

# АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ (АО)

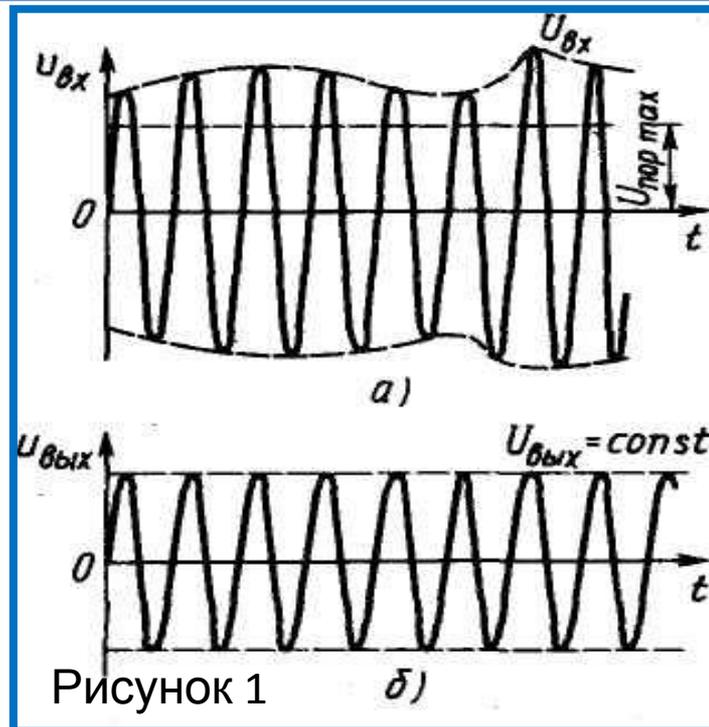
## *Амплитудным ограничителем*

называют устройство, обеспечивающее постоянство выходного напряжения при изменении входного напряжения в определенных пределах.

Амплитудные ограничители (АО) служат для ограничения синусоидальных колебаний с медленно изменяющейся амплитудой.

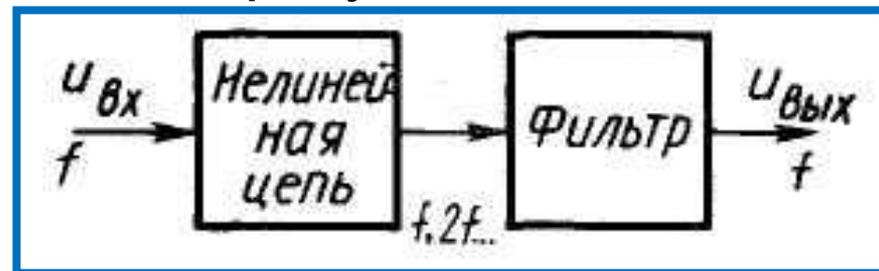
Диаграммы напряжений на входе и выходе АО показаны на Рис.1. Напряжение на выходе АО постоянно по амплитуде, однако его фаза и частота при ограничении практически не изменяются.

Такие ограничители устраняют только паразитную амплитудную модуляцию, не внося заметных искажений в частотную и фазовую модуляцию.



АО применяются в приемниках потому, что частотные детекторы создают на выходе напряжение, как правило, одновременно зависящее как от частоты, так и от паразитной амплитудной модуляции, при наличии которой детекторы без АО дают неоднозначный результат.

Операция ограничения - нелинейная, поэтому при этом возникает ряд гармонических



Рисунок

составляющих напряжения. Для обеспечения на выходе АО гармонического напряжения  $U_{\text{вых}}$ , соответствующего входному сигналу, необходимо после нелинейного преобразования напряжения  $U_{\text{вх}}$  осуществить фильтрацию первой гармоники входного колебания. Тогда структурная схема АО (Рис.2) включает в себя нелинейную цепь и фильтр, выделяющий первую гармонику тока на выходе цепи.

В зависимости от вида нелинейной цепи АО

**Диодный АО (Рис.3) - резонансный**

одноконтурный усилитель с автотрансформаторными цепями связи контура с выходом транзистора и с входом последующего каскада, в котором параллельно контуру включен диод  $VD$  с источником постоянного смещения  $E_D$ .

**Принцип работы диодного АО:**

Если амплитуда напряжения на контуре  $U_K < E_D$ , то диод  $VD$  закрыт и не оказывает влияния на контур, схема работает как обычный усилитель и  $U_K = K_0 U_{ВХ}$ .

Если  $U_K > E_D$ , то диод открывается, его входное сопротивление начинает шунтировать контур, затухание контура увеличивается, эквивалентное сопротивление контура при резонансе  $R_{ЭКВ}$  уменьшается снижается коэффициент усиления  $K_0$ , что обеспечивает примерное постоянство напряжения на выходе АО. Амплитудная характеристика (АХ), показывает, как изменяется амплитуда выходного напряжения  $U_K \equiv U_{ВЫХ}$  при изменении напряжения  $U_{ВХ}$  на входе Рис. 4.

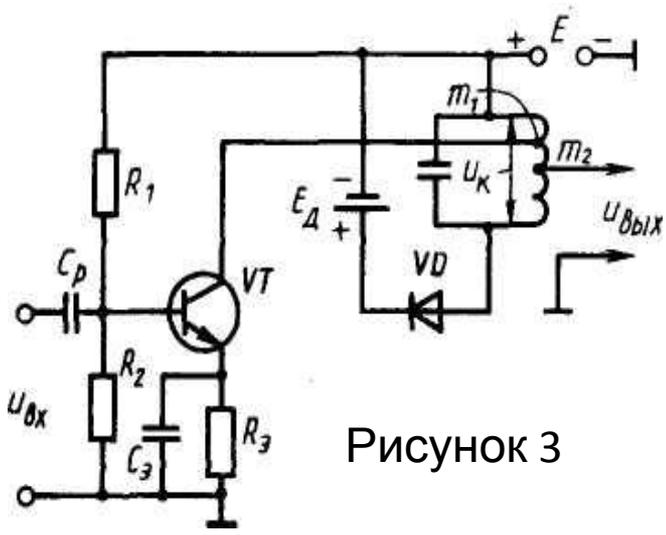


Рисунок 3

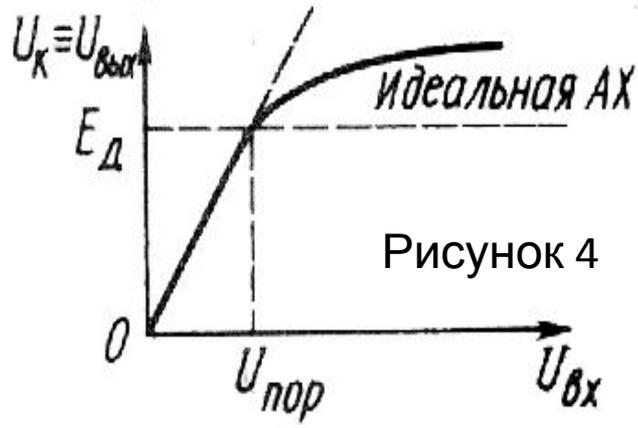
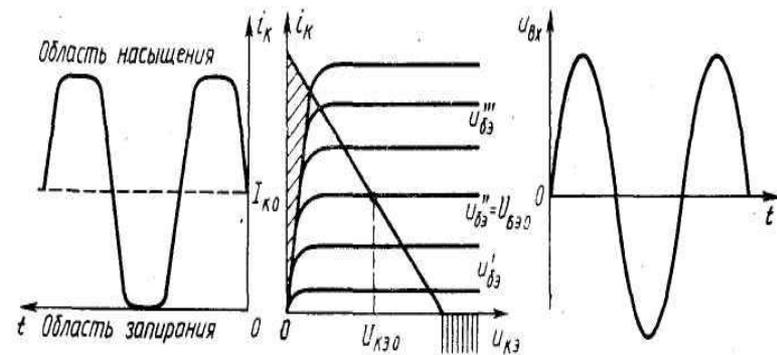
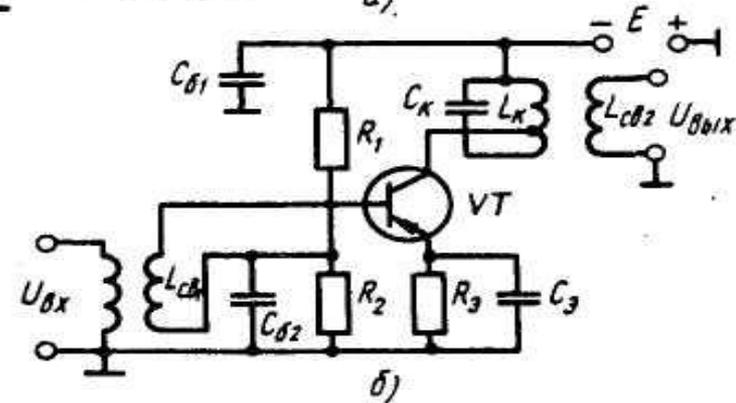
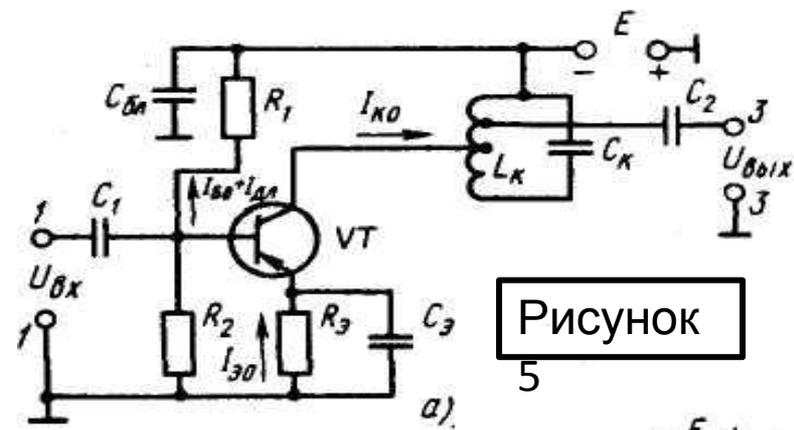


