

ДЕТЕКТОРЫ

Назначение и основные характеристики

Детекторы (демодуляторы) выделяют информацию из принимаемых сигналов.

Модуляция, представляет собой процесс, при котором известная частота (несущая) объединяется с информационным колебанием.

В результате спектр результирующего колебания – сложный.

В качестве несущего могут быть использованы колебания различной формы (прямоугольные, треугольные и т. д.), однако чаще всего применяются гармонические колебания.

Модуляция дискретным сигналом называется цифровой модуляцией или манипуляцией.

В зависимости от того, какой из параметров несущего колебания изменяется, различают вид модуляции – амплитудная, частотная, фазовая и другие виды модуляций..

$U_{\omega 0} \cos[\omega_c(t) + \varphi_c]$ - исходное несущее колебание,

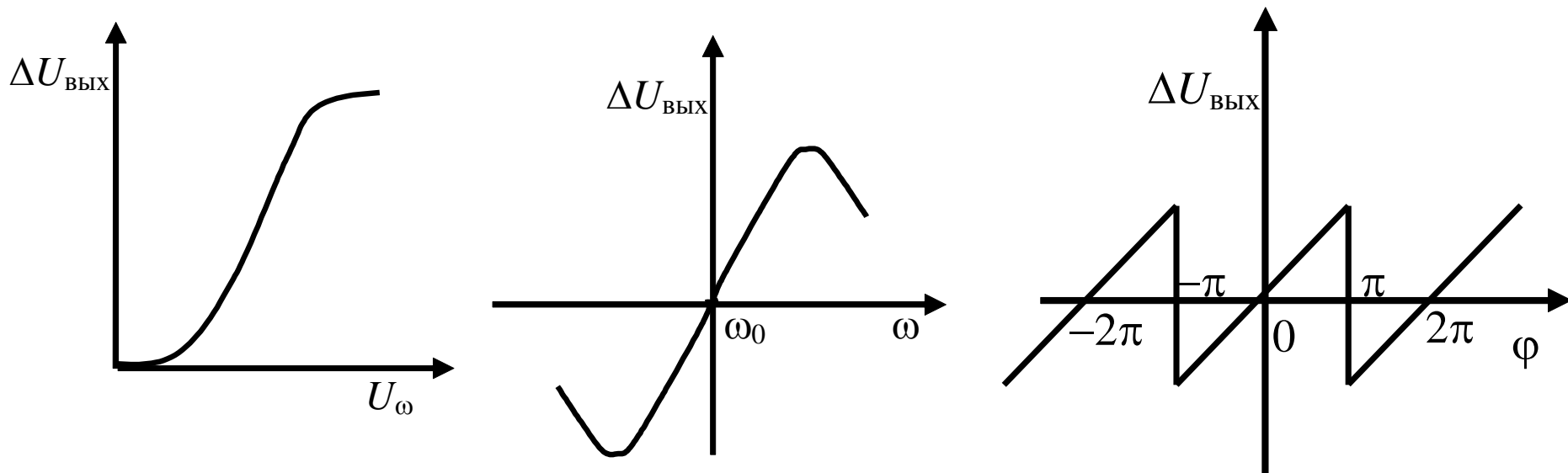
$$u_{\text{ВХ}} = [U_{\omega 0} + \Delta U_{\omega 0}(t)] \cos(\omega_c t + \varphi_c),$$

$$u_{\text{ВХ}} = U_{\omega 0} \cos\{[\omega_c + \Delta\omega(t)]t + \varphi_c\},$$

$$u_{\text{ВХ}} = U_{\omega 0} \cos[\omega_c t + \varphi_c + \Delta\varphi(t)],$$

Различаются амплитудные (АД), частотные (ЧД) и фазовые (ФД) детекторы.

Характеристика детектирования - зависимость изменения $U_{\text{ВЫХ}}$ детектора от изменений модулирующей функции.



Основные характеристики детекторов всех типов

По характеристикам детектирования можно определить:

- коэффициент передачи k_d - производная характеристики детектирования в рабочей точке,
- нелинейные искажения (коэффициент гармоник) за счет нелинейности характеристики детектирования,
- динамический диапазон как интервал изменений аргумента, в котором характеристика детектирования линейна,

Детектор как нагрузку ВЧ-каскадов характеризуют:

