

АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ (АО)

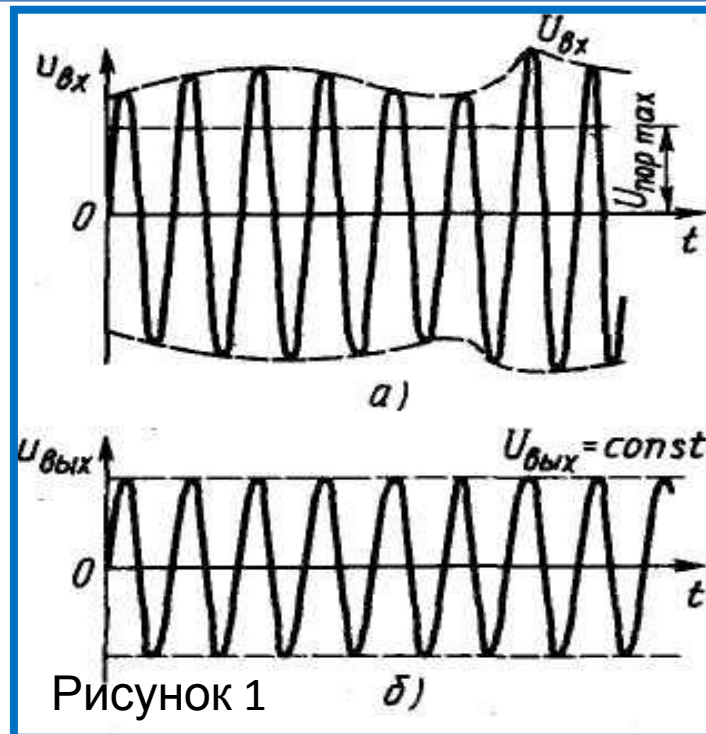
Амплитудным ограничителем

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.

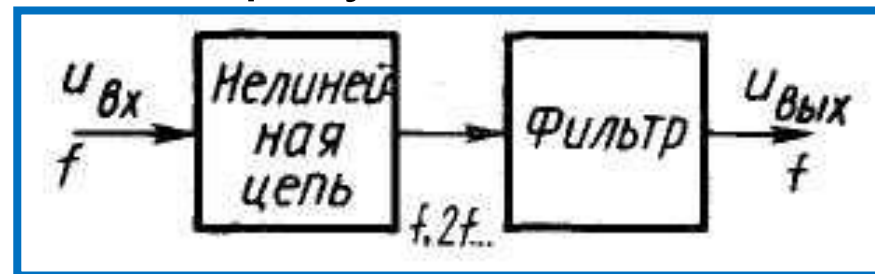
Диаграммы напряжений на входе и выходе АО показаны на Рис.1. Напряжение на выходе АО постоянно по амплитуде, однако его фаза и частота при ограничении практически не изменяются.

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.

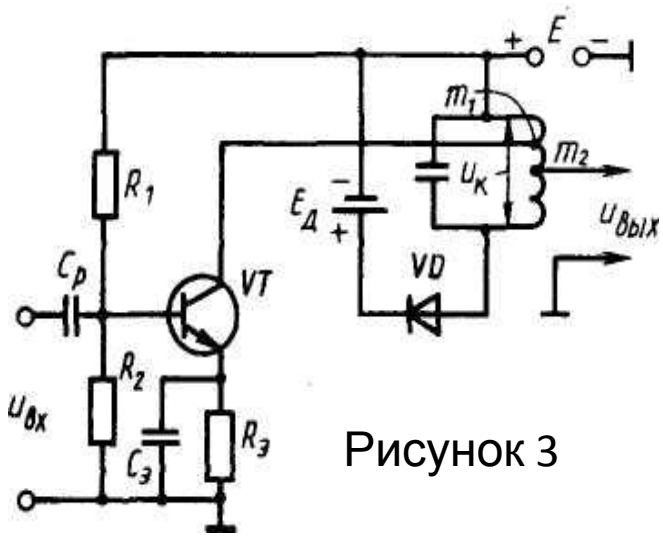


Рисунок 3

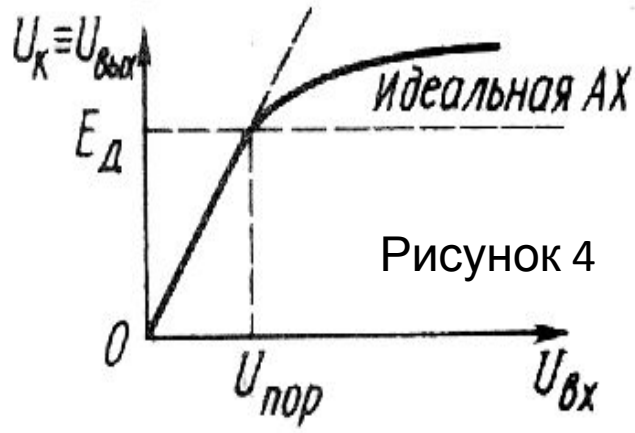


Рисунок 4

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 $U_{вых}$.