Рисунок 4

Чем ближе АХ к идеальной (горизонтальная прямая на Рис.4.), тем лучше входного напряжения и усиления. Форма амплитудной характеристики АО зависит от произведения  $R_{ЭКВ} g_D$ , где  $g_D$  — входная проводимость диода. Чем больше произведение  $R_{ЭКВ} g_D$ , тем ближе АХ к идеальной.

**Простейший транзисторный АО.** Такой АО аналогичен обычному усилителю (Рис. 5.). В отличие от усилителя транзистор АО работает в нелинейном режиме, для этого коллекторное напряжение  $E$  берут несколько меньше, чем в обычном усилителе; напряжение  $U_{вх}$  имеет достаточно большую амплитуду. На выходных характеристиках транзистора  $i_k = f(u_{кэ})$  (рис.6.) построена динамическая характеристика переменного тока (нагрузочная прямая), угол наклона которой определяется сопротивлением  $R_{экв}$  контура. При большой амплитуде  $U_{вх}$  наступает двусторонняя отсечка коллекторного тока, вызванная наличием областей запираания и насыщения. При этом ток  $i_k$  оказывается ограниченным по максимуму и по минимуму; резонансный контур выделяет первую гармонику коллекторного тока. При  $U_{вх} < U_{пор}$  (Рис.4) ток  $i_k$  не имеет отсечки и напряжение  $U_{вых}$  растет пропорционально  $U_{вх}$ ; при  $U_{вх} > U_{пор}$  появляется отсечка тока  $i_k$ , рост амплитуды первой гармоники замедляется с увеличением  $U_{вх}$ , что обеспечивает в определенных пределах постоянство напряжения  $U_{вых}$ .



Рисунок

# Транзисторный АО с двумя транзисторами и общим $R_3$ Рис.7.

Напряжение на выходном контуре АО определяется первой гармоникой выходного тока  $i_2$  транзистора  $VT_2$ . Диаграммы тока  $i_2$  при различных уровнях входного напряжения на базе транзистора  $VT_1$  показаны на Рис. 8. Если  $U_{вх} = 0$ , то выходной ток  $i_2 = i_{20}$ ; обычно транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  и режимы их работы выбираются одинаковыми, поэтому  $i_{20} = i_{10}$ .

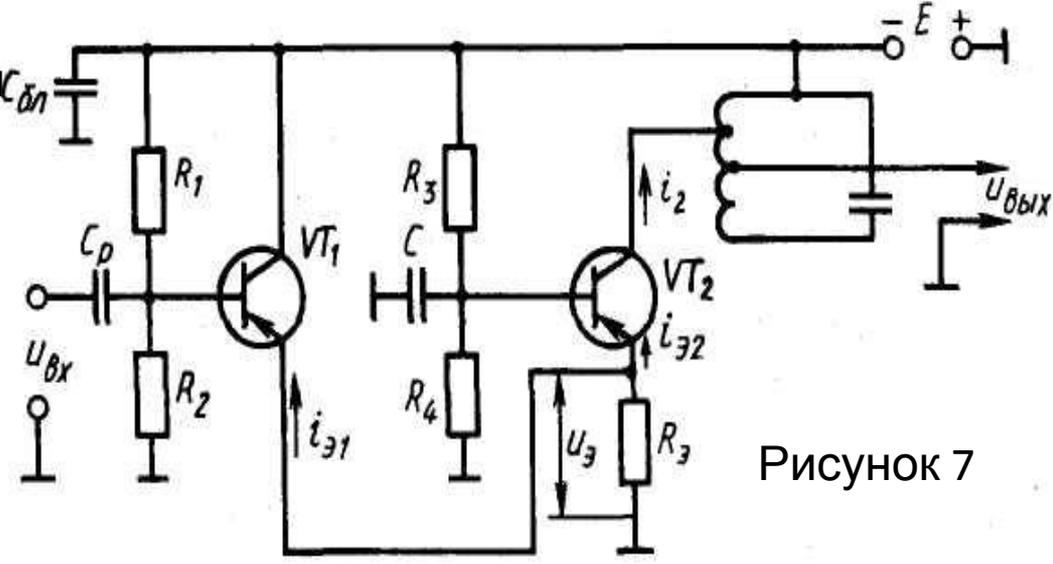


Рисунок 7

Ток  $i_{20}$  зависит от начального режима работы транзисторов. Предположим, что напряжение  $U_{вх}$  возрастает, т.е. положительный потенциал на базе транзистора  $VT_1$  увеличивается. Это вызывает подзапирание транзистора  $VT_1$ , при этом его эмиттерный ток  $i_{э1}$  уменьшается, а следовательно, снижается и напряжение  $U_э = R_э (i_{э1} + i_{э2})$ . Так как это напряжение является запирающим для транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , то его уменьшение вызывает большее отпирание транзистора  $VT_2$  и увеличение токов  $i_{э2}$  и  $i_2$ . Ток  $i_{э2}$  возрастает до тех пор, пока напряжение  $U_{э}$  не закроет транзистор  $VT_1$ ; при этом  $i_2 = i_{2max}$ . Далее при любом увеличении  $U_{э}$  и положительного потенциала на базе  $VT_1$  (транзистор  $VT_1$  закрыт) ток  $i_2$  не меняется и поддерживается равным  $i_{2max}$ . Ток  $i_2$  при закрытом транзисторе  $VT_1$  – ток в рабочей точке, определяемый сопротивлениями резисторов  $R_3, R_4$  и  $R_э$ .