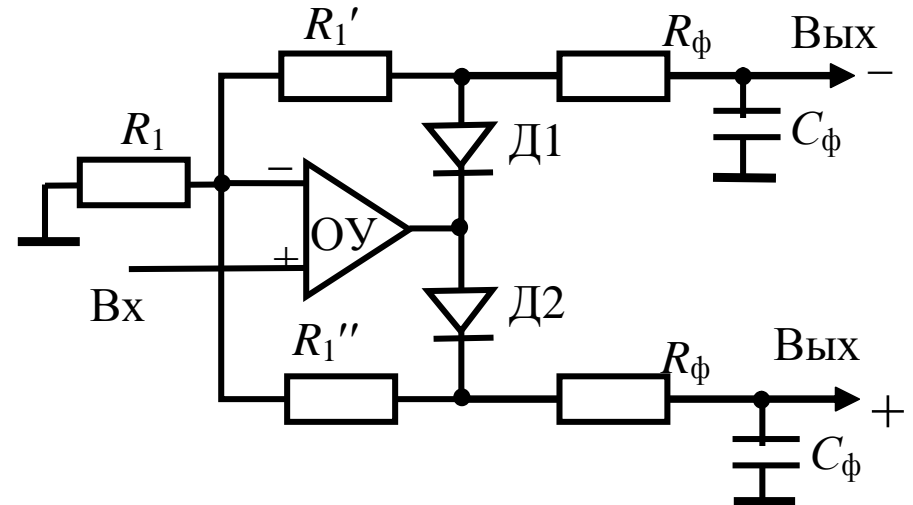
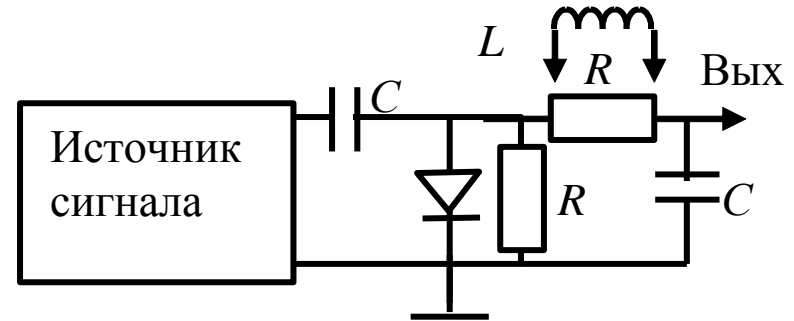
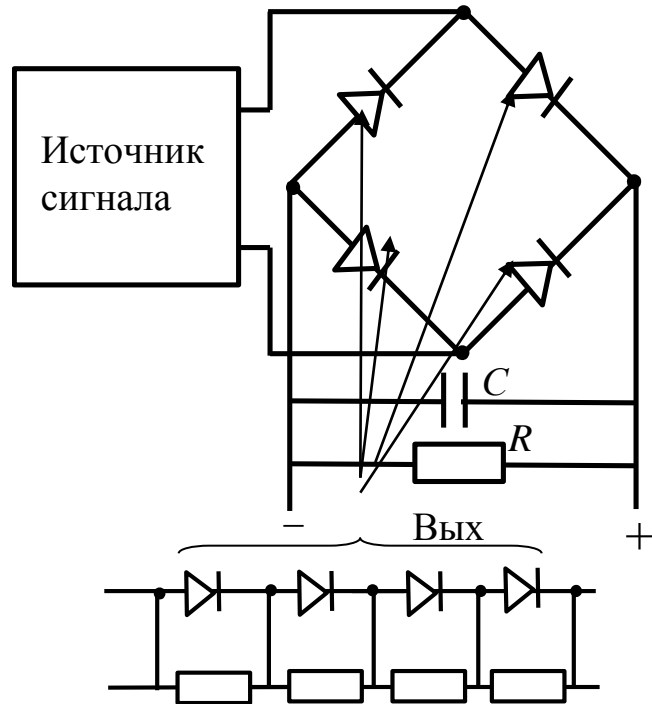
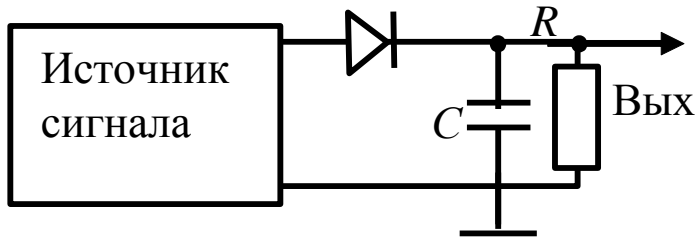
- входным сопротивлением $R_{вх} = U_{\omega} / I_{\omega}$,
- выходным сопротивлением $R_{вых} = U_{\Omega} / I_{\Omega}$ или $R_{вых} = U_{\Omega} / I_{\Omega}$ на частоте модуляции Ω .
- в *динамическом режиме* - амплитудно-частотными (АЧХ и ФЧХ) и переходными характеристики детекторов.

