной характеристики**

На рис. 7.12 показаны эюры огибающей АМ сигнала при двух значениях амплитуды несущей  $U'_0$  и  $U''_0 > U'_0$  и соответствующие им эюры напряжения  $U_{\text{=}}(t)$  на выходе АД. Видно, что при малой амплитуде несущей нелинейность начального участка детекторной характеристики приводит к искажению отрицательной полуволны демодулированного колебания.



**Рис. 7.12. Эпюры огибающей АМ сигнала и демодулированного колебания**

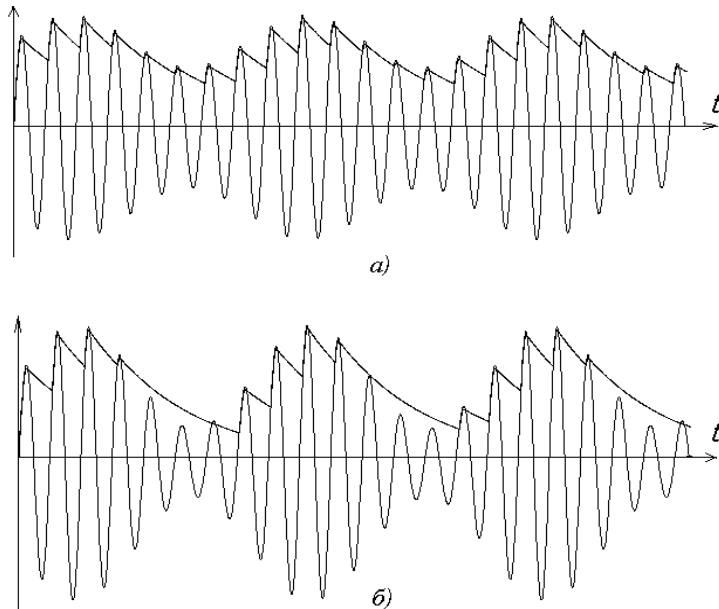
При увеличении амплитуды несущей эпюра огибающей сигнала располагается дальше от начала детекторной характеристики, и нелинейные искажения демодулированного колебания уменьшаются. Следовательно, для уменьшения искажений, обусловленных нелинейностью детекторной характеристики, нужно увеличивать амплитуду несущей демодулируемого сигнала. Напомним также, что при этом увеличивается коэффициент передачи АД. Всё это определяет требования к амплитуде сигнала на выходе УПЧ и, следовательно, к его коэффициенту усиления.

### Инерционность АД

Инерционность АД определяется постоянной времени цепи разряда конденсатора  $\tau_{\text{разр}} = RC$ . При действии АМ сигнала на малоинерционный АД процесс разряда конденсатора происходит достаточно быстро, и поэтому изменение напряжения на выходе АД соответствует закону модуляции как при уменьшении амплитуды сигнала, так и при её увеличении (рис. 7.13,а).

В случае большой инерционности АД демодуляция сигнала при увеличении его амплитуды происходит также без искажений, однако

при уменьшении амплитуды сигнала конденсатор не успевает разрядиться в достаточной степени, и напряжение на выходе АД в течение некоторого времени оказывается больше, чем напряжение на его входе.



**Рис. 7.13.** Эпюры напряжения на входе и выходе АД: а) при малой инерционности; б) при большой инерционности

ния возникают в том случае, когда коэффициент модуляции превышает некоторое критическое значение

$$m_{кр} = 1 / \sqrt{1 + (2\pi F_m \tau_{разр})^2}.$$

Для увеличения критического коэффициента модуляции следует уменьшать постоянную времени  $\tau_{разр}$ . Делать это путём уменьшения сопротивления  $R$  нецелесообразно, т.к. при этом уменьшается коэффициент передачи АД и возрастает его входная проводимость. Поэтому нужно уменьшать ёмкость конденсатора  $C$ , но до такой величины, чтобы постоянная времени  $\tau_{разр}$  оставалась много больше периода несущей.

### Влияние разделительной цепи

Разделительная цепь включается между выходом АД и входом БНЧ для того, чтобы не пропустить на вход БНЧ постоянную состав-

В результате диод закрывается, и конденсатор  $C$  свободно разряжается через резистор  $R$ . Это приводит к появлению нелинейных искажений отрицательной полуволны демодулированного колебания (рис. 7.13,б).

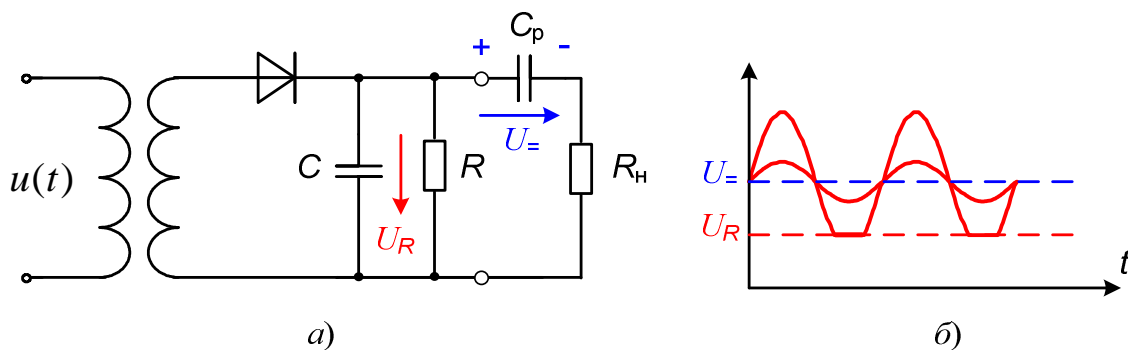
Возможность возникновения нелинейных искажений определяется соотношением между постоянной времени  $\tau_{разр} = RC$ , с одной стороны, и частотой  $F_m$  и коэффициентом  $m$  модуляции, с другой. Можно показать [2], что нелинейные искаже-

ляющую демодулированного сигнала. При определённых условиях эта разделительная цепь может стать причиной появления специфических нелинейных искажений [2].

На рис. 7.14,а показана схема последовательного диодного АД, подключённого через разделительный конденсатор  $C_p$  к нагрузке  $R_n$ , которой является входная проводимость БНЧ. Рис. 7.14,б иллюстрирует физику процессов, приводящих к нелинейным искажениям.

Предположим, что на входе детектора действует АМ колебание, причём уровень его несущей неизменен, а коэффициент модуляции мал. В этом случае конденсатор  $C_p$  разделительной цепи, имеющий значительную ёмкость, будет заряжен до напряжения  $U_+$ . Наличие в цепи заряженного конденсатора приводит к тому, что при резком уменьшении амплитуды сигнала на входе детектора (например, в результате модуляции) напряжение на резисторе  $R$  не может быть меньше некоторой величины  $U_R$ .

Действительно, предположим, что в результате глубокой модуляции амплитуда входного колебания приблизилась к нулю, что можно рассматривать как отсутствие напряжения на входе детектора в некотором интервале времени. При этом исчезнет напряжение демодулированного колебания на выходе детектора, но разрядный ток конденсатора  $C_p$ , протекая через резисторы  $R$  и  $R_n$ , создаст на сопротивлении  $R$  некоторое падение напряжения  $U_R$ .



**Рис. 7.14. К образованию нелинейных искажений из-за влияния разделительной цепи**

Из схемы на рис. 7.14,а видно, что это напряжение является для диода запирающим. Следовательно, при амплитуде сигнала  $U < U_R$  напряжение на выходе детектора будет неизменным и равным  $U_R$ . В результате этого возникают нелинейные искажения демодулирован-

ного сигнала, имеющие характер «отсечки» (ограничения снизу) отрицательной полуволны (рис. 7.14,б).

В случае этих искажений критическое значение коэффициента модуляции от частоты модуляции не зависит. Для его увеличения следует либо уменьшать сопротивление резистора  $R$  (что нежелательно, т.к. при этом уменьшается коэффициент передачи АД и возрастает его входная проводимость), либо увеличивать входное сопротивление БНЧ. Увеличение критического коэффициента модуляции можно также обеспечить разделением сопротивления  $R$  на две части:  $R_1$  и  $R_2$  (см. рис. 7.1). В таком варианте детектора напряжение  $U_R$ , ограничивающее допустимый уровень модуляции, оказывается существенно меньше. Это объясняется двумя причинами:

- конденсатор  $C_p$  заряжается до меньшего напряжения;
- разрядный ток конденсатора протекает только через часть сопротивления  $R$  (резистор  $R_2$ ) и создаёт меньшее падение напряжения.

При этом, однако, уменьшается и коэффициент передачи АД, поскольку резисторы  $R_1$  и  $R_2$  образуют делитель напряжения.

### Синхронный АД

Нелинейные искажения демодулированного колебания можно исключить при использовании так называемого синхронного детектора. Такой демодулятор фактически представляет собой преобразователь частоты, выполняющий перенос сигнала на нулевую частоту (в этом отношении он аналогичен преобразователю частоты гомодинного радиоприёмника).

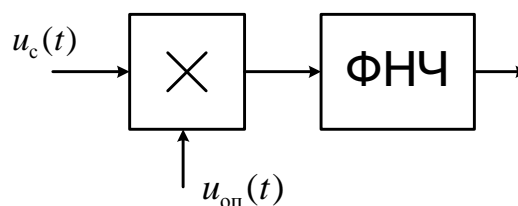


Рис. 7.15. Синхронный АД

Структурная схема синхронного АД (САД) показана на рис. 7.15. На один вход перемножителя подаётся демодулируемый сигнал  $u_c(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_c)$ , на другой вход – вспомогательное так называемое опорное колебание  $u_{оп}(t) = U_{оп} \cos(\omega_0 t + \varphi_{оп})$ , совпадающее по частоте с сигналом<sup>\*)</sup>.

<sup>\*)</sup> С этим свойством опорного колебания связано название детектора – «синхронный».