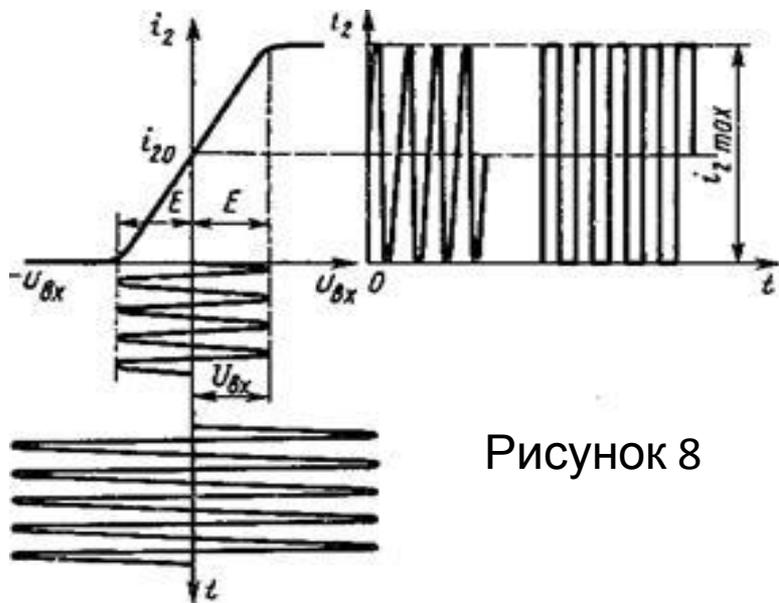


Рисунок 8

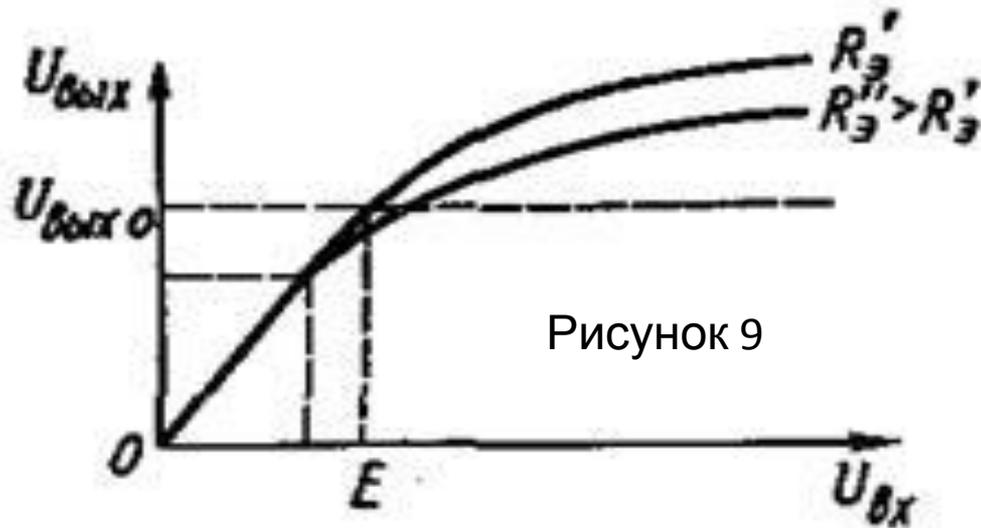


Рисунок 9

Предположим теперь, что напряжение  $U_{вх}$  уменьшается относительно нуля, т.е. на базу транзистора  $VT_1$  подается отрицательный потенциал. При этом ток  $i_{э1}$  и напряжение  $U_{э}$  увеличиваются, транзистор  $VT_2$  подзапирается, ток  $i_{э2}$  уменьшается; при некотором отрицательном потенциале на базе  $VT_1$  транзистор  $VT_2$  полностью запирается и ток  $i_2$  уменьшается до нуля. Далее как бы ни увеличивался отрицательный потенциал на базе  $VT_1$  транзистор  $VT_1$  открыт, транзистор  $VT_2$  закрыт и ток  $i_2 = 0$ . Если амплитуда  $U_{вх} < E$  (рис. 9), то ток  $i_2$ , а следовательно, и напряжение  $U_{вых}$  линейно зависят от  $U_{вх}$ . Если  $U_{вх} > E$ , то появляется двусторонняя отсечка тока  $i_2$ , амплитуда первой гармоники тока  $i_2$  увеличивается значительно медленнее роста  $U_{вх}$ . При  $U_{вх} \gg E$  ток  $i_2$  по форме представляет собой прямоугольные импульсы с почти постоянной амплитудой первой гармоники тока. Все это определяет вид АХ ограничителя, показанный на Рис. 9. На АХ при  $U_{вх} = E$  напряжение на выходе равно  $U_{вых0} = 0,5 i_{2max} * R_{эКВ}$ , где  $R_{эКВ}$  – эквивалентное сопротивление выходного контура.

# ВЫВОДЫ по АО

1. АО обеспечивает постоянство амплитуды выходного гармонического колебания, но не изменяет частоту и фазу входного сигнала.
2. В диодном АО постоянство напряжения  $U_{\text{вых}}$  обеспечивается при  $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$  за счет шунтирования контура входным сопротивлением диода, которое возрастает по мере увеличения  $U_{\text{вх}}$ .
3. В простейшем АО с одним транзистором ограничение наступает при  $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}$ , когда транзистор начинает работать в нелинейном режиме, характеризуемом появлением отсечки его коллекторного тока. При этом рост амплитуды первой гармоники  $I_{m1}$  замедляется, что ограничивает увеличение  $U_{\text{вых}}$ .
4. Двустороннее ограничение выходного тока АО с двумя транзисторами и общим  $R_{\text{э}}$  обеспечивается благодаря запирающему воздействию первого транзистора при большом положительном потенциале на его базе и второго при большом отрицательном потенциале на базе первого транзистора.

# Частотное детектирование

**Частотный детектор** – это нелинейное радиотехническое устройство, у которого напряжение на выходе изменяется пропорционально изменению частоты Частотно Модулированного Колебания (ЧМК).

Продетектировать ЧМК с помощью амплитудного детектора невозможно.

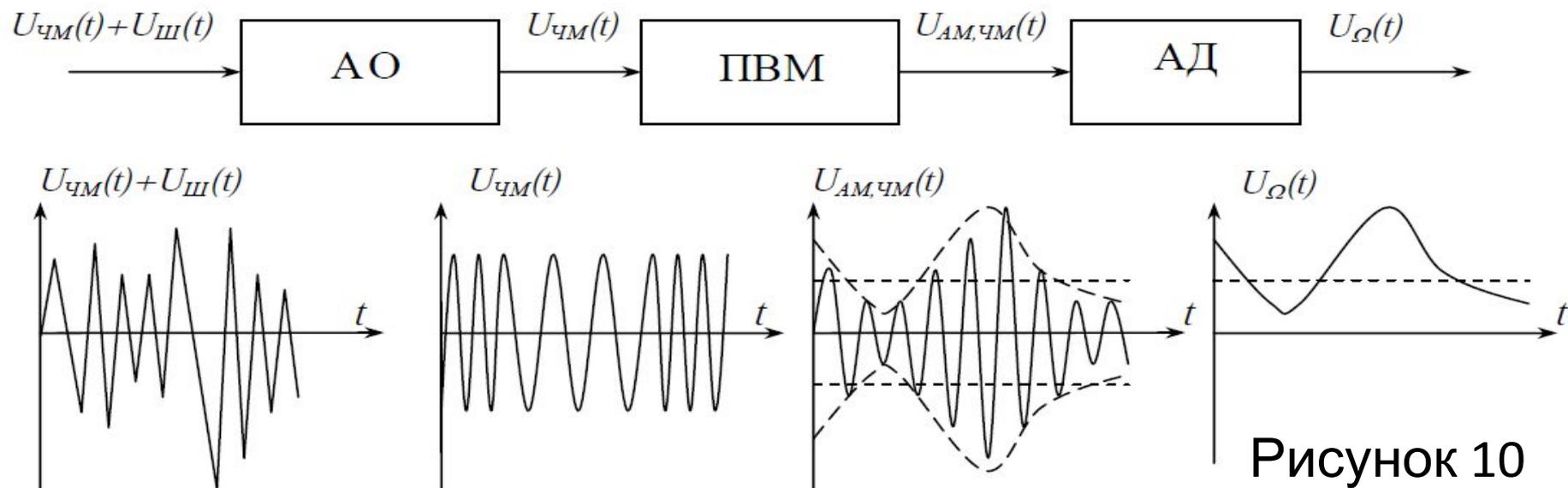
При подаче на вход АД частотно-модулированных колебаний, на выходе получим постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде ЧМК, составляющая модулирующей частоты  $F$  будет ликвидирована.

Чтобы на выходе АД появилось составляющая модулирующей частоты, необходимо предварительно преобразовать частотно-модулированные колебания в амплитудно-модулированное.

Эту задачу в частотном детекторе выполняет преобразователь вида модуляции (ПВМ). Для устранения амплитудной помехи на входе ЧД включается

Амплитудный Ограничитель АО. Амплитудная помеха, если её не устранить, наложится на выходной сигнал и исказит передаваемую информацию.

Структурная схема Частотного Детектора и форма прохождения сигнала в его каскадах представлена на Рис. 10.