Амплитудные детекторы

Два класса: *Нелинейные* и *перемножительные*.

Схемы нелинейных детекторов

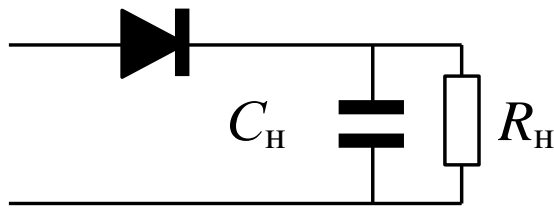
Диодные детекторы



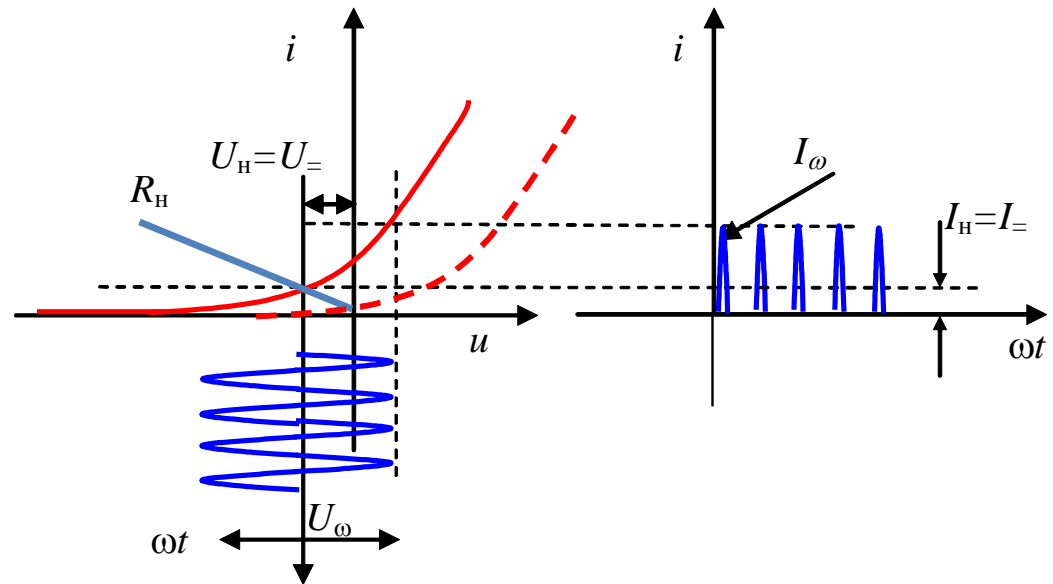
Дет_Д

Дет_ОУ_1

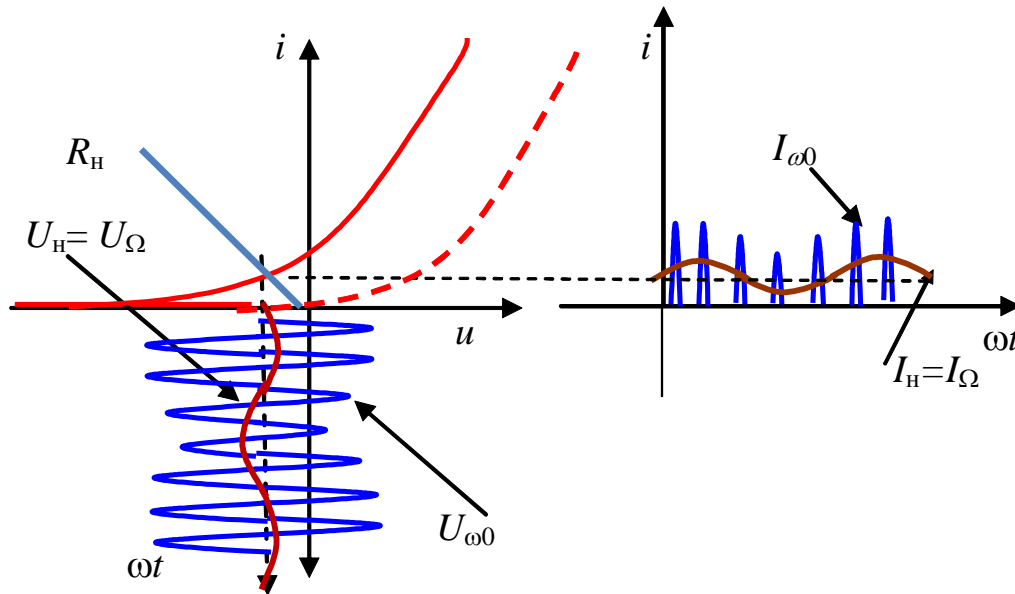
Дет_ОУ_2



U_{BX} не модулированный.
Несущая амплитудой U_{ω}
на частоте ω .