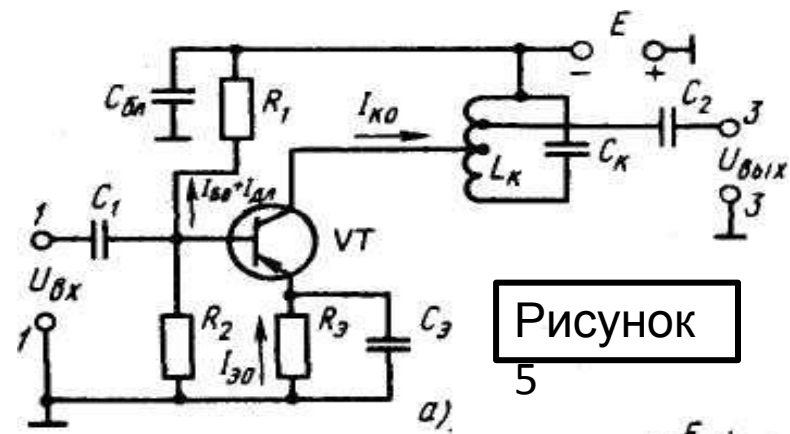
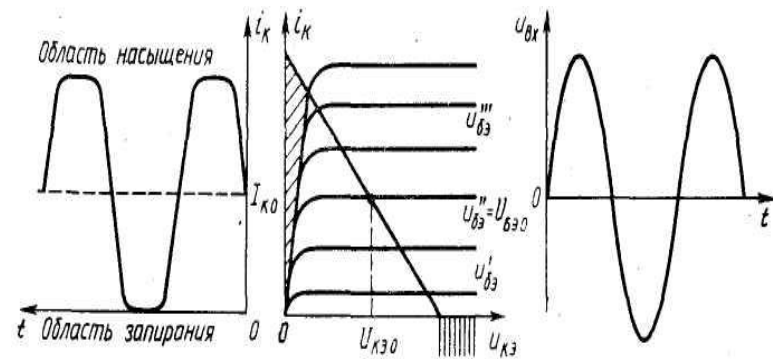
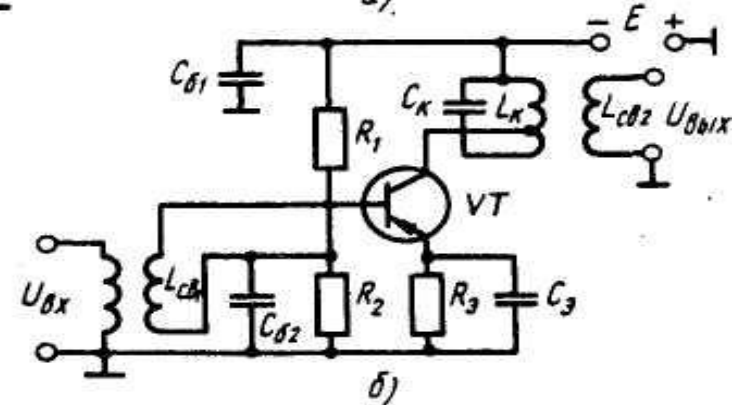


Рисунок 5



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 $i_{20} = i_{10}$.

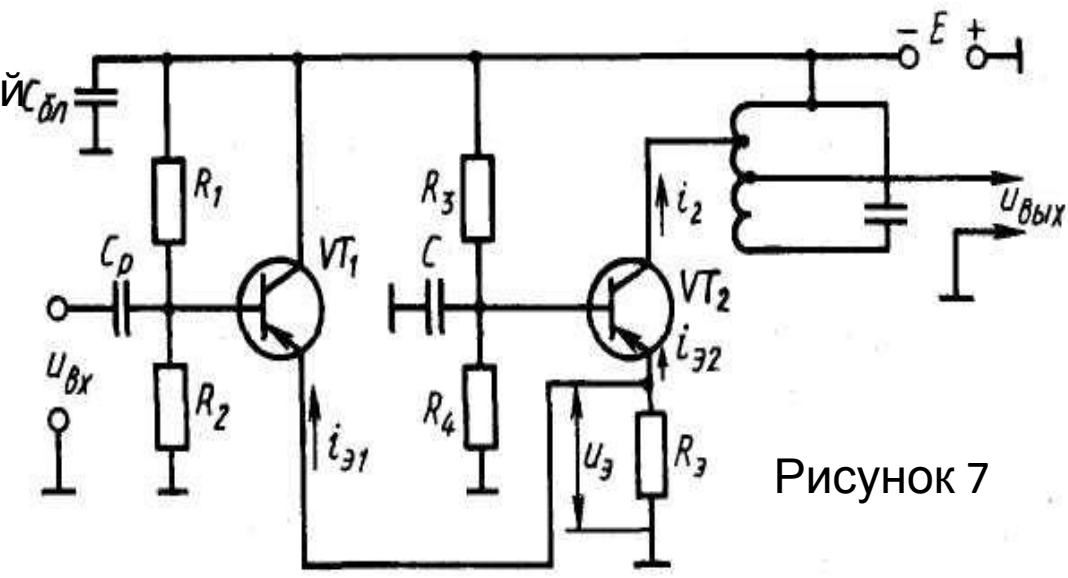


Рисунок 7

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 $U_3 = R_3 (i_{э1} + i_{э2})$. 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 $U_{эx}$ не закроет транзистор VT_1 ; при этом $i_2 = i_{2max}$. Далее при любом увеличении $U_{эx}$ 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 $R_э$.