### **Характеристики частотного детектора**

Зависимость напряжения на выходе частотного детектора от изменения частоты входного сигнала называется его *детекторной характеристикой*. Если детекторная характеристика в рабочей области линейна, то детектирование будет линейным. Эффективность работы ЧД оценивается крутизной детекторной характеристики.

$$S_{\text{ЧД}} = \frac{\Delta U_m}{\Delta f_m}$$

### **Виды частотных детекторов (ЧД)**

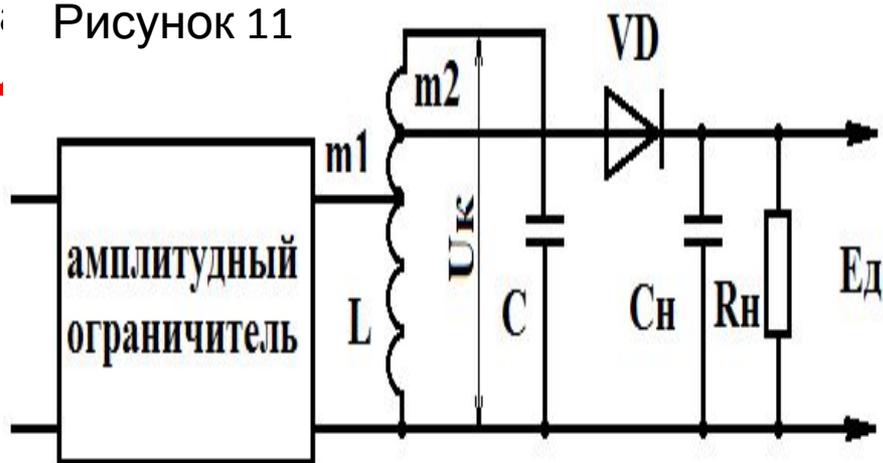
## 1 ЧД с преобразованием отклонения частоты $f_H$ в изменение амплитуды $U_k$

В таких детекторах ЧМ-колебание преобразуется в Амплитудно-Частотно-Модулированное колебание (АЧМ). Резонансные цепи должны быть расстроены относительно несущей частоты  $f_H$ . В простейшем случае используется

### Однотактный ЧД.

Это обычный колебательный контур и обычный амплитудный детектор (Рис.11). Входной контур  $CL$  настраивается так, чтобы частота сигнала  $f_H$  соответствовала середине одной из боковых ветвей резонансной характеристики контура, а изменение частоты сигнала находилось в пределах этой боковой ветви. Амплитуда напряжения на контуре зависит от частоты поданного на него сигнала (Рис.12). В результате ЧМ колебание преобразуется в АЧМ колебание, амплитуда которого изменяется в зависимости от частоты входного ЧМ сигнала. При постоянной амплитуде входного ЧМ сигнала, с ростом частоты  $f_H$ , будет увеличиваться амплитуда  $U_k$  напряжения на контуре. При понижении частоты  $f_H$ , амплитуда

Рисунок 11



ост

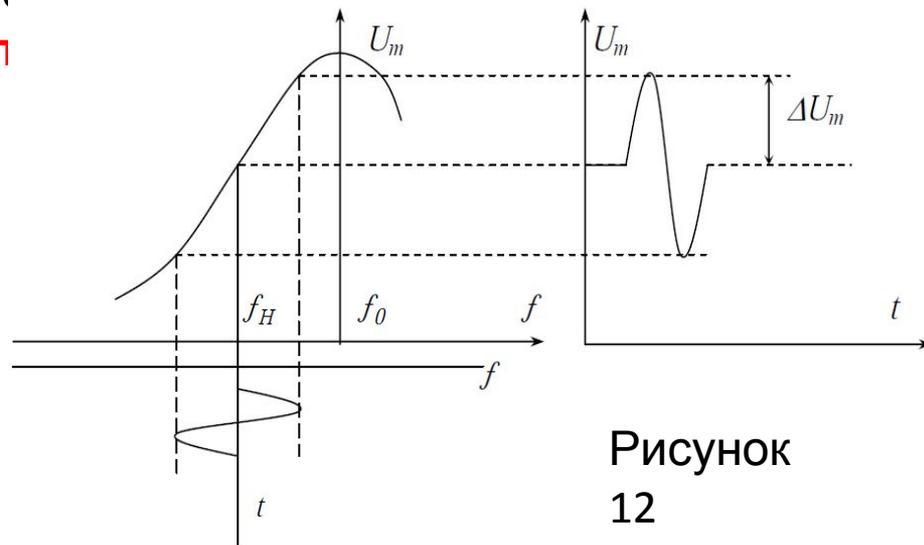


Рисунок 12

- Однотактное преобразование сигнала тем точнее повторяет закон частотной модуляции, чем прямолинейней боковая ветвь резонансной характеристики контура. Это наступает при больших расстройках контура относительно частоты  $f_n$ . При этом напряжение на контуре оказывается значительно меньше резонансного, что понижает амплитуду выходного напряжения детектора  $E_d$ , а следовательно и его коэффициент передачи.
- Характеристика преобразованного сигнала не проходит через нуль, поэтому невозможно определить знак отклонения от несущей частоты, и невозможно использовать такой детектор для системы автоподстройки частоты приемника (АПЧ)
- Характер преобразования имеет довольно большие искажения, т.к в реальном контуре невозможно в достаточных пределах обеспечить прямую боковую ветвь АЧХ

**Вывод: нужно что – то придумать. Например два контура и два детектора...**

## Балансный ЧД с двумя взаимно-расстроенными контурами

В этих детекторах в качестве ПЧМ используется двухконтурная система с взаимно расстроенными контурами относительно некоторой средней (несущей) частоты  $f_H$  и два амплитудных детектора (Рис.

Верхний контур настроен на частоту  $f_{02} > f_H$ , нижний на частоту  $f_{01} < f_H$ . Т.е. контуры симметрично взаимно

расстроены относительно несущей (средней частоты)  $f_H$ .

При немодулированном сигнале на входе ( $f_{ВХ} = f_H$ ) напряжения на кон-турах равны  $U_1 = U_2$ ,

следовательно, при равной симметрии схемы также равны и противоположны по направлению

напряжения на диодах.

Напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  также равны и противоположны по знаку  $|U_{01}| = |U_{02}|$ . Результирующее напряжение на выходе детектора равно нулю.

Если частота сигнала на входе возрастает ( $f_{ВХ} > f_H$ ), то напряжение на верхнем контуре увеличивается, а на нижнем уменьшается. В результате:  $U_{02} > U_{01}$ ;

$U_0 = U_{02} - U_{01} > 0$  (напряжение на выходе положительно и изменяется пропорционально изменению частоты входного сигнала).

Если частота сигнала на входе уменьшается ( $f_{ВХ} < f_H$ ) – напряжение на выходе отрицательно  $U_{02} < U_{01}$ ;

$U_0 = U_{02} - U_{01} < 0$  и изменяется пропорционально изменению частоты входного сигнала.