Напряжение на выходе перемножителя, равное

$$\begin{aligned} u_c(t)u_{оп}(t) &= U(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_c) \cdot U_{оп}\cos(\omega_0 t + \varphi_{оп}) = \\ &= \frac{1}{2}U(t)U_{оп}\cos(\varphi_c - \varphi_{оп}) + \frac{1}{2}U(t)U_{оп}\cos(2\omega_0 t + \varphi_c + \varphi_{оп}), \quad (7.7) \end{aligned}$$

содержит низкочастотную составляющую  $\frac{1}{2}U(t)U_{оп}\cos(\varphi_c - \varphi_{оп})$ , которая выделяется с помощью ФНЧ. Напряжение на выходе ФНЧ пропорционально  $U(t)\cos\Delta\varphi$ , где  $\Delta\varphi = \varphi_c - \varphi_{оп}$ , т.е. соответствует закону амплитудной модуляции сигнала. Наибольший коэффициент передачи синхронного АД будет при равенстве фазы опорного колебания и фазы сигнала. Увеличение разности фаз  $\Delta\varphi = \varphi_c - \varphi_{оп}$  приводит уменьшению коэффициента передачи, а её нестабильность – к искажениям демодулированного колебания.

С помощью автономного генератора сформировать в приёмнике опорное колебание, точно совпадающее по частоте и фазе с принимаемым сигналом, практически невозможно. Поэтому для его получения используются специальные схемы. Простейшая схема формирования гармонического опорного колебания из принимаемого сигнала показана на рис. 7.16. Амплитудный ограничитель АО устраняет амплитудную модуляцию сигнала, а узкополосный фильтр УФ выделяет 1-ю гармонику, которая по частоте и фазе совпадает с сигналом.

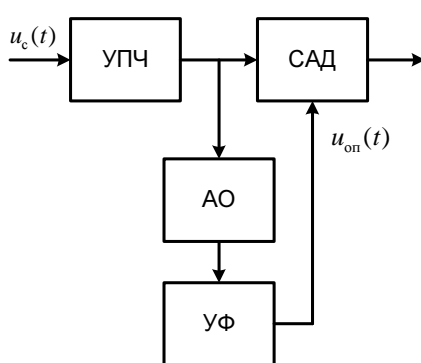


Рис. 7.16. Формирование опорного колебания с помощью узкополосного фильтра

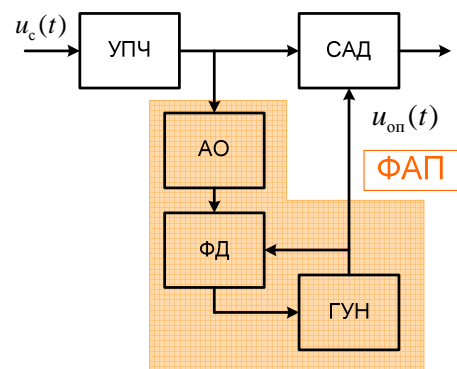


Рис. 7.17. Формирование опорного колебания с помощью системы ФАП

При более сложном способе формирования опорного колебания используется генератор, управляемый напряжением (ГУН), который



подстраивается под сигнал по частоте и фазе с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП) (рис. 7.17).

### **АД с квадратурными каналами**

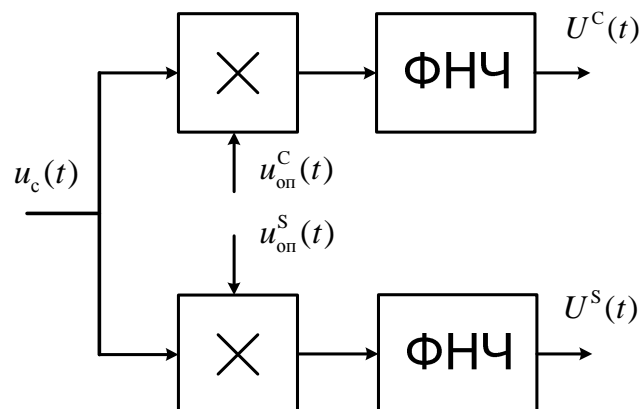
Необходимость точной синхронизации опорного колебания с сигналом можно исключить, если использовать схему с квадратурными каналами. Её работа основана на математическом определении огибающей сигнала как модуля комплексной огибающей

$$\dot{U}(t) = U(t)e^{j\varphi_c} = U(t)\cos\varphi_c + jU(t)\sin\varphi_c = U^C(t) + jU^S(t).$$

Здесь  $U^C(t) = U(t)\cos\varphi_c$  – синфазная (косинусная) низкочастотная составляющая сигнала,  $U^S(t) = U(t)\sin\varphi_c$  – квадратурная (синусная) составляющая. Огибающая сигнала равна

$$U(t) = |\dot{U}(t)| = \sqrt{U^C(t)^2 + U^S(t)^2}. \quad (7.8)$$

Схема формирования низкочастотных квадратурных составляющих сигнала состоит из двух каналов, каждый из которых представляет собой синхронный АД (рис. 7.18).



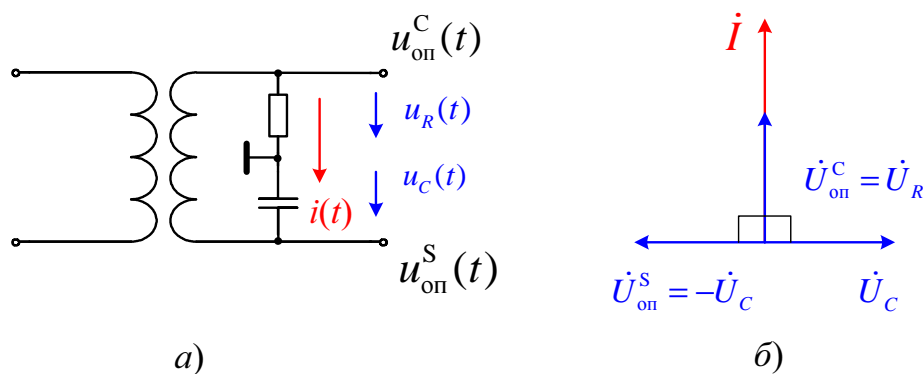
**Рис. 7.18. Схема формирования низкочастотных квадратурных составляющих сигнала**

Примем, что фаза опорного колебания синфазного (косинусного) канала равна 0. Тогда в соответствии с (7.7) низкочастотное напряжение на выходе ФНЧ этого канала будет пропорционально  $U(t)\cos\varphi_c = U^C(t)$ . Фаза опорного колебания квадратурного (синусного) канала равна  $\pi/2$ . Поэтому низкочастотное напряжение на вы-

ходе ФНЧ этого канала пропорционально  $U(t) \cos(\varphi_c - \pi/2) = U(t) \sin \varphi_c = U^S(t)$ .

Для получения опорных колебаний  $u_{\text{оп}}^C(t)$  и  $u_{\text{оп}}^S(t)$ , сдвинутых по фазе одно относительно другого на  $\pi/2$ , обычно используется не фазовращатель, а специальная цепь, формирующая из напряжения внешнего генератора два колебания с фазовым сдвигом  $\pi/2$ . Такая цепь называется *фазорасщепляющей*. Её схема показана на рис. 7.19,а. Напряжение от генератора опорного колебания с помощью трансформатора подаётся на последовательно соединённые резистор  $R$  и конденсатор  $C$ . При протекании тока  $i(t)$  через эту цепь на резисторе создаётся падение напряжения  $u_R(t)$ , а на конденсаторе – падение напряжения  $u_C(t)$ . Построим векторную диаграмму токов и напряжений в цепи (рис. 7.19,б):

- зададим направление вектора тока  $\dot{I}$ ;
- вектор падения напряжения на резисторе  $\dot{U}_R = R\dot{I}$  совпадает по направлению с вектором тока  $\dot{I}$ ;
- вектор падения напряжения на конденсаторе  $\dot{U}_C = \dot{I}/j\omega C = -j\dot{I}/\omega C$  отстаёт по фазе от вектора тока  $\dot{I}$  на  $\pi/2$ ;
- вектор напряжения на конденсаторе относительно «земли» противоположен вектору  $\dot{U}_C$ , следовательно, он на  $\pi/2$  опережает по фазе вектор  $\dot{U}_R$ .



**Рис. 7.19. Фазорасщепляющая цепь:**  
а) схема; б) векторная диаграмма

Таким образом, напряжения на резисторе и конденсаторе относительно заземлённой средней точки цепи соответствуют напряжениям опорных колебаний  $u_{\text{оп}}^C(t)$  и  $u_{\text{оп}}^S(t)$ . Разность фаз этих колебаний не-

зависимо от частоты равна  $\pi/2$ . Однако, соотношение их амплитуд от частоты зависит. Для получения на частоте  $f_0$  одинаковой амплитуды опорных колебаний емкостное сопротивление конденсатора должно быть равно сопротивлению резистора:

$$\frac{1}{2\pi f_0 C} = R.$$

Следовательно, постоянная времени  $RC$ -цепи должна удовлетворять условию  $RC = \frac{1}{2\pi f_0}$ .

Полная схема АД с квадратурными каналами показана на рис. 7.20.