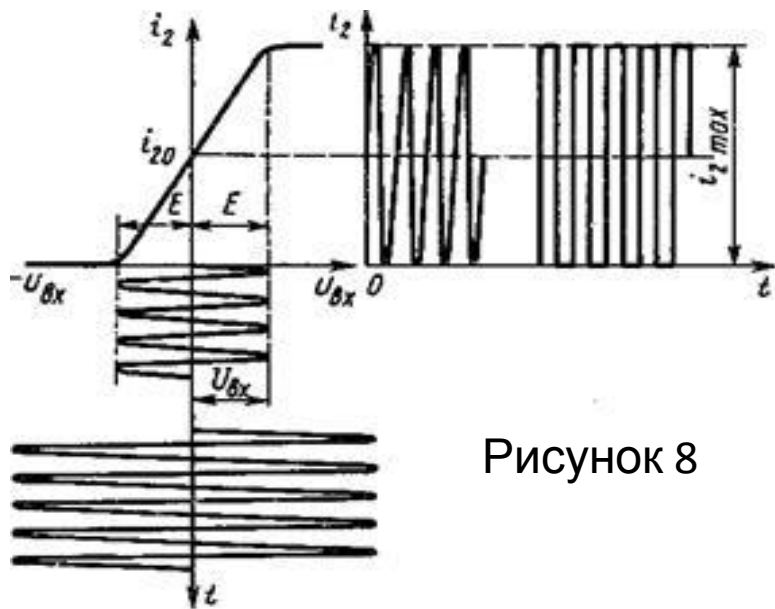


Рисунок 8

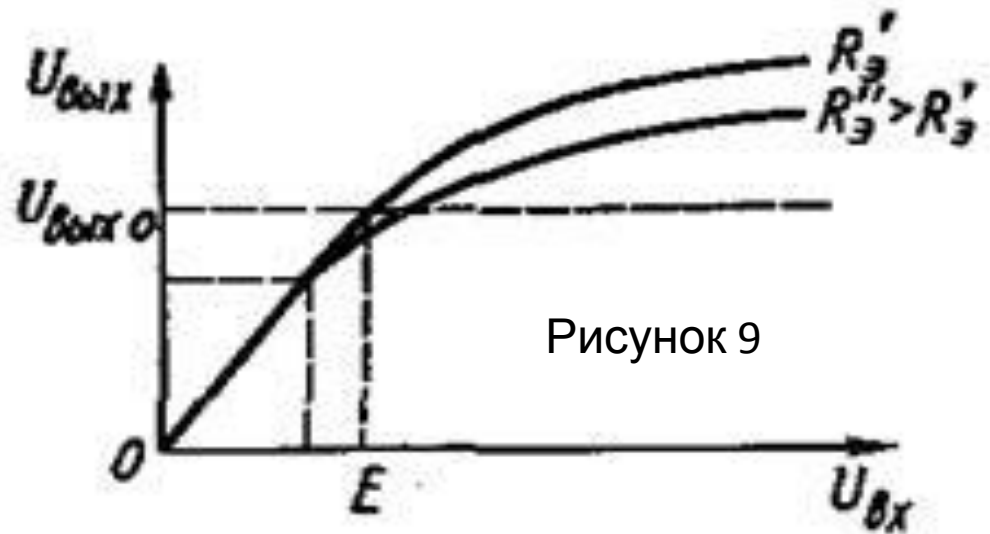


Рисунок 9

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.

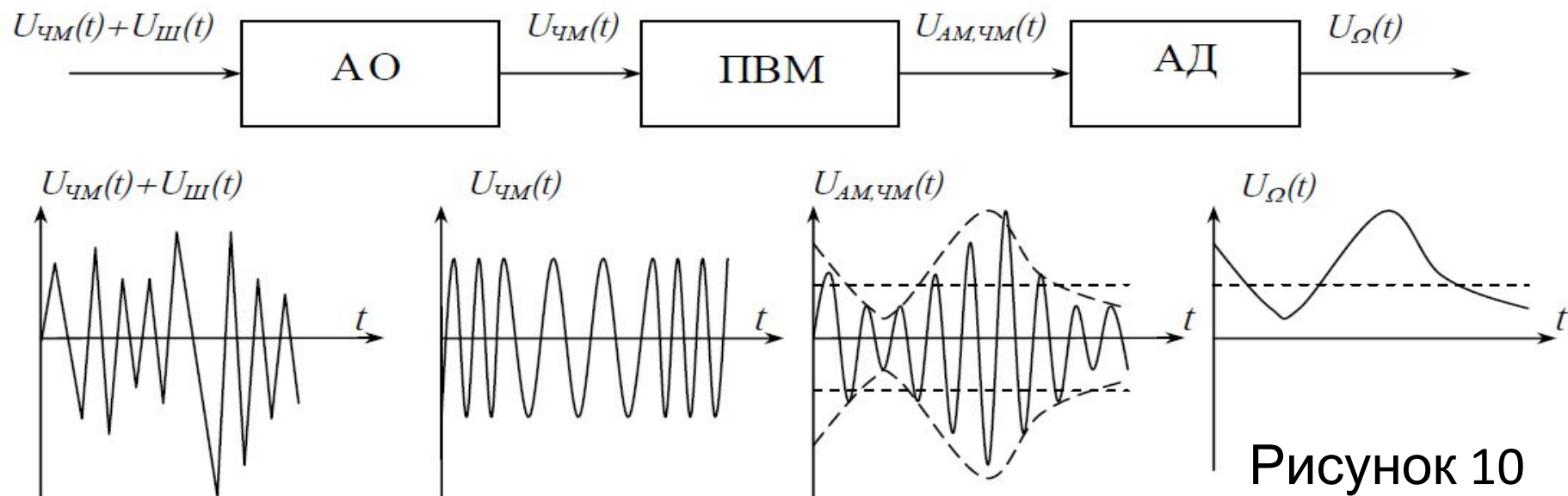
При подаче на вход АД частотно-модулированных колебаний, на выходе получим постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде ЧМК, составляющая модулирующей частоты F будет ликвидирована.