**Диаграмма, поясняющая работу Балансного ЧД на**

**Рис 14. Это дальше ...**

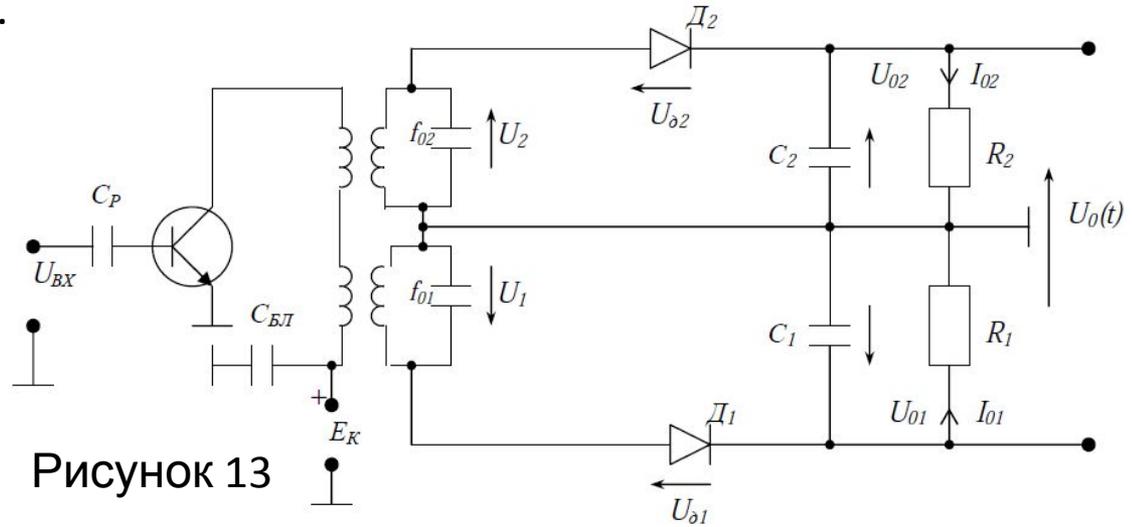


Рисунок 13

# Диаграмма, поясняющая работу Балансного ЧД

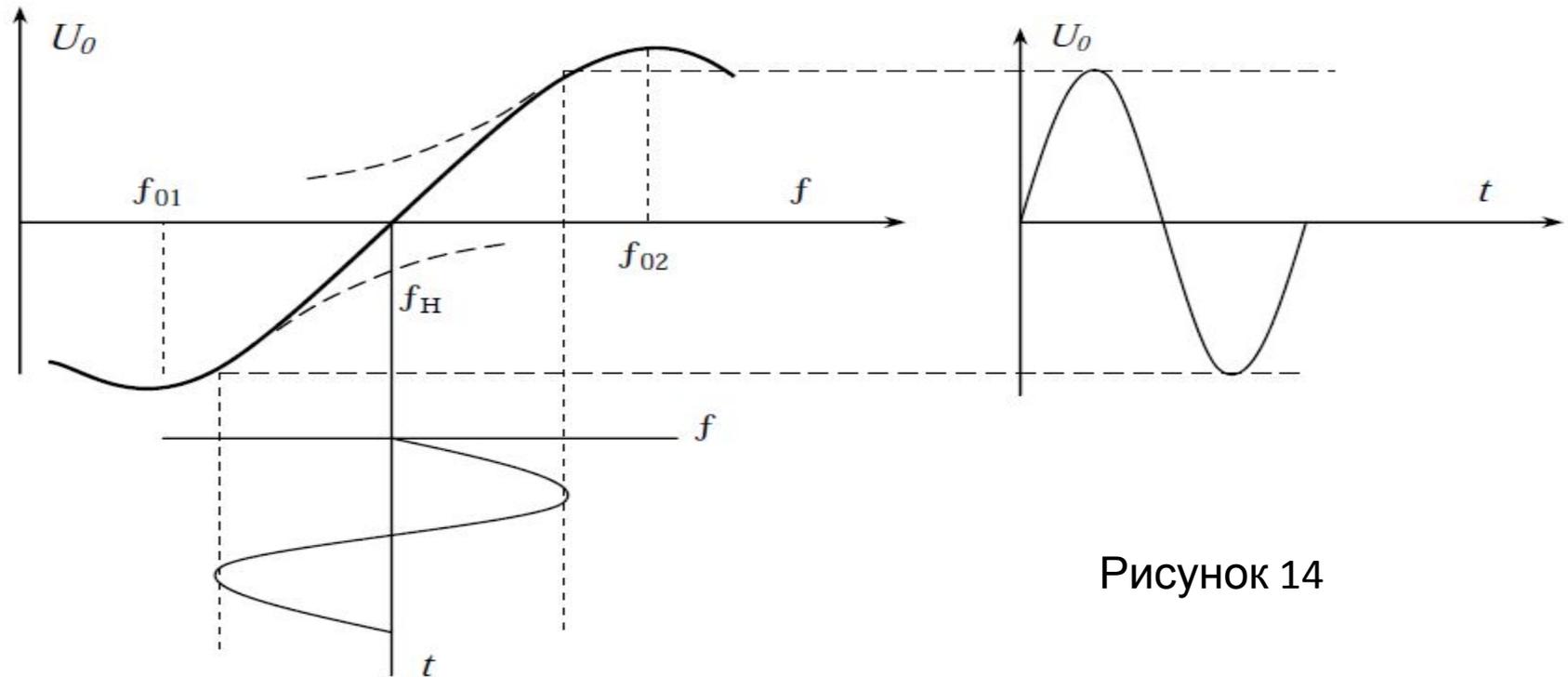


Рисунок 14

- Амплитуда выходного напряжения больше, чем у одноконтурного ЧД
- Линейный участок характеристики больше, чем у одноконтурного ЧД
- Характеристика детектирования симметрична и проходит через нуль, что позволяет использовать сигнал в АПЧ приемника
- **Недостаток** – при сильной взаимной расстройке контуров характеристика детектирования становится нелинейной и вызывает искажения
- Балансные детекторы с взаимно расстроенными контурами применяются при детектировании широкополосных ЧМ сигналов с большими индексами модуляции (вещательный прием)

## 2 ЧД с преобразованием изменения частоты в изменение фазового

### сдвига.

Такие детекторы выполняются по схеме со связанными контурами. Схема такого ЧД показана на рис. 15 и представляет собой систему двух контуров, связанных между собой внешней ёмкостной связью за счёт настроены на одну частоту  $f_0 = f_H$ . Схемой собой два симметрично замкнутых

$$\begin{cases} \dot{U}_{\partial 1} + \frac{1}{2}\dot{U}_2 - \dot{U}_1 = 0 \\ \dot{U}_{\partial 2} - \frac{1}{2}\dot{U}_2 - \dot{U}_1 = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} \dot{U}_{\partial 1} = \dot{U}_1 - \frac{1}{2}\dot{U}_2 \\ \dot{U}_{\partial 2} = \dot{U}_1 + \frac{1}{2}\dot{U}_2 \end{cases} \quad \text{ЭМ для}$$

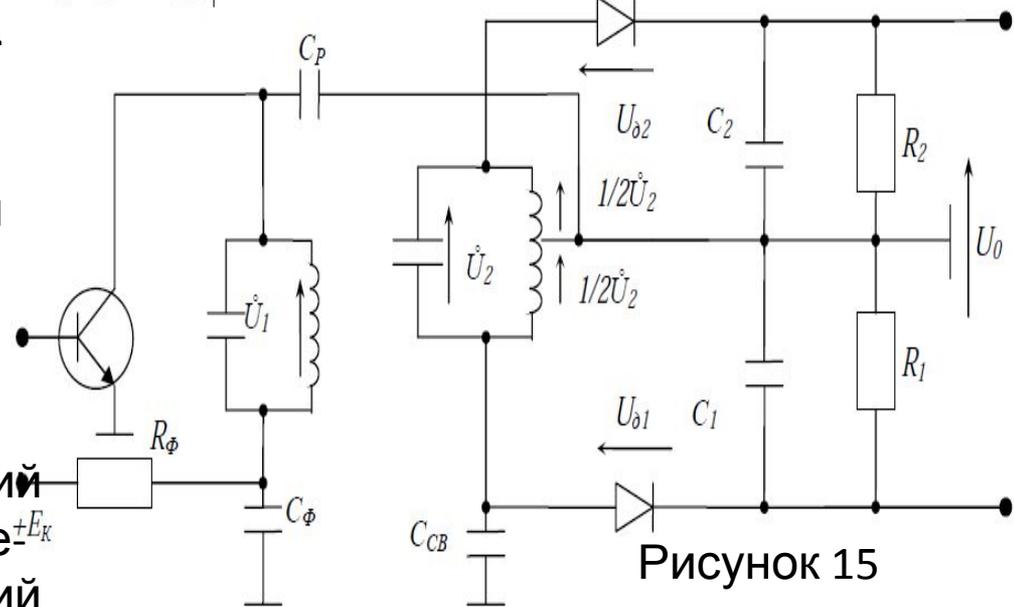


Рисунок 15

Принцип преобразования ЧМ колебаний в ЧМ-АМ колебания основан на изменении **фазовых** соотношений напряжений на контурах при изменении частоты входного сигнала.

Рассмотрим три случая:

1)  $f_c = f_0$ .

При условии  $1/\omega C_{CB} \gg Z_{PK2}$ , ток связи  $i_{CB}$  опережает  $\dot{U}_1$  на  $90^\circ$ . При  $f_c = f_0$  второй контур имеет чисто активное сопротивление и соответственно  $\dot{U}_2 = i_{CB} Z_{PK2}$  совпадает по фазе с током  $i_{CB}$  (Рис 16)

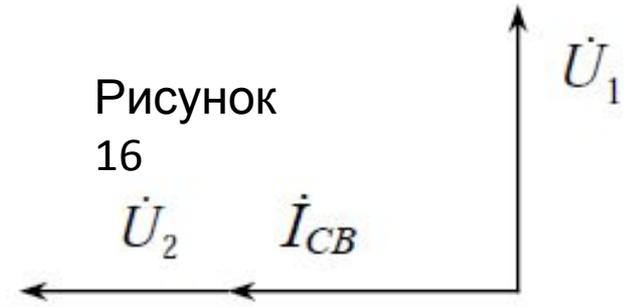


Рисунок 16

Используя формулу 1 определим графически  $U_{\partial 1}$  и  $U_{\partial 2}$  (рис. 17).  $|U_{\partial 1}|=|U_{\partial 2}|$ ;  $|U_{01}|=|U_{02}|$ . Эти напряжения имеют противоположную полярность, и следовательно,  $U_0=0$ .