U_{BX} модулированный
частотой Ω .



Ток с частотой Ω протекает
через R_H .

Ток с частотами ω , 2ω и
т.д. через C_H .

Необходимо выполнение
условия:

$$\frac{1}{\omega C_H} \ll R_H \ll \frac{1}{\Omega C_H}$$

$$F_M = 10 \text{ кГц}$$

$$f_H = 10 \text{ МГц}$$

$$R_H = 100 \text{ Ом}$$

$$\frac{1}{\omega C_H} \ll R_H \ll \frac{1}{\Omega C_H}$$

$$C_H \gg \frac{1}{2\pi f_H R_H}$$

$$C_H \gg 0,16 * 10^{-9}$$

$$C_H \ll \frac{1}{2\pi F_H R_H}$$

$$C_H \ll 160 * 10^{-9}$$

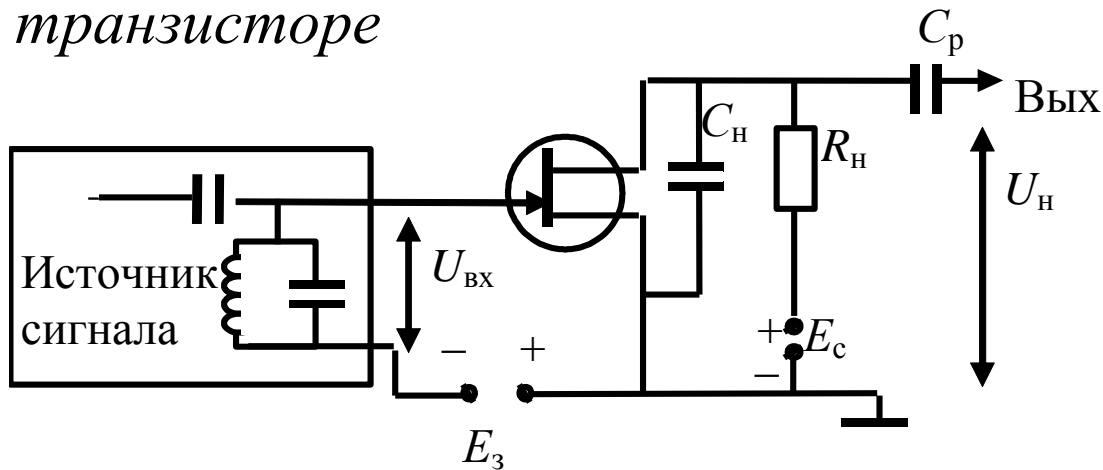
$$C_H = 10 * 10^{-9}$$