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

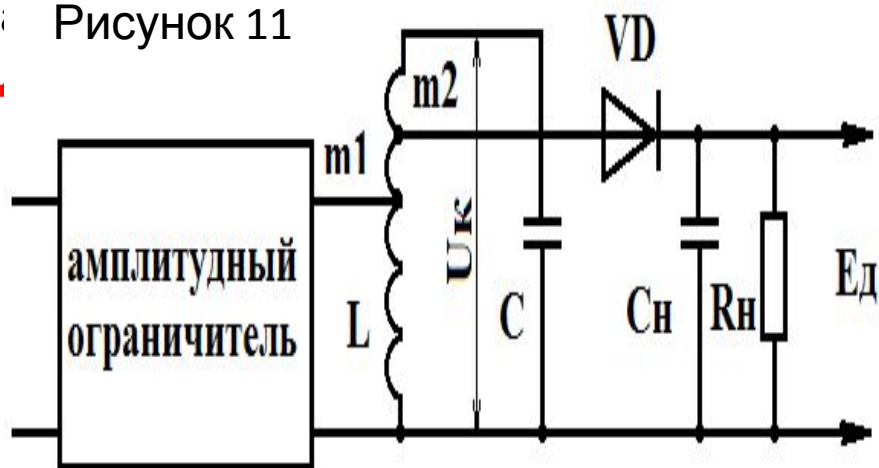
В таких детекторах ЧМ-колебание преобразуется в Амплитудно-Частотно-Модулированное колебание (АЧМ). Резонансные цепи должны быть расстроены относительно несущей частоты f_H . В простейшем случае используется

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

преобразования на контуре уменьшается. Падение сигнала детектируется обычным

Рисунок 11



ост

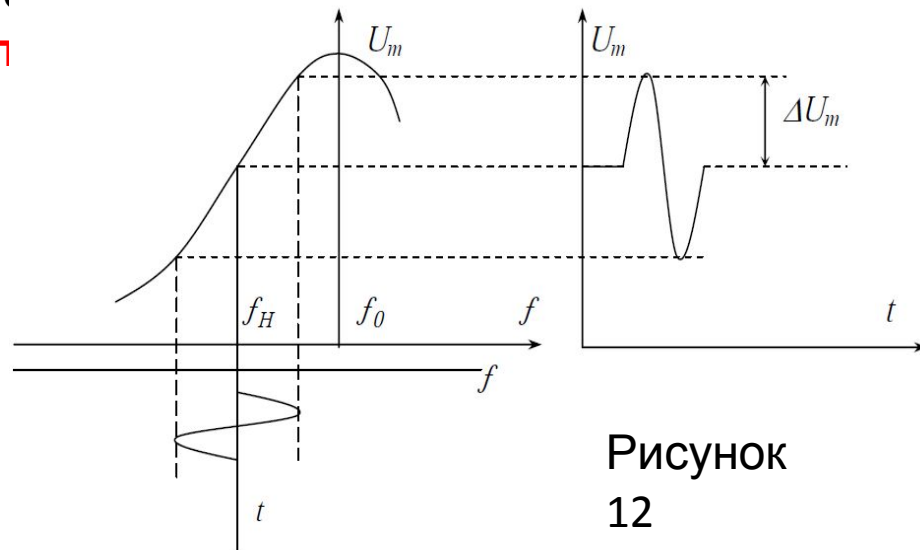


Рисунок 12

- 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 равных

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 ...