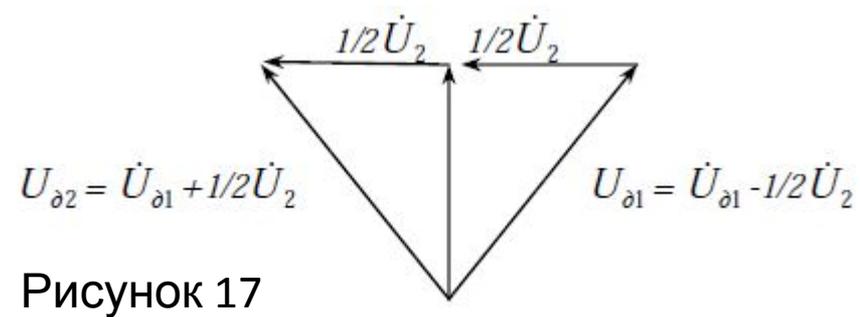
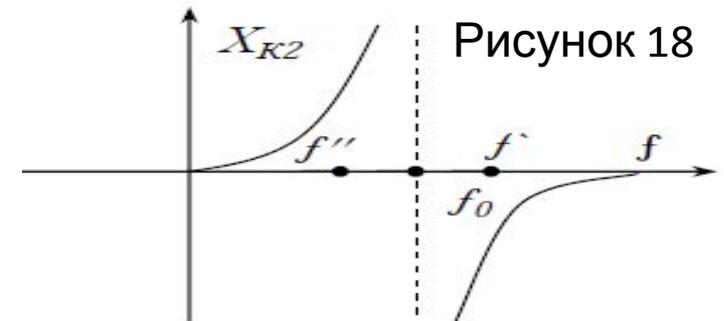


Рисунок 17

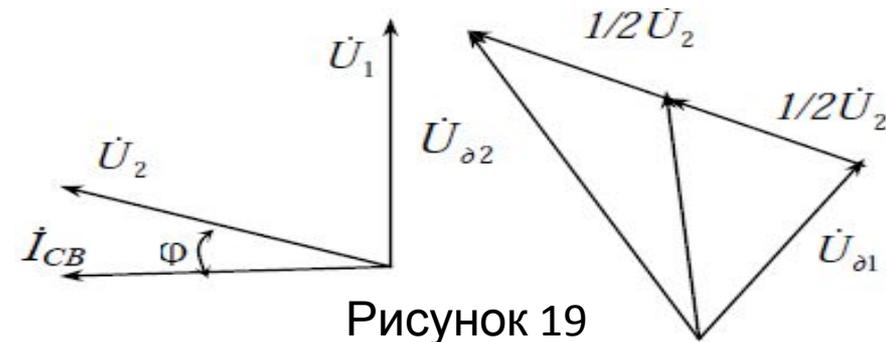
## 2) $f' < f_0$

Сопротивление  $Z_{pk2}$  приобретает активно ёмкостной характер (Рис 18). Соответственно  $U_2$  отстаёт от  $\dot{I}_{CB}$  на угол  $\phi$  (рис.19). Рассуждая аналогично, как и в



1-м случае, имеем :

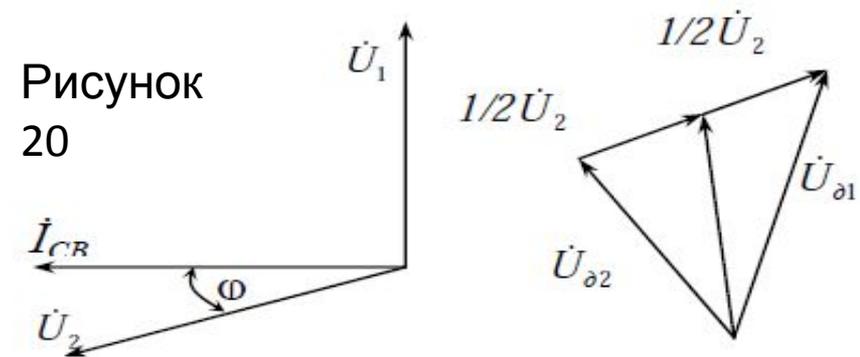
$|U_{\partial 2}| > |U_{\partial 1}|$ ;  $|U_{02}| > |U_{01}|$ . То есть на выходе детектора образуется напряжение  $U_0 > 0$ .



## 3) $f'' < f_0$

Сопротивление  $Z_{pk2}$  приобретает активно-индуктивный характер (Рис. 18);  $U_2$  опережает  $\dot{I}_{CB}$  на угол  $\phi$  (Рис. 20).  $|U_{\partial 1}| > |U_{\partial 2}|$ ;  $|U_{01}| > |U_{02}|$ .

На выходе детектора образуется



Таким образом, при изменении частоты входного сигнала по закону модулирующего сигнала напряжение на выходе детектора дополнительно приобретает амплитудную модуляцию по закону изменения частоты входного сигнала.

- Частотные детекторы на связанных контурах в области несущей частоты имеют линейный участок детекторной характеристики  $U_{ВЫХ} = F(\Delta f)$ , однако диапазон частот этого участка мал (несколько единиц килогерц).
- Поэтому такие детекторы используют в узкополосных системах связи с малыми индексами частотной модуляции. Это в основном одноканальные радиосистемы.

## Дробный детектор (детектор отношений)

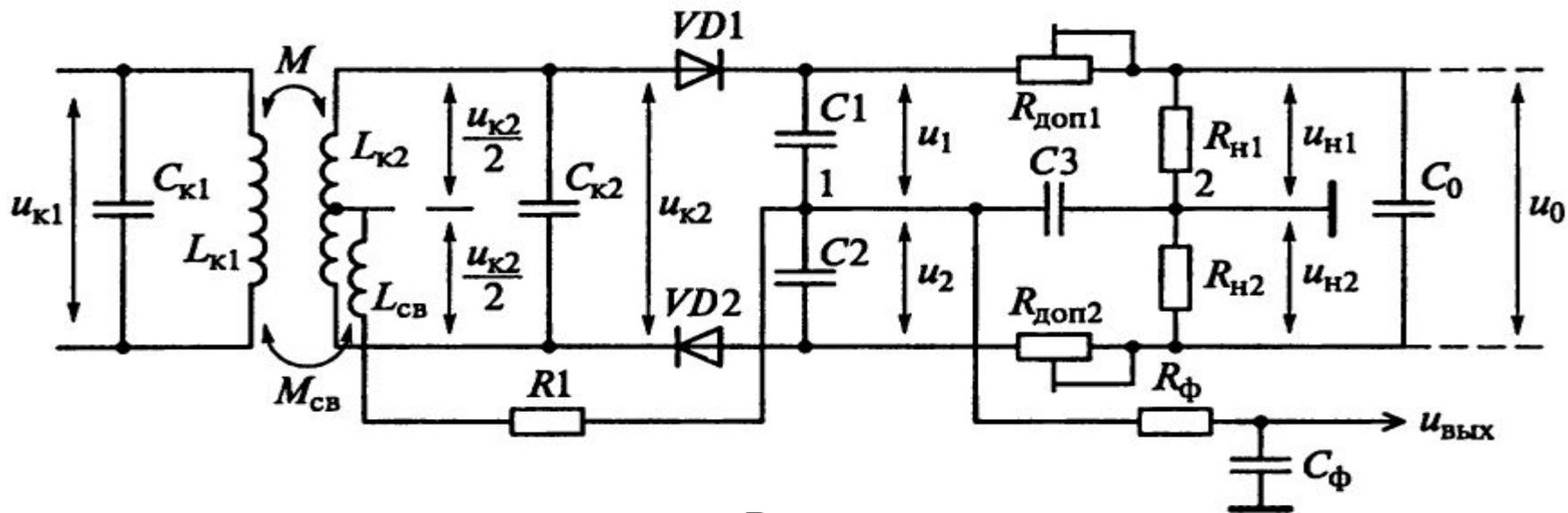


Рисунок 21

Чувствительность ЧДс с расстроенными и связанными контурами к АМ сигналов приводит к тому, что выходное напряжение детектора оказывается зависимым не только от мгновенной частоты  $\omega_c(t)$ , в которой содержится передаваемое сообщение, но и от амплитудного значения  $U_{mc}$  входного колебания. В связи с этим ЧДс требуют предварительного амплитудного ограничения сигнала. Этому недостатка в значительной мере лишены ЧД отношений, или дробные ЧД, схема которого приведена на рис. 21. В ЧД отношений в отличие от ЧД со связанными контурами полярность диода  $VD2$  изменена на противоположную и оба диода  $VD1$  и  $VD2$  оказались включенными последовательно

следовательно, через них протекает общий постоянный ток  $I_0$ .

На конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  выделяются напряжения  $u_1$  и  $u_2$ . Эти напряжения подводятся к конденсатору  $C_0$  настолько большой емкости, что напряжение  $u_0$  на нем не успевает реагировать на быстрые изменения амплитуды входного сигнала. Выбор постоянной времени  $(R_{н1} + R_{н2})C_0 = 100 \dots 500$  мс гарантирует ее превышение над периодом самой низкочастотной составляющей модулирующего сигнала.