АМД

Транзисторные детекторы

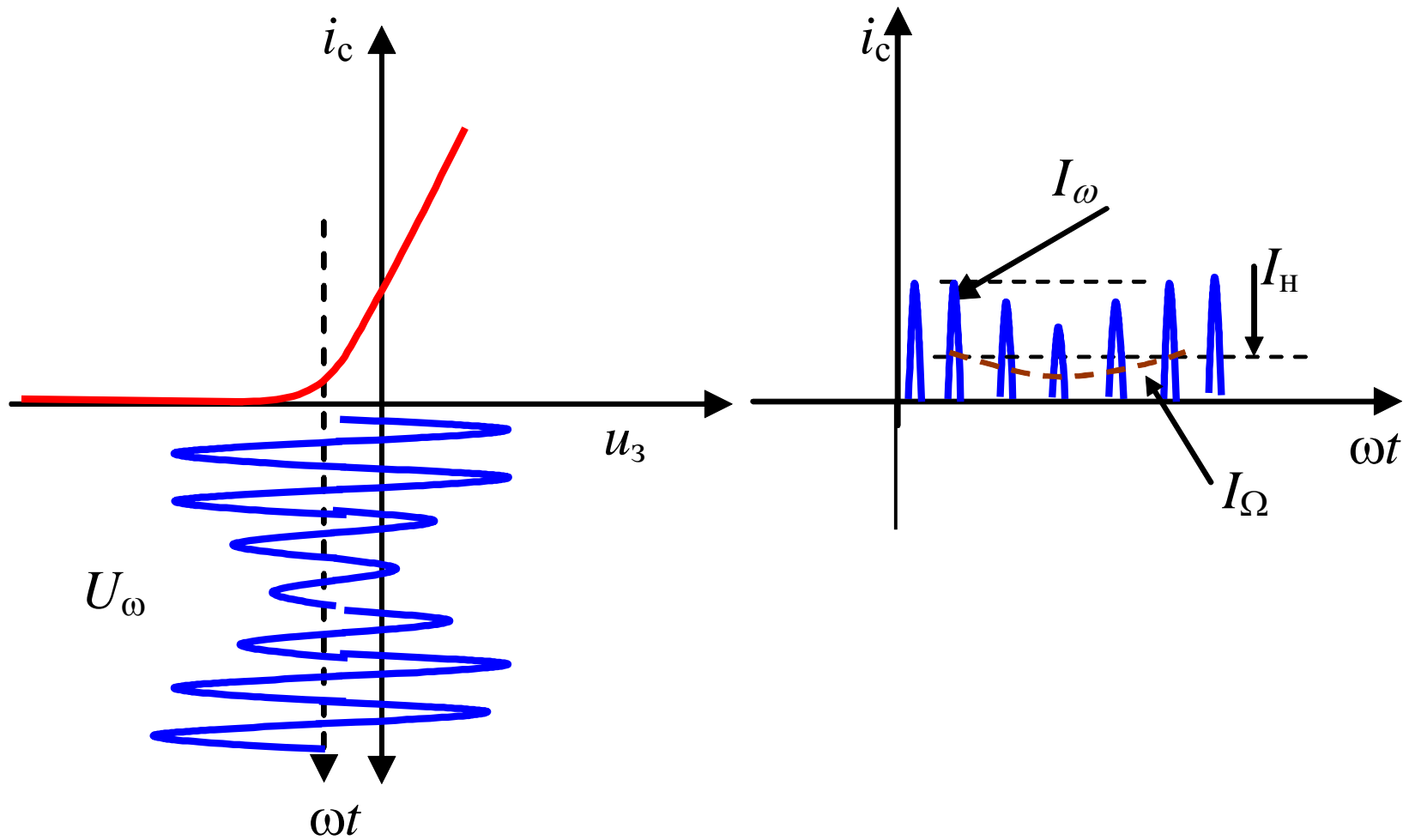
В детекторах на УЭ одновременно с детектированием происходит и усиление.

АМ детектор на *полевом транзисторе*

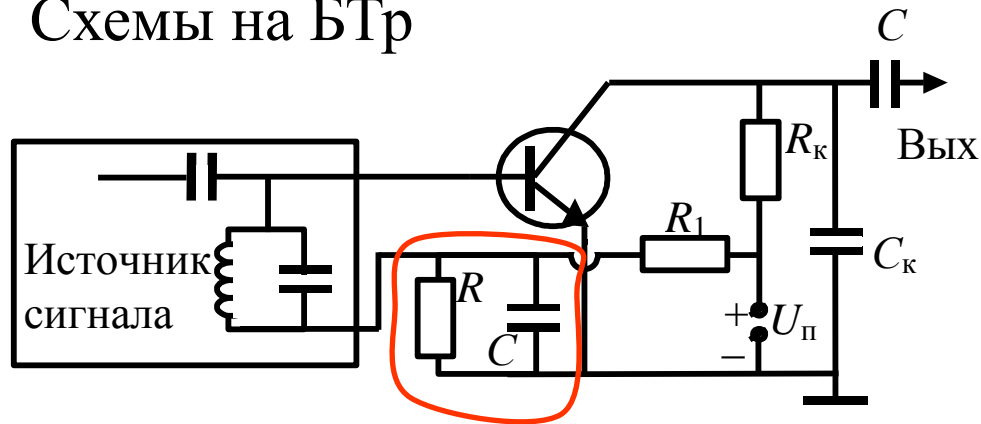


Детектирование
благодаря
нелинейности
проходной
характеристики
 $i_c = f(U_3)$

E_3 создает смещение, при котором T почти заперт. При подачи сигнала в цепи стока появляются импульсы тока. Если есть модуляция, то постоянная составляющая тока в нагрузке медленно меняется и создает U_H . Несущая частота замыкается C_H .