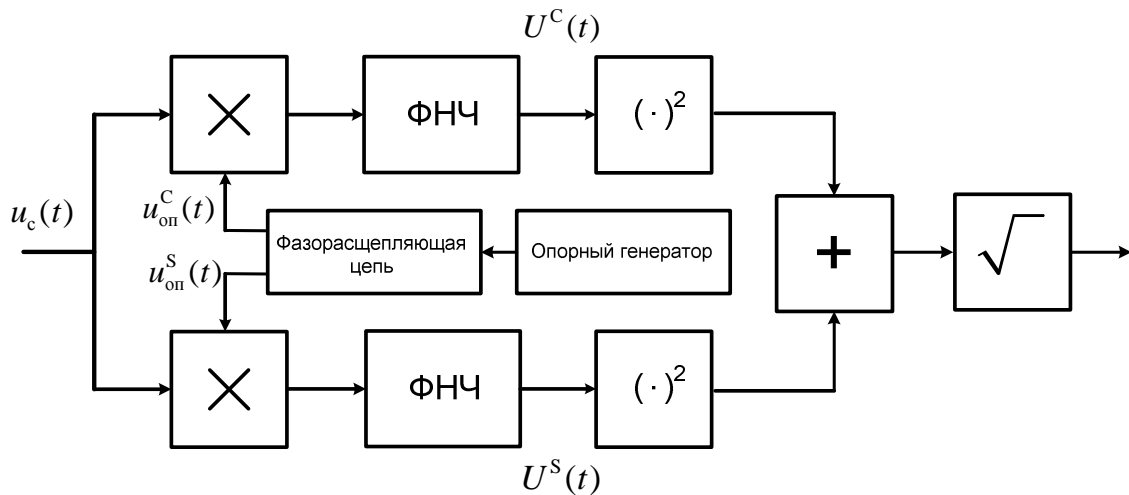


Рис. 7.20. АД с квадратурными каналами

## 7.2. Фазовый демодулятор

Фазовый демодулятор (детектор) (ФД) предназначен для формирования постоянного напряжения, величина и знак которого определяются разностью фаз двух колебаний, поступающих на его входы. Одним из этих колебаний является демодулируемый сигнал  $u_c(t)$ , другим – опорное колебание  $u_{оп}(t)$ . При этом выходное напряжение ФД определяется разностью фаз  $\Delta\varphi = \varphi_c - \varphi_{оп}$  этих колебаний, приведённой к интервалу  $[-\pi, \pi]$ . В составе радиоприёмника ФД может выполнять следующие две основные функции:

- демодулятора ФМ сигнала;
- дискриминатора фазового сдвига (в системах фазовой автоподстройки частоты).

Характеристикой ФД называется зависимость выходного напряжения от разности фаз сигнала и опорного колебания при одинаковых частотах этих колебаний. Поскольку ФД реагирует на разность фаз колебаний, приведённую к интервалу  $[-\pi, \pi]$ , то характеристика ФД периодична с периодом  $2\pi$ .

### ФД на логических элементах

Линейную характеристику имеет ФД, построенный на логических элементах. Такое устройство может использоваться на сравнительно низких частотах, когда искажением формы импульсных сигналов из-за переходных процессов можно пренебречь. Схема ФД показана на рис. 7.21. В её состав входят два устройства формирования, которые преобразуют гармонические колебания  $u_c(t)$  и  $u_{оп}(t)$  в логические импульсные последовательности, логический инвертор (схема «НЕ») в канале опорного колебания, асинхронный динамический триггер, управляемый фронтами импульсов, два фильтра нижних частот и схема вычитания напряжений. Фильтры служат для выделения постоянной составляющей напряжения импульсных последовательностей и должны иметь постоянную времени много больше периода повторения импульсов.

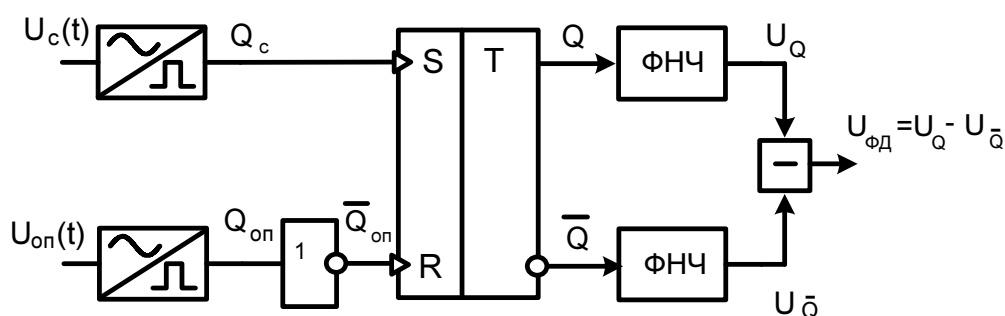


Рис. 7.21. ФД на логических элементах

Рассмотрим эюры напряжений в схеме при  $\Delta\varphi < 0$ , считая для простоты, что уровень логического нуля равен 0, а уровень логической единицы – 1 В (рис. 7.22). На верхнем графике показана эюра опорного колебания  $u_{оп}(t)$  и формируемая из него логическая последовательность импульсов  $Q_{оп}$ . На втором графике изображены анало-

гичные эпюры для напряжения гармонического сигнала  $u_c(t)$ . Эти колебания имеют задержку относительно начала координат  $\Delta t = \Delta\varphi/\omega_0 \cdot Q_c$ . На третьем графике показана логическая последовательность  $\bar{Q}_{оп}$  на выходе инвертора в канале опорного колебания.

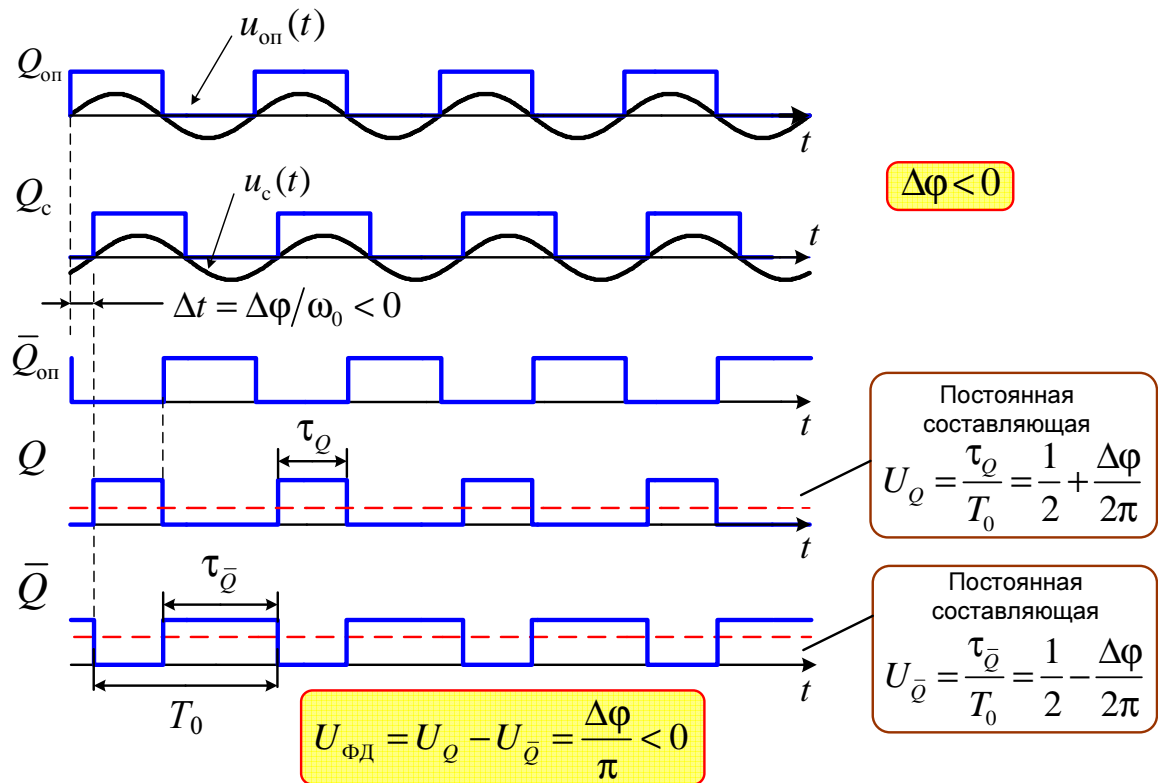


Рис. 7.22. Эпюры напряжений в схеме ФД

На следующих двух графиках изображены импульсные последовательности  $Q$  и  $\bar{Q}$  на выходах триггера. Триггер устанавливается в состояние «1» в момент действия фронта импульсной последовательности  $Q_c$ , сформированной из сигнала, и «сбрасывается» в состояние «0» фронтом инвертированной последовательности  $\bar{Q}_{оп}$ , т.е. в момент спада импульса, сформированного из опорного колебания. В результате на неинвертирующем выходе триггера  $Q$  формируется импульс длительностью  $\tau_Q = T_0/2 + \Delta t = T_0/2 + \Delta\varphi/\omega_0$ , где  $T_0$  – период колебаний (как сигнала, так и опорного колебания). На инвертирующем выходе триггера  $\bar{Q}$  формируется последовательность импульсов длительностью  $\tau_{\bar{Q}} = T_0 - \tau_Q = T_0/2 - \Delta\varphi/\omega_0$ . (В рассматриваемом примере  $\Delta\varphi < 0$ , поэтому  $\tau_{\bar{Q}} > \tau_Q$ ).

Постоянная составляющая импульсной последовательности  $Q$ , выделяемая ФНЧ, равна среднему значению напряжения за период  $T_0$ :

$$U_Q = \frac{\tau_Q}{T_0} = \frac{1}{2} + \frac{\Delta\varphi}{\omega_0 T_0} = \frac{1}{2} + \frac{\Delta\varphi}{2\pi}.$$

Аналогично, постоянная составляющая импульсной последовательности  $\bar{Q}$  на инвертирующем выходе равна

$$U_{\bar{Q}} = \frac{1}{2} - \frac{\Delta\varphi}{2\pi}.$$

Напряжение на выходе ФД, равное разности этих двух составляющих, прямо пропорционально разности фаз  $\Delta\varphi$  сигнала и опорного колебания:

$$U_{\text{ФД}} = U_Q - U_{\bar{Q}} = \frac{\Delta\varphi}{\pi}. \quad (7.9)$$

Это выражение справедливо для  $\Delta\varphi \in [-\pi, \pi]$ .

Рассматривая эпюры напряжений, можно убедиться, что при переходе разности фаз через  $\pi$  импульсные последовательности «меняются местами» и напряжение на выходе ФД скачком изменяется на противоположное по знаку. Максимальное по абсолютной величине напряжение на выходе ФД равно разности уровней логической единицы и логического нуля, т.е. 1 В. Таким образом, характеристика имеет вид, показанный на рис. 7.23. Её крутизна равна  $S_{\text{ФД}} = 1/\pi$  [В/рад].