Следовательно, в процессе работы ЧД отношений может меняться только отношение напряжений  $u_1/u_2$ , а не их сумма  $u_0 = u_1 + u_2$ . Именно по этой причине такой ЧД называется дробным. Приняв  $R_{н1} = R_{н2} = R_n$ , получаем  $u_{н1} = u_{н2} = u_0/2$ .

Резисторы  $R_{доп1}$  и  $R_{доп2}$  выполняют роль симметрирующих элементов и по сопротивлению, равному  $200 \dots 1\,000$  Ом, значительно меньше сопротивлений  $R_{н1} = R_{н2} = R_n$ . В результате симметрирования ими ЧД уменьшаются нелинейные искажения выходного напряжения. Резистор  $R1$  с сопротивлением, равным  $100 \dots 200$  Ом, устраняет резонанс контура  $L_{св}C_3$ .

Результирующее напряжение снимается с конденсатора  $C_3$ , подключенного между точками 1 и 2. Это напряжение изменяется пропорционально девиации частоты и очень слабо зависит от колебаний амплитуд входного сигнала, поскольку напряжение  $u_0$  поддерживается постоянным.

С учетом требований к элементам рассмотренной схемы ЧД отношений представим его эквивалентную схему на частоте входного сигнала (рис. 22 ). В этой схеме опорное напряжение  $u_{оп}$ , пропорциональное напряжению  $u_{к1}$  на первичном контуре  $L_{к1}C_{к1}$ , подается на диоды  $VD1$  и  $VD2$  с помощью катушки связи  $L_{св}$ , связанной индуктивно с катушкой  $L_{к1}$ . Число витков катушки  $L_{св}$  обычно меньше, чем у катушки  $L_{к1}$ , поэтому и опорное напряжение  $u_{оп}$  меньше напряжения  $u_{к1}$ , но синфазно с ним. Такой способ включения диодов позволяет обойтись без разделительного конденсатора и высокочастотного дросселя.

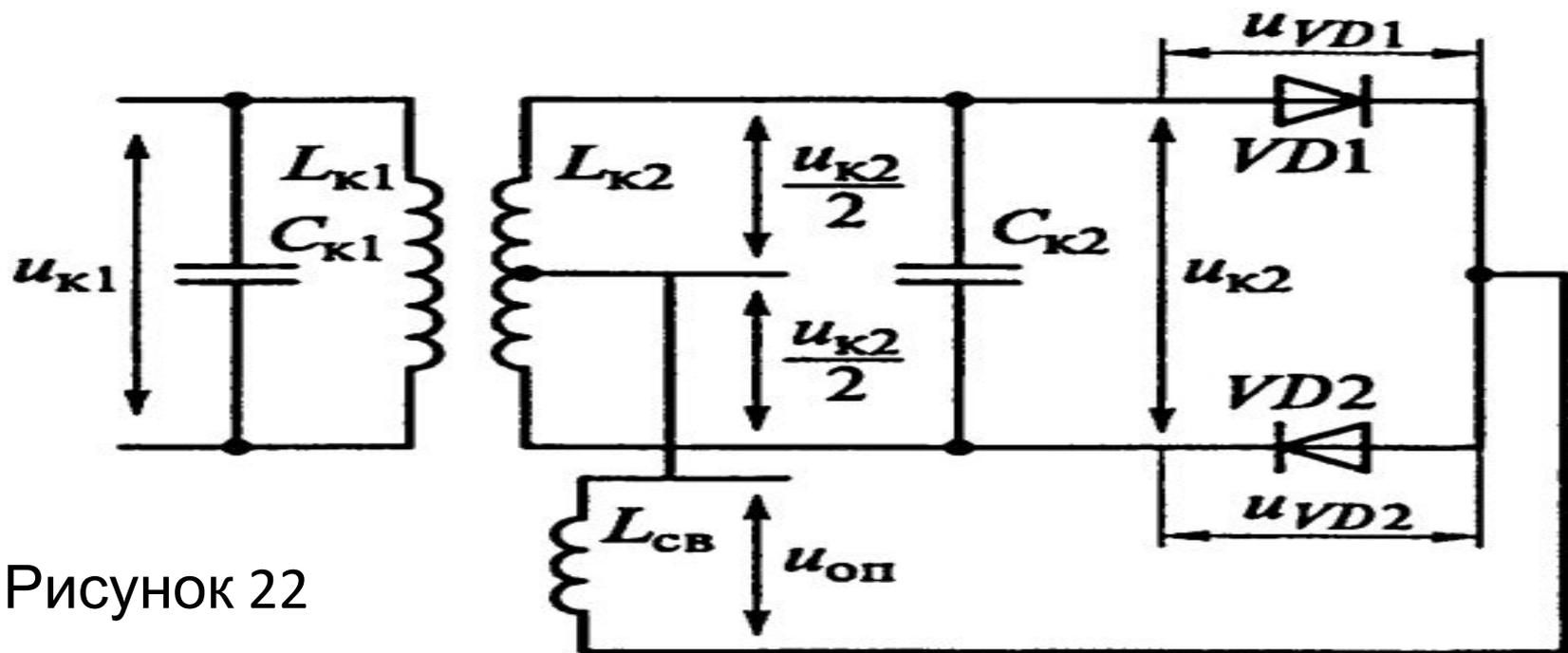


Рисунок 22

## Выходное напряжение ЧД отношений

$$u_{\text{вых}} = u_1 - u_{\text{н1}} = \frac{u_1 - u_2}{2} = \frac{u_0}{2} \frac{u_1 / u_2 - 1}{u_1 / u_2 + 1}$$

пропорционально среднему уровню сигнала, а также отношению напряжений  $u_1/u_2$  АД. Это отношение зависит от отклонения частоты сигнала и остается практически неизменным при дополнительной АМ, что позволяет обходиться без предварительного амплитудного ограничителя.

В зависимости от уровня подводимых к ЧД сигналов меняются величины приведенного входного сопротивления и коэффициента передачи детектора. При увеличении амплитуды подводимого к детектору сигнала коэффициенты передачи увеличиваются, а входные сопротивления уменьшаются.

Сопротивления резисторов нагрузки  $R_{\text{н1}}$  и  $R_{\text{н2}}$  (см. рис. 21) выбираются равными 5...20 кОм.

Высокая степень подавления АМ достигается симметричностью схемы ЧД отношений, минимизацией в нем паразитной связи между катушками  $L_{\text{св}}$  и  $L_{\text{к2}}$  при идентичности обеих половин катушки  $L_{\text{к2}}$ .

Дробный ЧД нашел применение в недорогих радиовещательных и телевизионных РПрУ, так как построение ЧД с отдельным АО позволяет получить лучшие технические характеристики.

## **Расчет ширины спектра ЧМ сигнала**

**Если приемник работает с ЧМ сигналами**, то полоса пропускания фильтра сосредоточенной селекции должна соответствовать ширине спектра сигнала и определяется по формуле:

$$\Pi = 2F_{max}(1 + M_{ЧМ} + \sqrt{M_{ЧМ}}) , \quad (1)$$

где  $F_{max}$  - верхняя частота модуляции

$M_{ЧМ}$  - индекс модуляции, который определяется как:

$$M_{ЧМ} = \frac{\Delta fД}{F_{max}} , \quad (2)$$

где  $\Delta fД$  -девиация частоты для УКВ1- 50кГц, для УКВ2 (FM) - 75кГц

Перед выполнением лабораторной работы необходимо ЗНАТЬ:

1. Девиация и индекс частотной модуляции. Зависимость этих параметров от частоты модуляции. Отличие ЧМ от FM
2. Спектр ЧМ сигнала при модуляции гармоническим тоном.
3. Ширина спектра ЧМ сигнала.
4. Детекторная характеристика ЧД и требования к ней.
5. Проблема подавления паразитной АМ при частотном детектировании.
6. Виды частотных детекторов и принцип их работы.
7. Принципиальная схема и принцип работы частотного детектора на расстроенном контуре, балансная схема ЧД на расстроенных контурах.
8. Принципиальная схема и принцип работы диодного балансного ЧД на связанных одинаково настроенных контурах.
9. Принципиальная схема и принцип работы дробного ЧД.