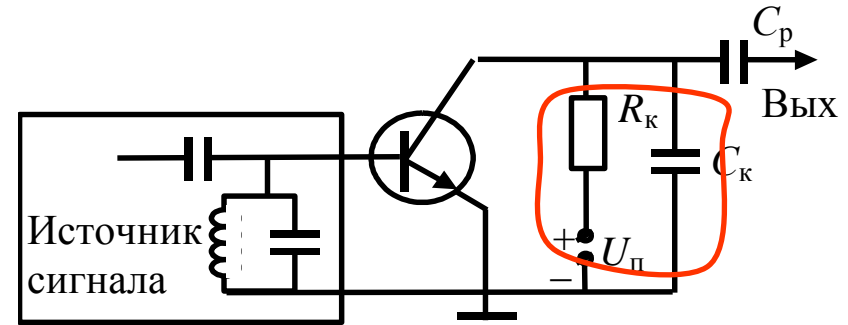


Схемы на БТр



Базовый детектор

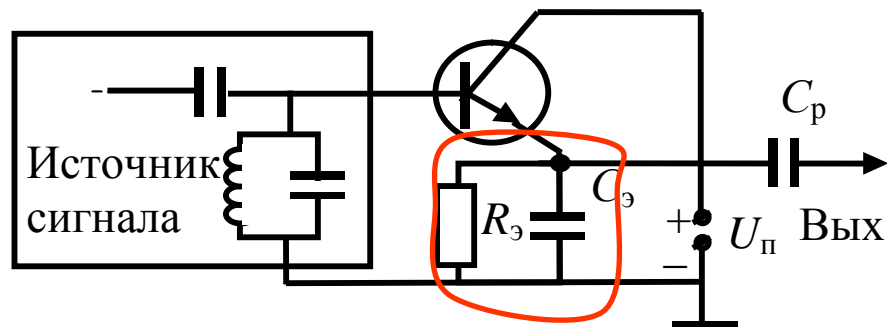
Базовый переход рассматривается как диодный детектор с нагрузкой RC .



Коллекторный детектор

При работе вблизи открытия транзистора на выходе появляется U_{ω} обратно пропорциональное U_{ω} .

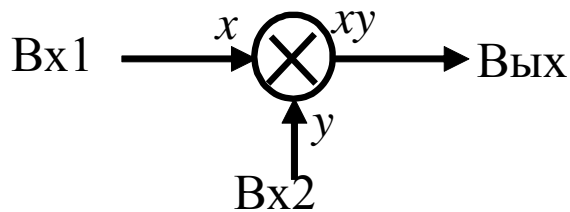
[АМД БПТ](#)



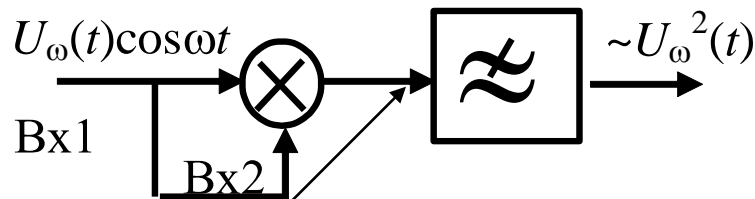
Эмиттерный детектор

Коллекторный ток увеличивается при увеличении U_{ω} за счет увеличения смещение на цепочке $R_э C_э$, запирающее транзистор.

Детекторы перемножительного типа



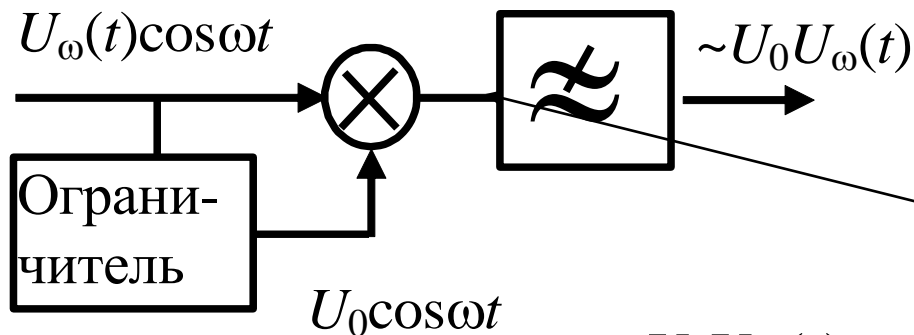
Квадратичный детектор



Результат перемножения $U_{\omega}^2(t)\cos^2(\omega t) = U_{\omega}^2(t) \times \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega t \right)$.