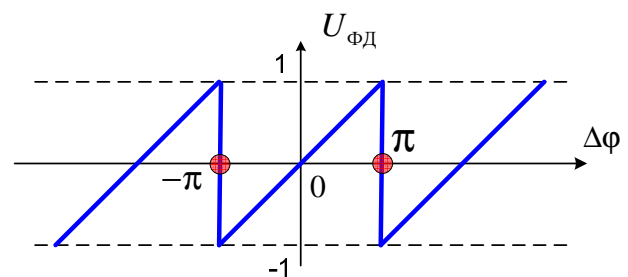


Рис. 7.23. Характеристика ФД на логических элементах

### Балансный ФД векторомерного типа

Наиболее распространённым типом полностью аналогового ФД является *балансный ФД векторомерного<sup>\*)</sup> типа*. В таком ФД разность фаз сигнала и опорного колебания преобразуется в изменение

<sup>\*)</sup> То есть, «измеряющий фазу»

амплитуды колебания, которое затем с помощью АД преобразуется в постоянное напряжение.

Схема балансного диодного ФД векторомерного типа показана на рис. 7.24. Она аналогична схеме балансного диодного смесителя, с той лишь разницей, что вместо выходного колебательного контура здесь включены элементы  $R$  и  $C$  последовательного диодного амплитудного детектора. Выходное напряжение образуется как разность напряжений на выходах двух амплитудных детекторов:  $U_{\text{ФД}} = U_{\text{АД1}} - U_{\text{АД2}}$ . Можно показать, что при определённых условиях такой ФД фактически представляет собой смеситель с нулевой промежуточной частотой.

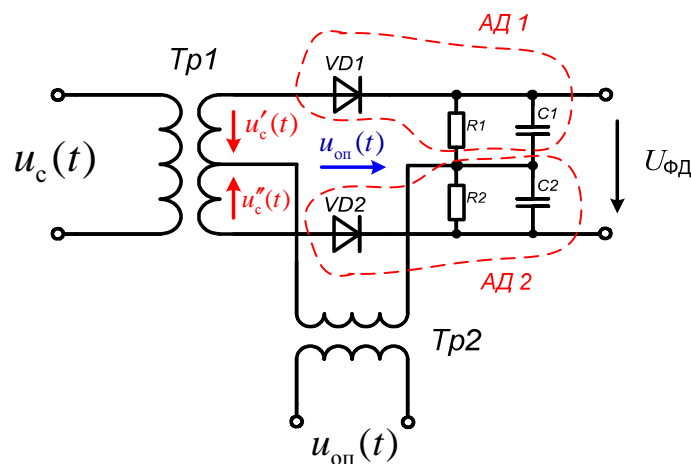


Рис. 7.24. Балансный ФД векторомерного типа

Рассмотрим принцип действия ФД при следующих условиях:

- коэффициенты передачи трансформаторов  $\text{Tr1}$  и  $\text{Tr2}$  равны 1;
- амплитудные детекторы линейны и безынерционны, коэффициенты передачи детекторов одинаковы.

Напряжение сигнала, индуцируемое во вторичной обмотке трансформатора  $\text{Tr1}$ , делится относительно средней точки на два равных по амплитуде противофазных колебания  $u'_c(t) = \frac{1}{2}u_c(t)$  и

$u''_c(t) = -\frac{1}{2}u_c(t)$ . Напряжения на входе первого (верхнего) и второго (нижнего) амплитудных детекторов равны соответственно

$$u_1(t) = u_{\text{оп}}(t) + u'_c(t) = u_{\text{оп}}(t) + \frac{1}{2}u_c(t),$$

$$u_2(t) = u_{\text{оп}}(t) + u''_c(t) = u_{\text{оп}}(t) - \frac{1}{2}u_c(t).$$



Рассмотрим векторную диаграмму напряжений при некоторой величине разности фаз  $\Delta\varphi$  между сигналом и опорным колебанием (рис. 7.25). Комплексная амплитуда напряжения на входе первого АД геометрически изображается вектором  $\dot{U}_1$ , равным сумме вектора комплексной амплитуды опорного колебания  $\dot{U}_{\text{оп}}$  и вектора  $\dot{U}'_c$ , соответствующего напряжению сигнала на верхней половине вторичной обмотки трансформатора. Напряжение на выходе АД пропорционально амплитуде входного колебания и, следовательно, пропорционально длине этого вектора. Аналогично, напряжение на выходе второго АД пропорционально длине вектора  $\dot{U}_2$ , равного сумме вектора комплексной амплитуды опорного колебания  $\dot{U}_{\text{оп}}$  и вектора  $\dot{U}''_c$ , соответствующего напряжению сигнала на нижней половине вторичной обмотки трансформатора.

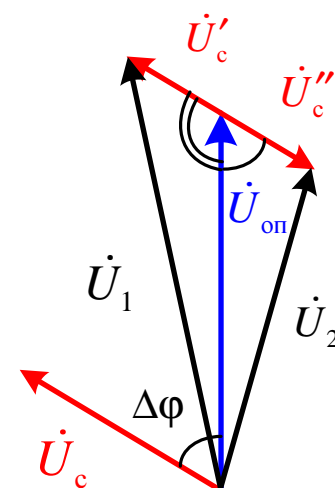


Рис. 7.25. Векторная диаграмма

Найдём длины векторов  $\dot{U}_1$  и  $\dot{U}_2$ . Для этого рассмотрим треугольник, образованный векторами  $\dot{U}_{\text{оп}}$ ,  $\dot{U}'_c$  и  $\dot{U}_1$ . Из векторной диаграммы видно, что угол между векторами  $\dot{U}_{\text{оп}}$  и  $\dot{U}'_c$  равен  $\pi - \Delta\varphi$ . Длина вектора  $\dot{U}_1$  может быть определена по теореме косинусов как

$$\begin{aligned} U_1 = |\dot{U}_1| &= \sqrt{U_{\text{оп}}^2 + U_c'^2 - 2U_{\text{оп}}U_c' \cos(\pi - \Delta\varphi)} = \\ &= \sqrt{U_{\text{оп}}^2 + U_c'^2 + 2U_{\text{оп}}U_c' \cos \Delta\varphi}. \end{aligned}$$

Аналогично, длина вектора  $\dot{U}_2$  равна

$$U_2 = |\dot{U}_2| = \sqrt{U_{\text{оп}}^2 + U_c''^2 - 2U_{\text{оп}}U_c'' \cos \Delta\varphi}.$$

Поскольку  $U'_c = U''_c = U_c/2$ , то разность длин векторов  $\dot{U}_1$  и  $\dot{U}_2$ , определяющая напряжение на выходе ФД, равна

$$U_1 - U_2 = \sqrt{U_{\text{оп}}^2 + U_c^2/4 + U_{\text{оп}}U_c \cos \Delta\varphi} - \sqrt{U_{\text{оп}}^2 + U_c^2/4 - U_{\text{оп}}U_c \cos \Delta\varphi}.$$

Следовательно, характеристика ФД определяется выражением

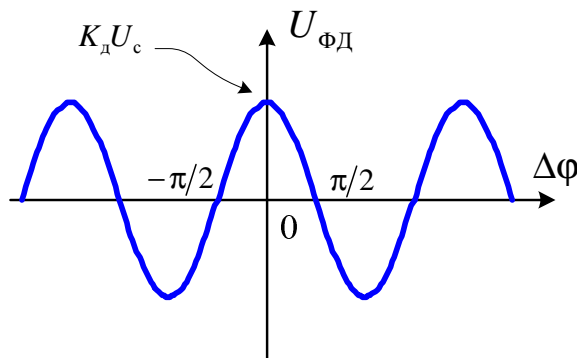
$$U_{\text{ФД}}(\Delta\varphi) = K_{\text{д}} U_{\text{оп}} \left[ \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left( \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{оп}}} \right)^2} + \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{оп}}} \cos \Delta\varphi - \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left( \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{оп}}} \right)^2} - \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{оп}}} \cos \Delta\varphi \right], \quad (7.10)$$

где  $K_{\text{д}}$  – коэффициент передачи АД, входящих в состав ФД.

Вид детекторной характеристики зависит от соотношения амплитуд сигнала и опорного колебания. Обычно  $U_{\text{оп}} \gg U_{\text{с}}$ . В этом случае, пренебрегая в (7.10) квадратичными слагаемыми и используя приближённую формулу  $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ , можно получить следующее выражение для характеристики ФД:

$$U_{\text{ФД}}(\Delta\varphi) \approx K_{\text{д}} U_{\text{с}} \cos \Delta\varphi. \quad (7.11)$$

Видно, что в данном случае напряжение на выходе ФД не зависит от амплитуды опорного колебания и прямо пропорционально амплитуде сигнала и косинусу разности фаз сигнала и опорного колебания.



**Рис. 7.26. Характеристика ФД векторомерного типа**

График характеристики ФД при  $U_{\text{оп}} \gg U_{\text{с}}$  показан на рис. 7.26. Поскольку эта характеристика описывается чётной функцией, т.е.  $U_{\text{ФД}}(-\Delta\varphi) = U_{\text{ФД}}(\Delta\varphi)$ , то такой ФД ни в качестве демодулятора, ни в качестве дискриминатора непосредственно использовать нельзя. Для того чтобы характе-

ристика ФД имела нуль при  $\Delta\varphi = 0$  и положительную крутизну в нуле, нужно сдвинуть её график по оси абсцисс вправо на  $\pi/2$ . Для этого из аргумента  $\Delta\varphi$  нужно вычесть  $\pi/2$ , а поскольку  $\Delta\varphi = \varphi_{\text{с}} - \varphi_{\text{оп}}$ , то для реализации этой операции достаточно ввести в опорное колебание дополнительный фазовый сдвиг  $\pi/2$ :

$$\Delta\varphi - \pi/2 = \varphi_{\text{с}} - (\varphi_{\text{оп}} + \pi/2).$$

Схема ФД с дополнительным фазовращателем показана на рис. 7.27,а, а его характеристика – на рис. 7.27,б.