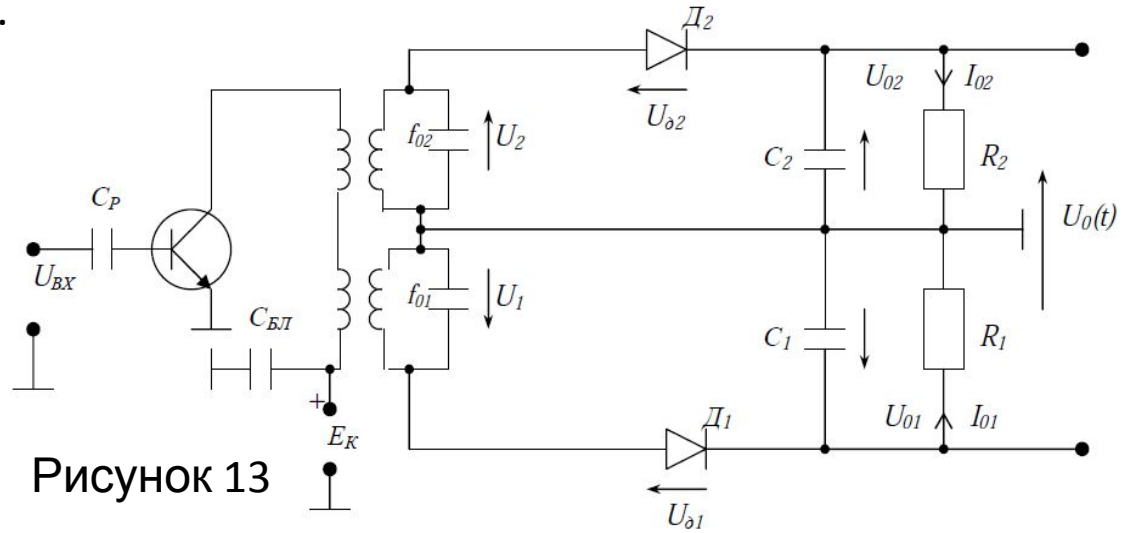


Рисунок 13

Диаграмма, поясняющая работу Балансного ЧД

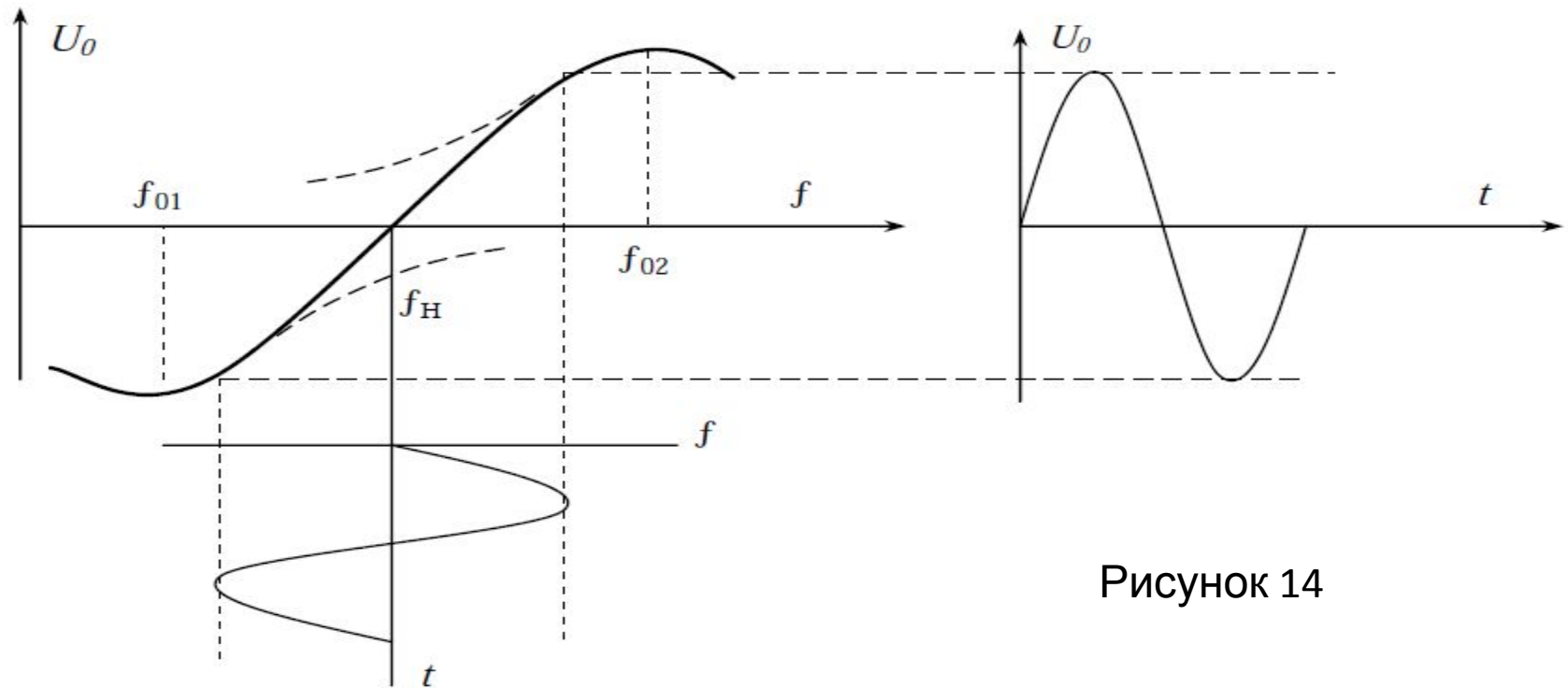


Рисунок 14

- 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

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

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 $1/\omega_c C_{CB} \gg Z_{PK2}$, ток связи i_{CB} опережает \dot{U}_1 на 90° . 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)

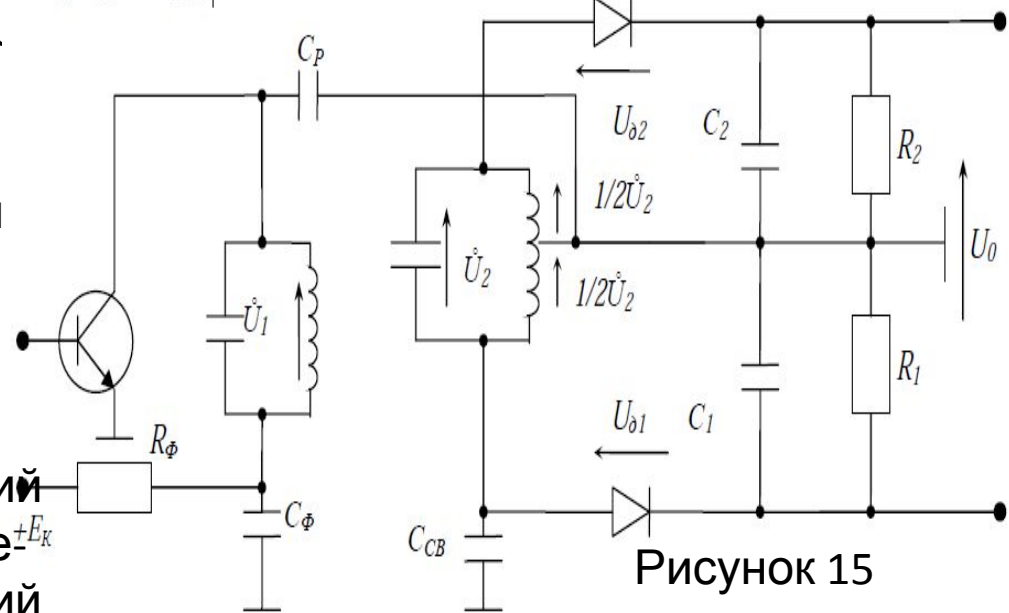


Рисунок 15

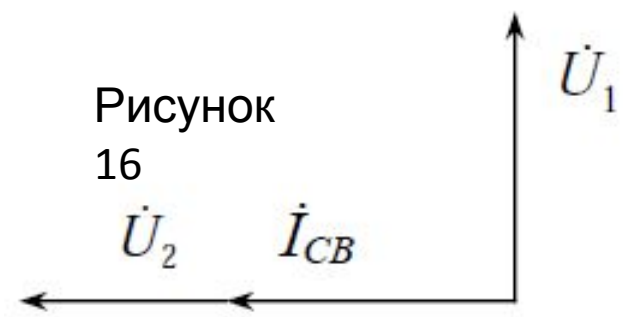


Рисунок 16

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, $U_0 = 0$.