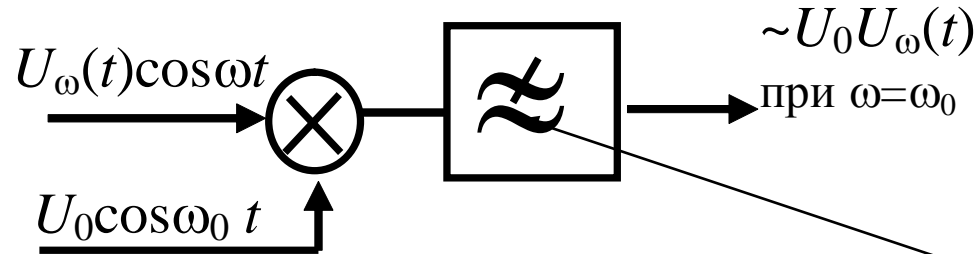
Вклад второго слагаемого подавляется с помощью ФНЧ.

Линейный детектор: один из сомножителей ограничен



$$U_0 U_{\omega}(t) \cos^2(\omega t) = U_0 U_{\omega}(t) \times \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega t \right).$$

Синхронный детектор

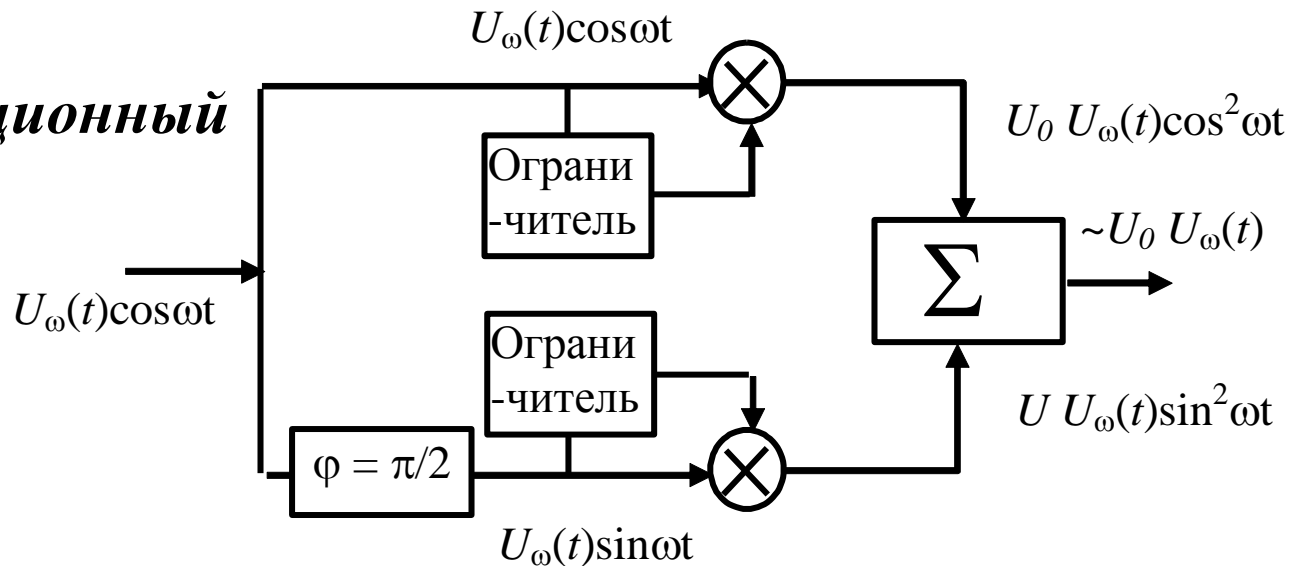


Один из сомножителей
опорный сигнал
 $U_0\cos\omega_0 t$.

$$U_0 U_{\omega}(t) \cos(\omega t) \cos(\omega_0 t) = \frac{U_0 U_{\omega}(t)}{2} \times (\cos(\omega + \omega_0)t + \cos(\omega - \omega_0)t).$$

Выделяются лишь составляющие сигнала, близкие к частоте ω_0 .