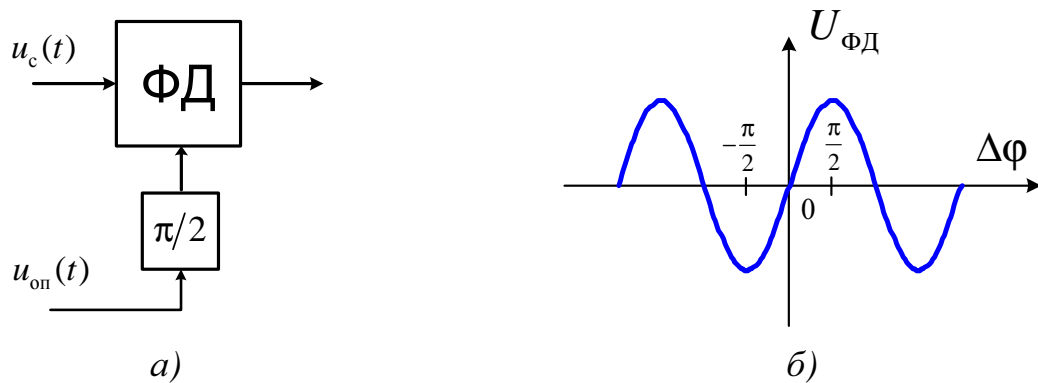


Рис. 7.27. Схема (а) и характеристика (б) ФД векторного типа с фазовращателем в цепи опорного колебания

### 7.3. Частотный демодулятор

Частотный демодулятор (ЧД) предназначен для преобразования модулированного по частоте колебания, поступающего с выхода УПЧ, в низкочастотное напряжение, изменяющееся по закону ЧМ. Обычно напряжение на выходе ЧД определяется не абсолютным значением частоты, а его отклонением от некоторой частоты  $f_0$ . Другая функция ЧД – использование его в качестве частотного дискриминатора для преобразования отклонения частоты несущей сигнала от её номинального значения в постоянное напряжение, величина и знак которого характеризуют величину и знак частотного отклонения. Частотные дискриминаторы используются в системах автоматической подстройки частоты.

Работа ЧД обычно основана на преобразовании ЧМ сигнала в колебание с другим видом модуляции – амплитудной или фазовой – и последующей демодуляции этого колебания. Возможно также построение ЧД на основе аналитического определения мгновенной частоты сигнала.

Рассмотрим принцип действия демодулятора, основанного на преобразовании ЧМ в АМ, – балансного ЧД с двумя взаимно расстроенными контурами. Его структурная схема изображена на рис. 7.28. ЧМ сиг-

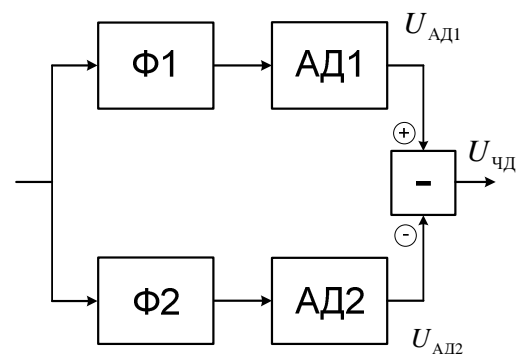
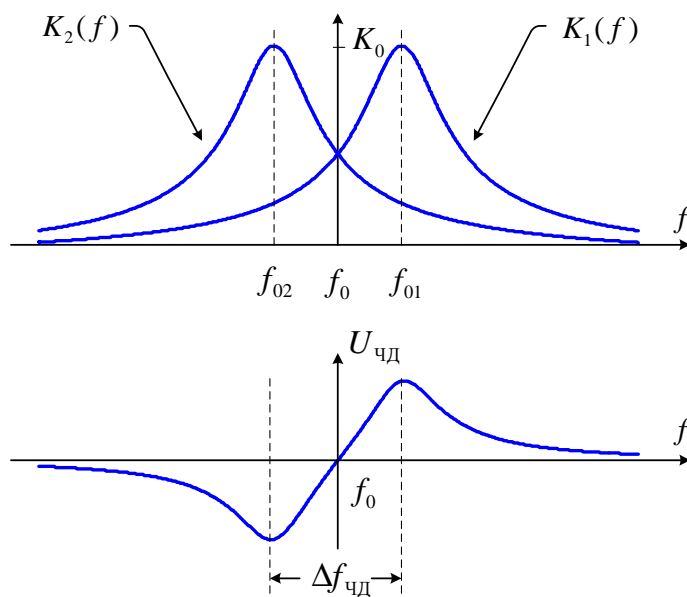


Рис. 7.28. Балансный ЧД с двумя взаимно расстроенными контурами

нал подаётся на два фильтра (колебательных контура)  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$ , имеющих одинаковую полосу пропускания, одинаковый резонансный коэффициент передачи и различную резонансную частоту –  $f_{01}$  и  $f_{02}$  соответственно. Выходное напряжение ЧД  $U_{\text{чД}}$  образуется как разность напряжений на выходах амплитудных детекторов АД1 и АД2, подключённых к фильтрам:  $U_{\text{чД}} = U_{\text{АД1}} - U_{\text{АД2}}$ . Если оба детектора линейны и имеют одинаковый коэффициент передачи  $K_d$ , то  $U_{\text{чД}}$  пропорционально разности значений АЧХ фильтров на частоте сигнала. При этом на частоте  $f_0 = \frac{f_{01} + f_{02}}{2}$  напряжение на выходе ЧД равно нулю. АЧХ фильтров и характеристика ЧД (зависимость  $U_{\text{чД}}$  от частоты сигнала) показаны на рис. 7.29. Видно, что вблизи частоты  $f_0$  характеристика имеет практически линейный участок.



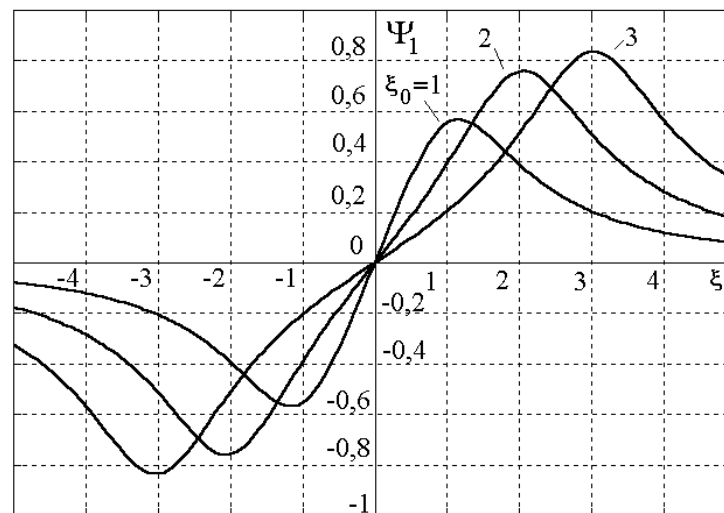
**Рис. 7.29. Характеристика балансный ЧД с двумя взаимно расстроенными контурами**

Частота  $f_0$ , при которой выходное напряжение ЧД равно нулю, называется *переходной частотой* демодулятора. Ширина области частот, в пределах которой характеристика ЧД близка к линейной, называется *апертурой характеристики*  $\Delta f_{\text{чД}}$ . Обычно апертуру приближённо определяют как расстояние между «горбами» характеристики.

Характеристика ЧД определяется следующим выражением [2]:

$$U_{\text{ЧД}} = K_{\text{д}} K_0 U_{\text{с}} \Psi_1(\xi, \xi_0), \quad (7.12)$$

где  $\Psi_1(\xi, \xi_0) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_0)^2}}$  – нормированная характеристика,  $\xi \approx \frac{2(f - f_0)}{\Pi_{\text{кэ}}}$  – обобщённая расстройка,  $\xi_0 = \frac{2\Delta f_0}{\Pi_{\text{кэ}}}$  – обобщённая расстройка, соответствующая величине расстройки контуров  $\Delta f_0 = f_{01} - f_0 = f_0 - f_{02}$  относительно переходной частоты  $f_0$ ,  $\Pi_{\text{кэ}}$  – эквивалентная полоса пропускания контуров. Графики нормированной характеристики ЧД при различных значениях параметра  $\xi_0$  приведены на рис. 7.30.



**Рис. 7.30. Нормированная характеристика ЧД с двумя взаимно расстроенными контурами**

Другой тип частотного демодулятора основан на преобразовании ЧМ в ФМ и последующей демодуляции ФМ сигнала. Для выполнения такого преобразования можно использовать любую частотно-зависимую цепь, имеющую в интервале изменения частоты сигнала линейную ФЧХ. Этому условию приближённо удовлетворяет колебательный контур, резонансная частота которого равна частоте несущей ЧМ сигнала, а полоса пропускания больше ширины интервала изменения частоты. Для демодуляции ФМ сигнала можно использовать рассмотренный в п. 7.2 ФД на логических элементах.

Структурная схема ЧД данного типа изображена на рис. 7.31.