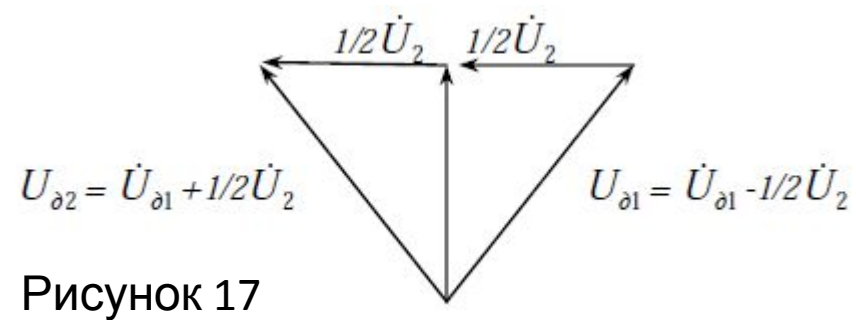
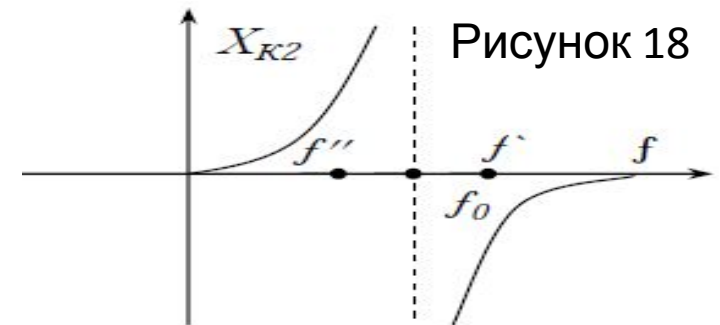


Рисунок 17

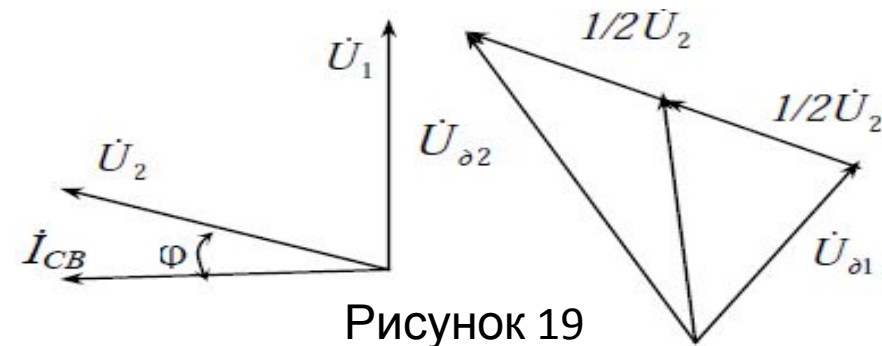
2) $f' < f_0$

Сопротивление Z_{pk2} приобретает активно ёмкостной характер (Рис 18). Соответственно U_2 отстаёт от \dot{I}_{CB} на угол ϕ (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 $U_0 > 0$.



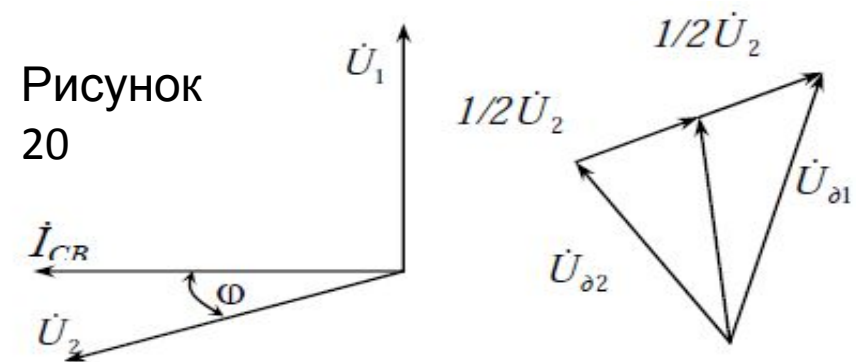
3) $f'' < f_0$

Сопротивление Z_{pk2} приобретает активно-индуктивный характер (Рис. 18);

U_2 опережает \dot{I}_{CB} на угол ϕ (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)