# Фазовые детекторы

Фазовым детектором (ФД) называется устройство, служащее для создания напряжения, изменяющегося в соответствии с законом изменения фазы входного напряжения. Если на входе ФД действует напряжение  $U_{вх} = U_{вх} \cos [\omega t + \varphi(t)]$ , то продетектированное напряжение  $E_d = K_{ФД} \varphi(t)$ . Положим, на входе ФД действует напряжение  $U_{вх}$ , показанное на рис. 23, а, тогда напряжение на выходе ФД должно

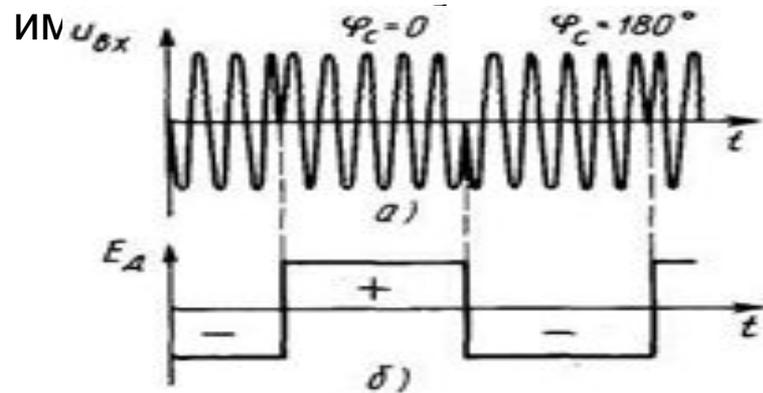


Рисунок 23

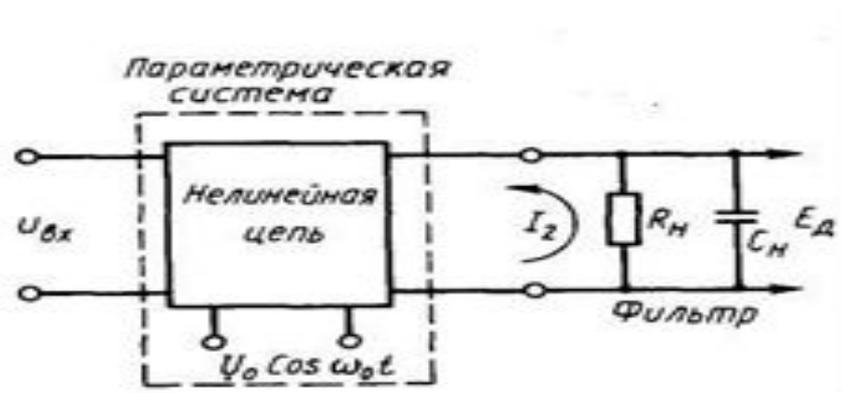


Рисунок 24

Структурная схема ФД показана на рис. 24. Эта схема совпадает со структурной схемой преобразователя частоты; отличие состоит лишь в том, что частота гетеродина (опорное напряжение)  $\omega_g = \omega_c = \omega_0$ . Под действием опорного напряжения  $U_0$  меняется активный параметр схемы, обычно крутизна  $S$ . Схема ФД совпадает также со схемой обычного

$$E_d = 0,5 S_1 U_{вх} R_H \cos \varphi,$$

напряжение на выходе ФД имеет вид: где  $S_1$  — амплитуда первой гармоники крутизны тока преобразовательного элемента;

$\varphi = \varphi_0 - \varphi_c$ . В зависимости от вида нелинейной цепи и способа ее включения различают одностактный, балансный и мостовой ФД.

## Виды фазовых детекторов

Балансный ФД. Такой ФД представляет собой два диодных однотактных ФД (рис. 25), каждый из которых работает на свою нагрузку. В результате этого на выходе каждого плеча ФД создается напряжение  $E_{д1}$  и  $E_{д2}$  встречной полярности, поэтому  $E_{д} = E_{д1} - E_{д2}$ .

Входное напряжение подводится к диодам в противоположной полярности, поэтому фаза напряжения  $U_{вх}$  отличается от фазы  $U''_{вх}$  на  $180^\circ$ . Опорное напряжение при

$$E_{д1} = K_{д} \sqrt{U_0^2 + (U'_{вх})^2 + 2U_0 U'_{вх} \cos \varphi} \approx K_{д} (U_0 + U'_{вх} \cos \varphi);$$

$$E_{д2} = K_{д} \sqrt{U_0^2 + (U'_{вх})^2 - 2U_0 U'_{вх} \cos \varphi} \approx K_{д} (U_0 - U'_{вх} \cos \varphi).$$

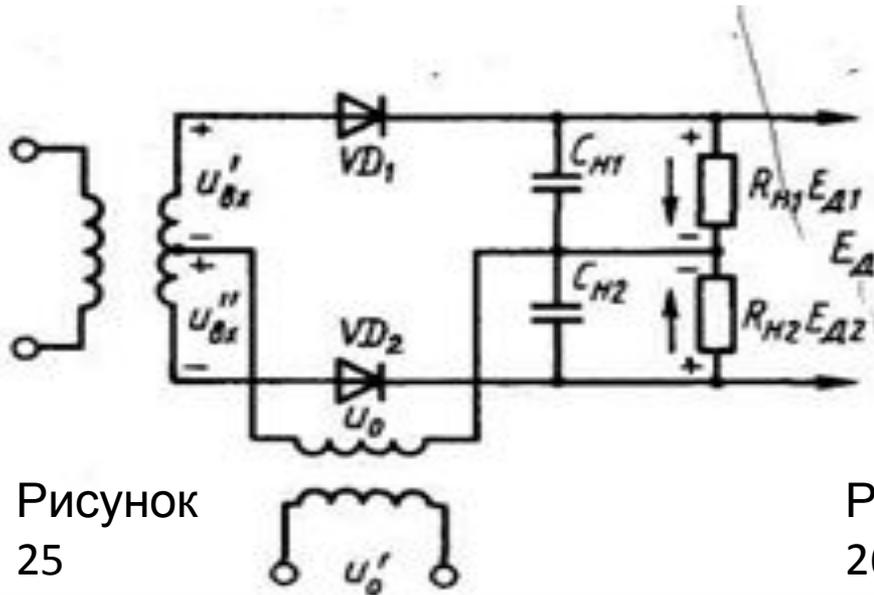


Рисунок  
25

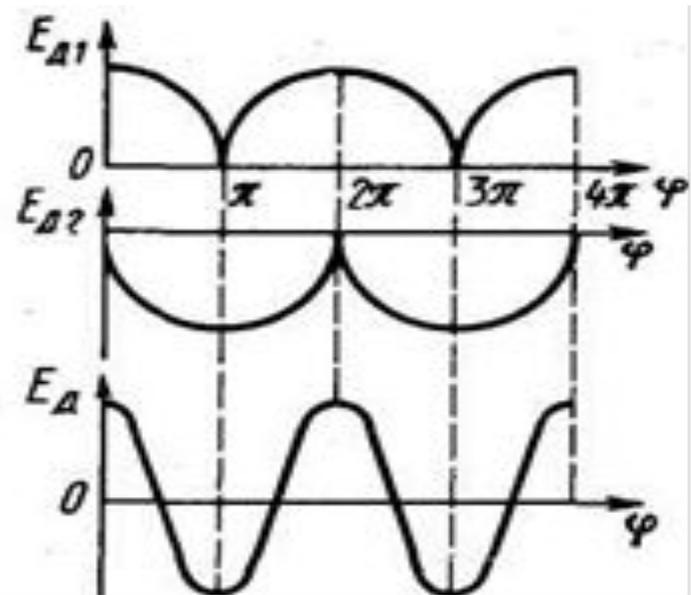


Рисунок  
26

Следовательно,  $E_{д} = E_{д1} - E_{д2} \approx K_{д}(U_{вх} + U'_{вх}) \cos \varphi = 2K_{д}U_{вх} \cos \varphi$ . Характеристики детектирования плеч и всего ФД при  $U_0 \approx U_{вх}$  показаны на рис 26

**В кольцевом ФД** используются два балансных фазовых детектора, при этом симметричность характеристики детектирования улучшается, а коэффициент передачи детектора возрастает.

#### Выводы.

1. Балансный ФД — это сочетание двух одноктактных ФД, каждый из которых работает на свою нагрузку и создает на них взаимно противоположные напряжения; разность этих напряжений определяет продетектированное напряжение на выходе балансного ФД. Полярность входных сигналов на диодах обратна, опорного напряжения — одинакова.

2. Характеристика детектирования балансного ФД по сравнению с одноктактным более симметрична и проходит через нуль. Симметричность этой характеристики проявляется и при  $U_0 \approx U_{\text{вх}}$ .

*КОНЕЦ ДЕКТОРАМ*

Фазовый детектор – это нелинейное радиотехническое устройство, у которого выходное напряжение изменяется пропорционально разности фаз двух поданных на него колебаний

В предстоящей лабораторной работе будем исследовать Частотные Детекторы:

На основе расстроенного контура  
Дробный детектор  
Фазовый детектор