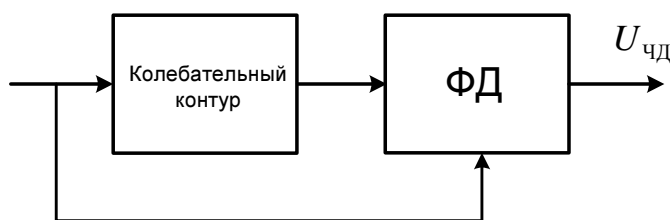


Рис. 7.31. ЧД с преобразованием ЧМ в ФМ

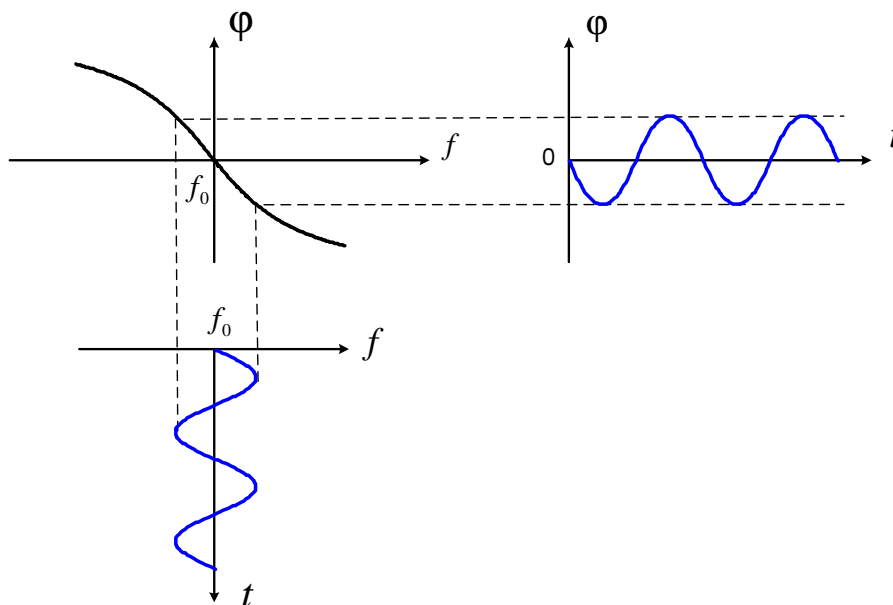


Рис. 7.32. ФЧХ контура, мгновенная частота сигнала, фазового сдвига сигнала на выходе контура

Рис. 7.32 поясняет преобразование ЧМ в ФМ. Здесь показаны ФЧХ контура, эюра мгновенной частоты сигнала с гармонической ЧМ и эюра фазового сдвига сигнала на выходе контура.

## 7.4. Цифровые демодуляторы

Рассмотрим алгоритмы работы цифровых демодуляторов, использующих оцифрованные низкочастотные квадратурные составляющие сигнала, которые формируются с помощью рассмотренной ранее схемы (рис. 7.18).

Отсчёты квадратурных составляющих  $U^C(t)$  и  $U^S(t)$  берутся с частотой дискретизации  $f_d$ , величина которой в соответствии с теоремой Котельникова должна быть не менее ширины спектра сигнала:  $f_d \geq \Delta f_c$ . В результате образуются цифровые сигналы (последова-

тельности отсчётов)  $\{x_n^C\}$  и  $\{x_n^S\}$  которые будем называть цифровыми квадратурными составляющими сигнала. Схема формирования цифровых квадратурных составляющих сигнала показана на рис. 7.33.

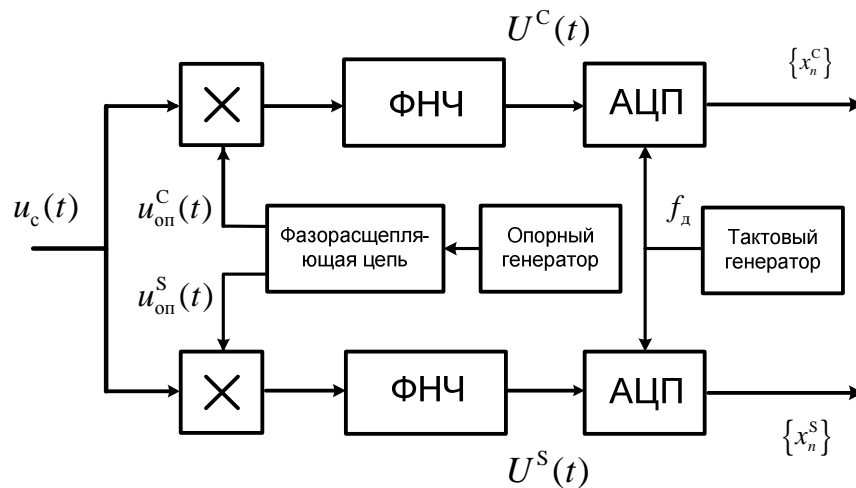


Рис. 7.33. Формирование цифровых квадратурных составляющих сигнала

### Цифровой амплитудный демодулятор (ЦАД)

Алгоритм работы цифрового АД основан на аналитическом выражении для огибающей (7.8), записанном для цифровых квадратурных составляющих сигнала:

$$Z_n = |\dot{Z}_n| = \sqrt{(x_n^C)^2 + (x_n^S)^2}, \quad (7.13)$$

где  $\dot{Z}_n = x_n^C + jx_n^S$  – цифровая комплексная огибающая сигнала;

$Z_n$  – цифровая огибающая сигнала.

Для упрощения реализации демодулятора цифровую огибающую сигнала можно вычислять по следующим приближённым формулам:

$$Z_n \approx \frac{1}{2} \min(|x_n^C|, |x_n^S|) + \max(|x_n^C|, |x_n^S|), \quad (7.14)$$

$$Z_n \approx \frac{13}{32} \min(|x_n^C|, |x_n^S|) + \frac{123}{128} \max(|x_n^C|, |x_n^S|). \quad (7.15)$$

Максимальная погрешность первой формулы равна 12%, второй – 4%.



## Цифровой фазовый демодулятор (ЦФД)

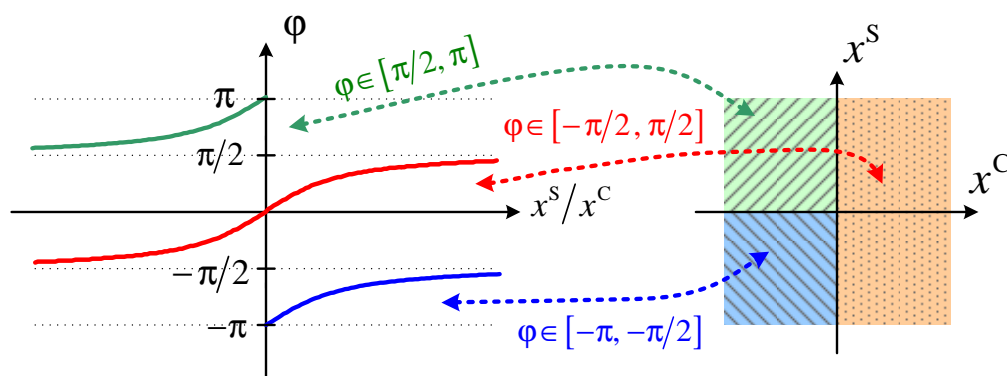
Величина фазового сдвига аналогового сигнала  $u_c(t)$  относительно опорного колебания  $u_{оп}(t) = U_{оп} \cos \omega_{оп} t$  равна

$$\varphi(t) = \arg \dot{U}(t) = \arctg \frac{\operatorname{Im} \dot{U}(t)}{\operatorname{Re} \dot{U}(t)} = \arctg \frac{U^S(t)}{U^C(t)}.$$

Фаза цифрового сигнала определяется аналогично:

$$\varphi_n = \arg \dot{Z}_n = \arctg \frac{x_n^S}{x_n^C}. \quad (7.16)$$

При реализации алгоритма (7.16) нужно учесть то обстоятельство, что функция  $\arctg(\cdot)$  неоднозначна: её главная ветвь определяет фазу только в интервале  $[-\pi/2, \pi/2]$ , т.е. в правой полуплоскости, где  $x_n^C \geq 0$ . Для получения алгоритма ЦФД, работающего в интервале  $[-\pi, \pi]$ , нужно дополнительно использовать участки соседних ветвей графика, соответствующие интервалам  $[-\pi, -\pi/2]$  и  $[\pi/2, \pi]$  (рис. 7.34).



**Рис. 7.34. Функция  $\arctg(\cdot)$**

Если вектор комплексной огибающей сигнала лежит в левой полуплоскости ( $x_n^C < 0$ ), то при определении фазы к главному значению функции  $\arctg \frac{x_n^S}{x_n^C}$  нужно прибавить  $\pm\pi$ . При этом знак этого дополнительного слагаемого следует выбирать так, чтобы значение фазы было заключено в интервале  $[-\pi, \pi]$  (рис. 7.35). При  $x_n^C = 0$  непосредственное вычисление значения  $\arctg \frac{x_n^S}{x_n^C}$  невозможно. В этом случае аб-

солютная величина фазы сигнала равна  $\pi/2$ , а знак определяется знаком квадратурной составляющей  $x_n^S$  (рис. 7.36).

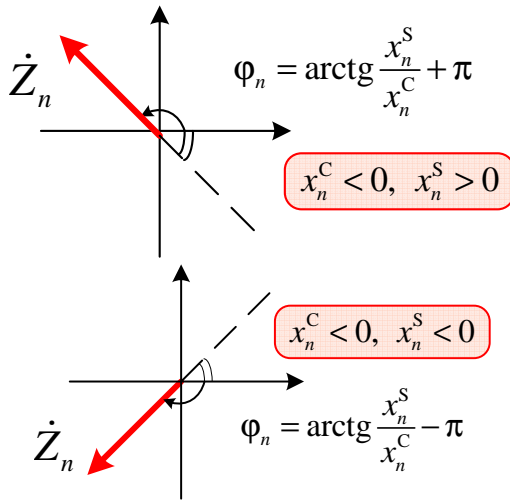


Рис. 7.35. К определению фазы сигнала

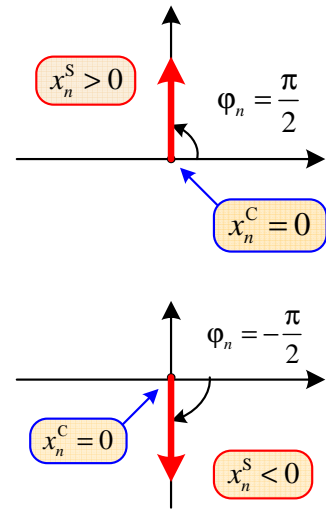


Рис. 7.36. К определению фазы сигнала при  $x_n^C = 0$

И, наконец, если обе составляющие сигнала равны нулю, то значение фазы не определено, т.к. при нулевой амплитуде сигнала понятие фазы не имеет смысла. Поэтому фазе может быть приписано любое значение, например, значение на предыдущем такте:  $\varphi_n = \varphi_{n-1}$ .