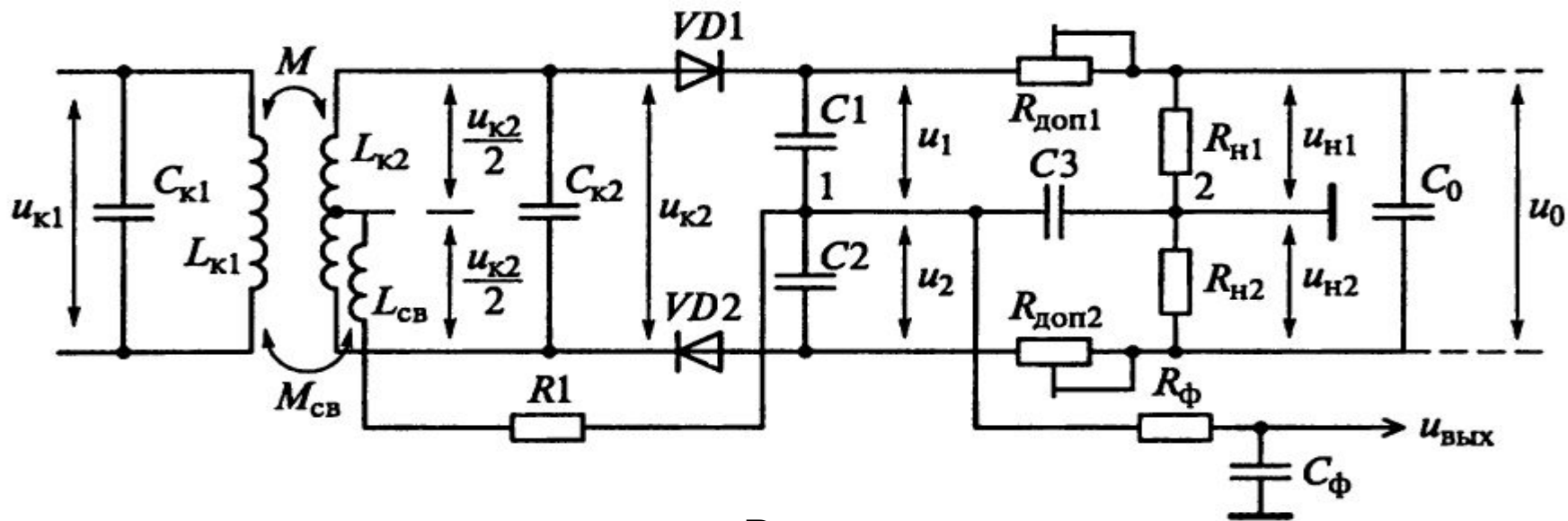


Рисунок 21

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.