Объединяя все рассмотренные случаи, получаем следующий алгоритм работы ЦФД:

$$\varphi_n = \begin{cases} \arctg \frac{x_n^S}{x_n^C}, & x_n^C > 0 \\ \frac{\pi}{2}, & x_n^C = 0, x_n^S > 0 \\ -\frac{\pi}{2}, & x_n^C = 0, x_n^S < 0 \\ \arctg \frac{x_n^S}{x_n^C} + \pi, & x_n^C < 0, x_n^S > 0 \\ \arctg \frac{x_n^S}{x_n^C} - \pi, & x_n^C < 0, x_n^S < 0 \\ \varphi_{n-1}, & x_n^C = 0, x_n^S = 0 \end{cases}$$

В соответствие с этим алгоритмом определяется фаза сигнала, приведённая к интервалу  $[-\pi, \pi]$ . При выходе за пределы  $\pm\pi$  фаза скачком изменяется на  $2\pi$ . При необходимости с помощью дополнительной логической обработки последовательных отсчётов фазы может быть получена полная фаза, не имеющая скачков.

Характеристика ЦФД изображена на рис. 7.37. Она линейна на интервале  $[-\pi, \pi]$  и периодична с периодом  $2\pi$ .

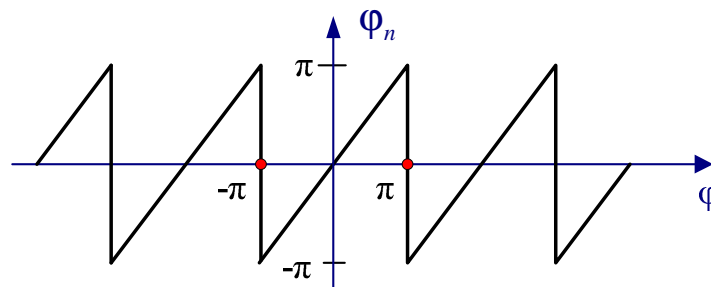


Рис. 7.37. Характеристика цифрового ФД

### Цифровой частотный демодулятор (ЦЧД)

Алгоритмы работы цифрового ЧД основаны на том, что мгновенная циклическая частота аналогового сигнала равна  $\omega(t) = \omega_{\text{оп}} + \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_{\text{оп}} + \Delta\omega(t)$ , где  $\varphi(t)$  – фазовый сдвиг сигнала относительно опорного колебания с частотой  $\omega_{\text{оп}}$ . Простейший алгоритм работы ЦЧД получается при замене производной отношением конечных разностей:

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \approx \frac{\varphi(t) - \varphi(t - \Delta t)}{\Delta t} = \frac{\varphi_n - \varphi_{n-1}}{T_d} = f_d \Delta\varphi,$$

где  $T_d = 1/f_d = \Delta t$  – интервал дискретизации,  $\varphi_n$  – фаза сигнала в момент взятия  $n$ -го отсчёта,  $\Delta\varphi = 2\pi\Delta f \cdot T_d = 2\pi \frac{\Delta f}{f_d}$  – приращение фазы сигнала за такт. При этом в качестве отсчёта фазы сигнала  $\varphi_n$  следует брать полную фазу, не имеющую скачков на  $\pm 2\pi$ .

В соответствии с данным алгоритмом отсчёт измеренного отклонения мгновенной частоты от частоты опорного колебания  $f_{\text{оп}}$  равен

$$\Delta \hat{f}_n = \frac{\Delta \hat{\omega}_n}{2\pi} = \frac{f_d}{2\pi} (\varphi_n - \varphi_{n-1}) = \frac{\Delta \varphi}{2\pi} f_d. \quad (7.17)$$

Найдём детекторную характеристику такого ЦЧД. Пусть отклонение частоты сигнала от  $f_{\text{оп}}$  равно  $\Delta f$ . Тогда  $\varphi_n = 2\pi \Delta f \cdot n T_d$ ,  $\varphi_{n-1} = 2\pi \Delta f \cdot (n-1) T_d$  и измеренное отклонение мгновенной частоты равно

$$\Delta \hat{f}_n = \frac{f_d}{2\pi} [2\pi \Delta f \cdot n T_d - 2\pi \Delta f \cdot (n-1) T_d] = \frac{f_d}{2\pi} 2\pi \Delta f \cdot T_d = \Delta f.$$

Следовательно, характеристика ЦЧД линейна. Её крутизна не зависит от амплитуды сигнала и равна 1.

Недостатком данного алгоритма ЦЧД является его сложность: для получения одного измеренного значения частоты необходимо дважды определять полную фазу, что требует выполнения нелинейного преобразования в соответствии с функцией  $\arctg(\cdot)$  и логической обработки. Кроме того, при больших отклонениях частоты (близких к  $f_d/2$ ) могут возникать ошибки в определении полной фазы, что приводит к резкому искажению измеренного значения частоты.

Можно упростить алгоритм работы ЦЧД, исключив из него операцию определения полной фазы. Для этого рассмотрим произведение  $n$ -го отсчёта комплексного цифрового сигнала  $\dot{Z}_n = U_n e^{j\varphi_n}$  на комплексно сопряжённый предыдущий отсчёт  $\dot{Z}_{n-1}^* = U_{n-1} e^{-j\varphi_{n-1}}$ :

$$\dot{Z}_n \dot{Z}_{n-1}^* = U_n e^{j\varphi_n} \cdot U_{n-1} e^{-j\varphi_{n-1}} = U_n U_{n-1} e^{j(\varphi_n - \varphi_{n-1})} = U_n U_{n-1} e^{j\Delta\varphi}.$$

Видно, что приращение фазы сигнала за такт  $\Delta\varphi$  равно аргументу комплексного числа  $\dot{Z}_n \dot{Z}_{n-1}^*$ . Поэтому отсчёт измеренного отклонения мгновенной частоты от частоты опорного колебания  $f_{\text{оп}}$  равен

$$\Delta \hat{f}_n = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} f_d = \frac{f_d}{2\pi} \arg\{\dot{Z}_n \dot{Z}_{n-1}^*\} = \frac{f_d}{2\pi} \arctg \frac{\text{Im}\{\dot{Z}_n \dot{Z}_{n-1}^*\}}{\text{Re}\{\dot{Z}_n \dot{Z}_{n-1}^*\}}. \quad (7.18)$$

Характеристика ЦЧД, работающего в соответствии с данным алгоритмом, также линейна.

Ещё более простой алгоритм работы ЦЧД, не требующий вычисления значения арктангенса, можно получить следующим образом. Рас-

смотрим сначала аналоговый сигнал: выразим его фазу через низкочастотные квадратурные составляющие и найдём производную фазы

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \arctg \frac{U^S(t)}{U^C(t)}.$$

Обозначим отношение  $\frac{U^S(t)}{U^C(t)}$  как  $y(t)$ . Тогда по теореме о производной сложной функции

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \arctg y(t) = \frac{d}{dy} \arctg y(t) \cdot \frac{dy(t)}{dt} = \frac{1}{1+y^2(t)} \frac{dy(t)}{dt}.$$

Подставляя в это выражение  $y(t) = \frac{U^S(t)}{U^C(t)}$ , получим

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi(t)}{dt} &= \frac{1}{1+\left(\frac{U^S(t)}{U^C(t)}\right)^2} \frac{d}{dt} \frac{U^S(t)}{U^C(t)} = \frac{1}{1+\left(\frac{U^S(t)}{U^C(t)}\right)^2} \frac{U^{S'}(t)U^C(t) - U^{C'}(t)U^S(t)}{U^C(t)^2} = \\ &= \frac{U^{S'}(t)U^C(t) - U^{C'}(t)U^S(t)}{U^C(t)^2 + U^S(t)^2}, \end{aligned}$$

где  $U^{S'}(t) = \frac{dU^S(t)}{dt}$ ,  $U^{C'}(t) = \frac{dU^C(t)}{dt}$ .

Таким образом,

$$\Delta\omega(t) = \frac{U^{S'}(t)U^C(t) - U^{C'}(t)U^S(t)}{U^C(t)^2 + U^S(t)^2}. \quad (7.19)$$

Для того чтобы на основе этого выражения получить алгоритм работы ЦЧД, заменим аналоговые низкочастотные квадратурные составляющие сигнала цифровыми квадратурными составляющими, а их производные – отношениями конечных разностей (операция замены обозначена стрелкой):

$$\begin{aligned}
U^C(t) &\Rightarrow x_n^C, & U^S(t) &\Rightarrow x_n^S, \\
U^C(t) &\approx \frac{U^C(t) - U^C(t - \Delta t)}{\Delta t} \Rightarrow f_d(x_n^C - x_{n-1}^C), \\
U^S(t) &\approx \frac{U^S(t) - U^S(t - \Delta t)}{\Delta t} \Rightarrow f_d(x_n^S - x_{n-1}^S).
\end{aligned}$$

Тогда отсчёт измеренного отклонения мгновенной частоты сигнала относительно частоты опорного колебания будет определяться следующим выражением:

$$\begin{aligned}
\Delta \hat{f}_n &= \frac{\Delta \hat{\omega}_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_d(x_n^S - x_{n-1}^S)x_n^C - f_d(x_n^C - x_{n-1}^C)x_n^S}{(x_n^C)^2 + (x_n^S)^2} = \\
&= \frac{f_d}{2\pi} \frac{\cancel{x_n^S x_n^C} - x_{n-1}^S x_n^C - \cancel{x_n^C x_n^S} + x_{n-1}^C x_n^S}{(x_n^C)^2 + (x_n^S)^2} = \frac{f_d}{2\pi} \frac{x_{n-1}^C x_n^S - x_{n-1}^S x_n^C}{(x_n^C)^2 + (x_n^S)^2}. \quad (7.20)
\end{aligned}$$