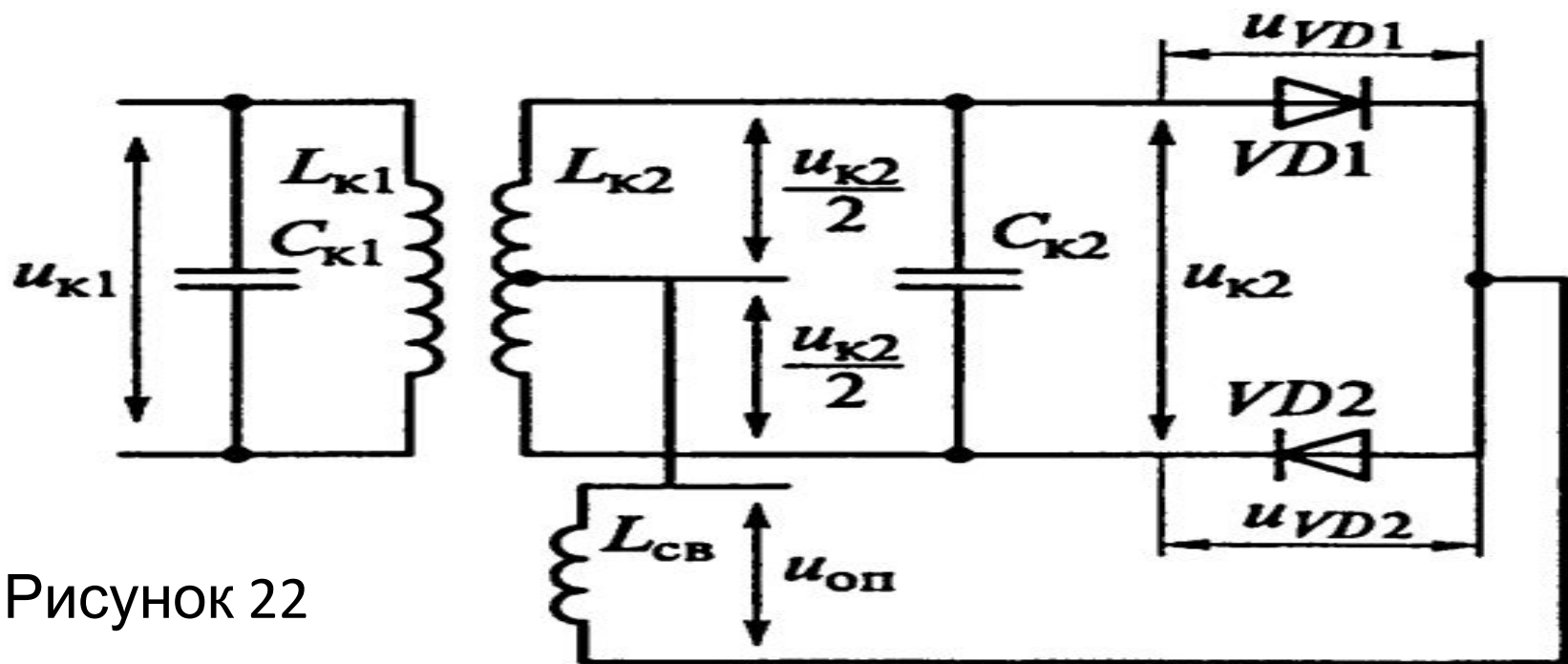


Рисунок 22

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

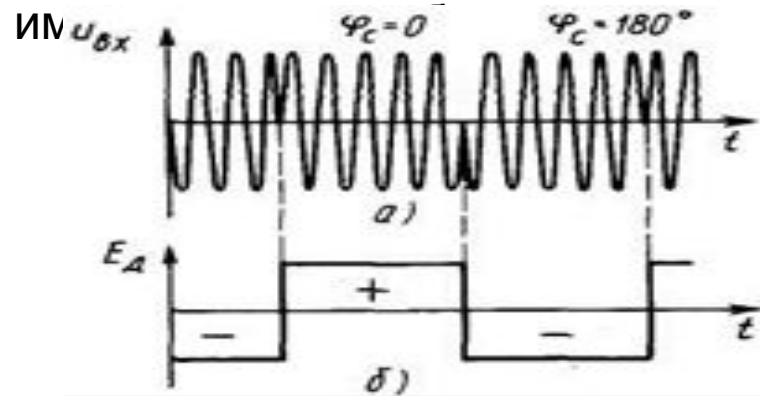


Рисунок 23

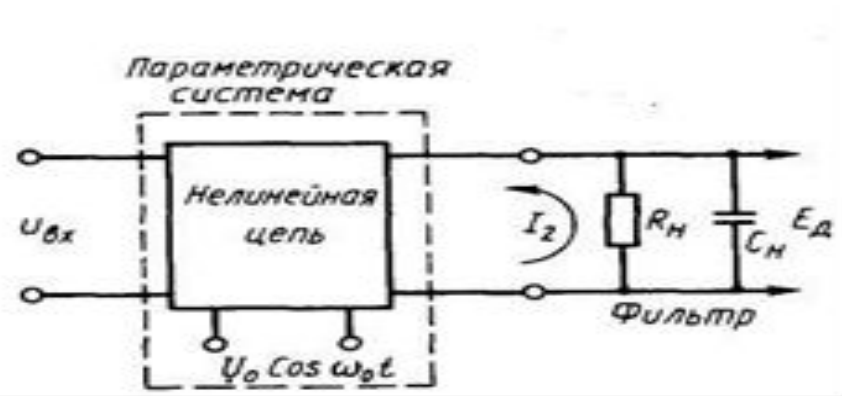


Рисунок 24

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

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

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° . Опорное напряжение при

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

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

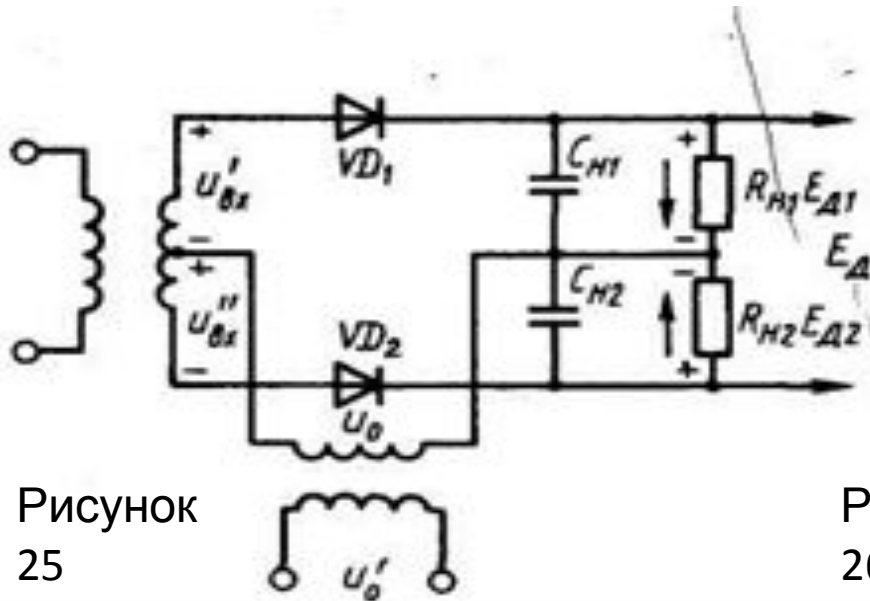


Рисунок
25

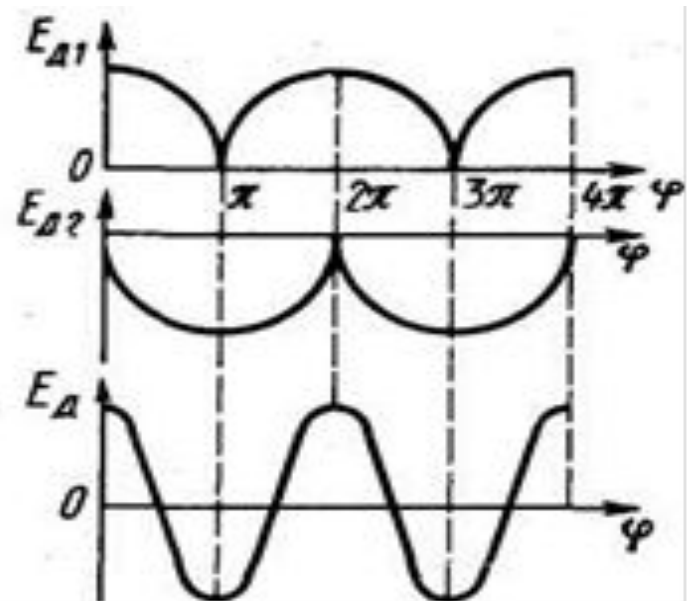


Рисунок
26

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 $U_0 \approx U_{вх}$.

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