Найдём детекторную характеристику ЦЧД, который работает в соответствии с данным алгоритмом. Пусть, как и ранее, отклонение частоты сигнала от частоты опорного колебания равно  $\Delta f$  и амплитуда сигнала  $U$  постоянна. Тогда

$$\begin{aligned}
x_n^C &= U \cos \varphi_n, & x_n^S &= U \sin \varphi_n, \\
x_{n-1}^C &= U \cos \varphi_{n-1} = U \cos(\varphi_n - \Delta\varphi), & x_{n-1}^S &= U \sin \varphi_{n-1} = U \sin(\varphi_n - \Delta\varphi).
\end{aligned}$$

Подставим эти выражения в формулу (7.20):

$$\Delta \hat{f}_n = \frac{f_d}{2\pi} \frac{\cancel{U^2} \cos(\varphi_n - \Delta\varphi) \cdot \cancel{U^2} \sin \varphi_n - \cancel{U^2} \sin(\varphi_n - \Delta\varphi) \cdot \cancel{U^2} \cos \varphi_n}{U^2 \cos^2 \varphi_n + U^2 \sin^2 \varphi_n}.$$

Учитывая, что  $\cos^2 \varphi_n + \sin^2 \varphi_n = 1$ , получим

$$\Delta \hat{f}_n = \frac{f_d}{2\pi} [\cos(\varphi_n - \Delta\varphi) \sin \varphi_n - \sin(\varphi_n - \Delta\varphi) \cos \varphi_n]. \quad (7.21)$$

Используя известное тригонометрическое тождество  $\cos \beta \sin \alpha - \sin \beta \cos \alpha = \sin(\alpha - \beta)$ , запишем (7.21) в следующем виде:

$$\Delta \hat{f}_n = \frac{f_d}{2\pi} \sin \Delta\varphi.$$

А поскольку  $\Delta\varphi = 2\pi\Delta f / f_d$ , то окончательно получим

$$\Delta\hat{f}_n = \frac{f_d}{2\pi} \sin\left(2\pi\frac{\Delta f}{f_d}\right). \quad (7.22)$$

Таким образом, характеристика ЦЧД описывается синусоидальной функцией, график которой показан на рис. 7.38. Следовательно, в отличие от двух рассмотренных ранее алгоритмов, характеристика демодулятора в данном случае нелинейна. Крутизна детекторной ха-

рактеристики  $S_{\text{ЦЧД}} = \frac{d(\Delta\hat{f}_n)}{d(\Delta f)}$  не зависит от частоты дискретизации и

равна 1, апертура характеристики (расстояние между её «горбами»)  $\Delta f_{\text{ЦЧД}} = f_d/2$  прямо пропорциональна частоте дискретизации. Следовательно, при повышении частоты дискретизации протяжённость линейного участка характеристики ЦЧД увеличивается, а крутизна не меняется (рис. 7.39).

**Замечание:** вычисление разностей  $x_n^S - x_{n-1}^S$  и  $x_n^C - x_{n-1}^C$  эквивалентно пропусканию цифровых сигналов  $\{x_n^S\}$  и  $\{x_n^C\}$  через КИХ-фильтр 1-го порядка с коэффициентами 1 и -1. Импульсная характеристика такого фильтра антисимметрична, следовательно его ФЧХ линейна и имеет наклон -1/2. Поэтому демодулированный цифровой сигнал задержан относительно входного цифрового сигнала на 1/2 такта.

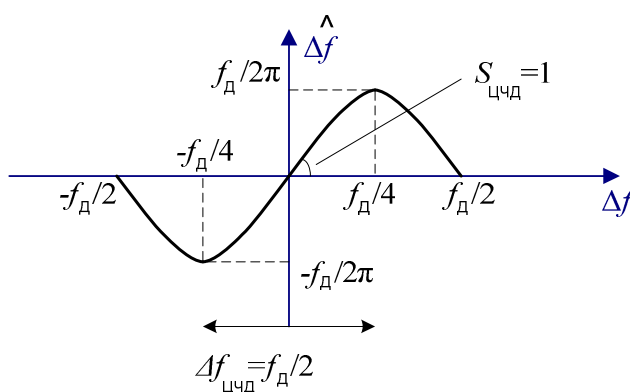


Рис. 7.38. Характеристика ЦЧД

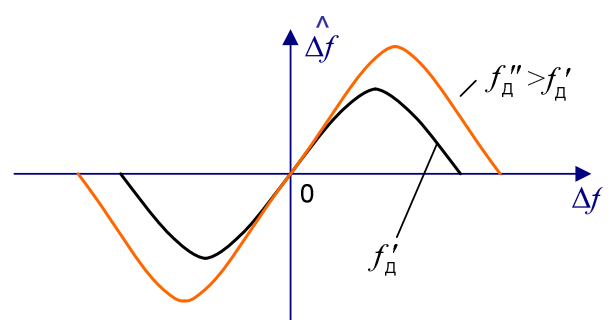


Рис. 7.39. Характеристика ЦЧД при двух значениях частоты дискретизации



## *Контрольные вопросы и задания*

### **1. Амплитудный демодулятор**

1.1. Изобразите схему последовательного диодного АД. Из каких условий выбирают сопротивление резистора  $R$  и ёмкость конденсатора  $C$ ?

1.2. Используя эквивалентную схему последовательного диодного АД, объясните его принцип действия.

1.3. Изобразите схему параллельного диодного АД. Почему на выходе такого АД необходимо ставить фильтр низких частот?

1.4. Дайте определение детекторной характеристики и коэффициента передачи АД. Качественно изобразите типичную детекторную характеристику и зависимость коэффициента передачи АД от амплитуды сигнала.

1.5. Как изменяется коэффициент передачи последовательного диодного АД при увеличении сопротивления резистора  $R$ ?

1.6. Почему при уменьшении амплитуды сигнала коэффициент передачи АД стремится к 0?

1.7. Дайте определение входной проводимости АД.

1.8. Почему вне зависимости от сопротивления резистора  $R$  при уменьшении амплитуды входного напряжения входная проводимость АД стремится к постоянному значению?

1.9. Чем определяется величина входной проводимости АД при большой амплитуде входного напряжения?

1.10. Какими причинами вызываются нелинейные искажения демодулированного колебания в последовательном диодном АД?

1.11. Почему для уменьшения нелинейных искажений, обусловленных инерционностью нагрузки, целесообразно уменьшать ёмкость конденсатора  $C$ , а не сопротивление резистора  $R$ ?

1.12. Изобразите структурную схему синхронного АД.

1.13. Почему в синхронном АД необходимо обеспечить синфазность опорного колебания и несущей демодулируемого сигнала?

1.14. Изобразите структурную схему АД с квадратурными каналами.

1.15. В чём основное преимущество АД с квадратурными каналами по сравнению с синхронным АД?

## 2. Фазовый демодулятор

2.1. Изобразите структурную схему ФД на логических элементах. Какой вид имеет характеристика такого ФД?

2.2. Изобразите схему балансного диодного ФД векторомерного типа.

2.3. Используя векторную диаграмму, объясните принцип действия балансного ФД векторомерного типа.

2.4. При каком условии характеристика ФД векторомерного типа не зависит от амплитуды опорного колебания и определяется выражением  $U_{\text{ФД}}(\Delta\varphi) \approx K_{\text{д}} U_{\text{с}} \cos \Delta\varphi$ ?

2.5. Какой фазовый сдвиг нужно ввести в опорное колебание ФД векторомерного типа для того, чтобы его можно было использовать в качестве фазового дискриминатора?

2.6. Чему равно напряжение на выходе ФД векторомерного типа, если амплитуда сигнала равна 0,1 В, амплитуда опорного колебания 1 В, разность фаз сигнала и опорного колебания  $60^\circ$ , коэффициент передачи амплитудных детекторов, входящих в состав ФД, 0,8?

## 3. Частотный демодулятор

3.1. Изобразите структурную схему ЧД с двумя взаимно расстроенными контурами.

3.2. Что называется крутизной характеристики ЧД?

3.3. Что называется апертурой характеристики ЧД?

3.4. Что называется переходной частотой ЧД?

3.5. Чему равно напряжение на выходе ЧД, если переходная частота ЧД равна 500 кГц, крутизна характеристики 10 мВ/кГц, частота сигнала 480 кГц?

3.6. Изобразите структурную схему ЧД с преобразованием частотной модуляции в фазовую и демодуляцией ФМ колебания.

3.7. Какой ЧД обладает более линейной характеристикой (при одном и том же значении апертуры): ЧД с двумя взаимно расстроенными контурами или со связанными контурами?

#### **4. Цифровые демодуляторы**

4.1. Изобразите структурную схему формирования цифровых квадратурных составляющих сигнала.

4.2. На каком аналитическом выражении основан алгоритм работы цифрового АД?

4.3. Какой вид имеет характеристика цифрового ФД?

4.4. Какой вид имеет характеристика цифрового ЧД, основанного на численном дифференцировании полной фазы?

4.5. Какой вид имеет характеристика цифрового ЧД, основанного на численном дифференцировании низкочастотных квадратурных составляющих сигнала?

4.6. Как влияет частота дискретизации на протяжённость линейного участка характеристики ЦЧД (апертуру) и на его крутизну?

### ***Литература***

#### **Основная**

1. **Радиоприёмные** устройства: Учебник для вузов / Под ред. Н.Н.Фомина. – М.: Радио и связь, 2003.

#### **Дополнительная**

2. **Нелинейные** каскады радиоприёмных устройств / Под ред. В.П.Васильева. – М.: Изд-во МЭИ, 1978.