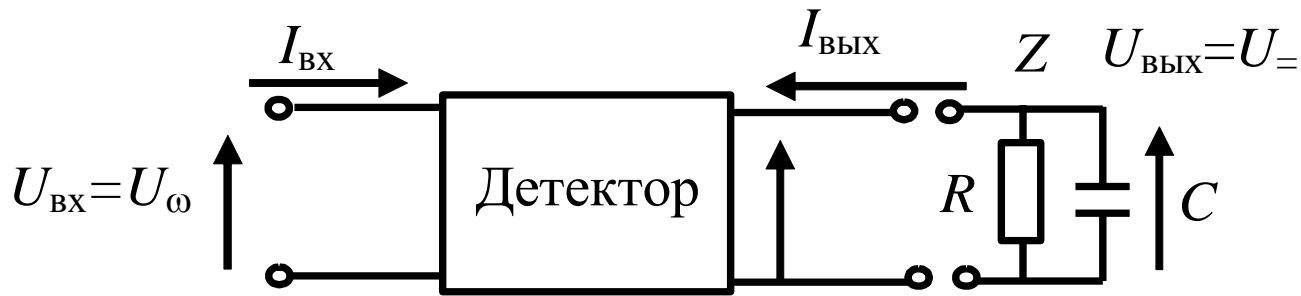
Автокорреляционный детектор



Аналоговый фильтр исключен. Автокорреляционный детектор позволяет подавить составляющие частоты 2ω на выходе.

Нелинейный детектор как четырехполюсник

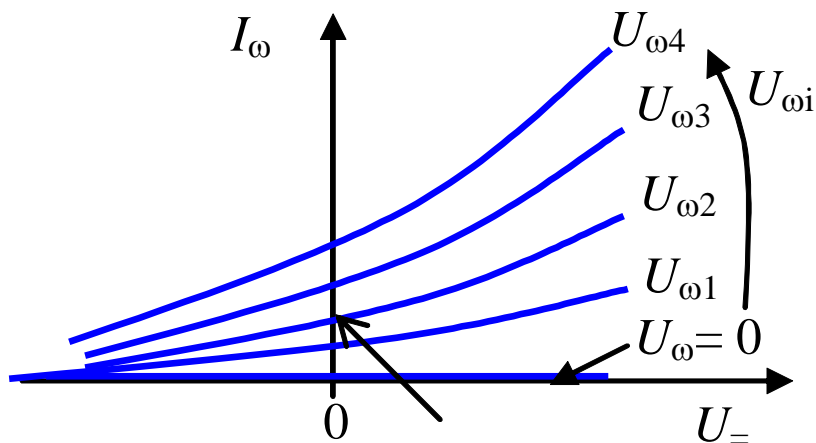
Представим детектор в виде 4-х полюсника с нагрузкой Z



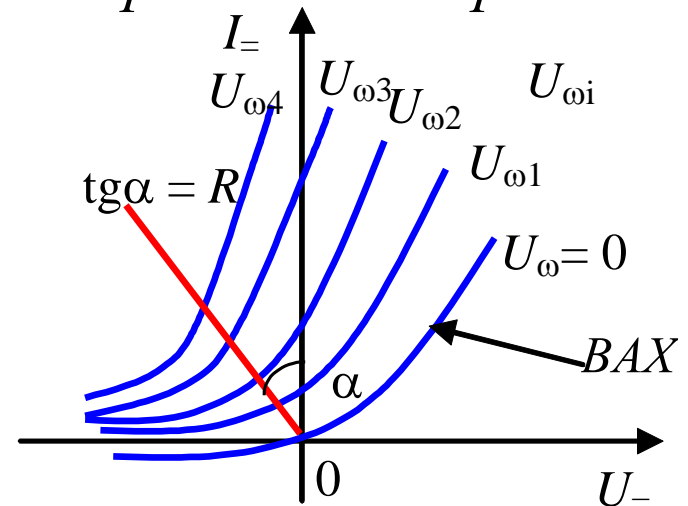
$$I_{\omega} = \varphi_1(U_{\omega}, U_{=}), \quad Z_{\Omega} \text{ и КЗ для } U_{=}.$$

$$I_{=} = \varphi_2(U_{\omega}, U_{=}).$$

$I_{\omega} = \varphi_1(U_{=})$ при $U_{\omega} - \text{const}$ –
колебательная характеристика



$I_{=} = \varphi_2(U_{=})$ при $U_{\omega} - \text{const}$ –
характеристика выпрямления



Для линеализации системы в малой окрестности рабочей точки $(U_{\omega}, U_{=})$ можно записать полные дифференциалы:

$$\begin{cases} dI_{\omega} = \frac{\partial \varphi_1}{\partial U_{\omega}} dU_{\omega} + \frac{\partial \varphi_1}{\partial U_{=}} dU_{=}, \\ dI_{=} = \frac{\partial \varphi_2}{\partial U_{\omega}} dU_{\omega} + \frac{\partial \varphi_2}{\partial U_{=}} dU_{=} \end{cases}$$

Введя обозначения для частных производных, более компактно через Y -параметры:

$$\begin{cases} dI_{\omega} = Y_{11} dU_{\omega} + Y_{12} dU_{=}, \\ dI_{=} = Y_{21} dU_{\omega} + Y_{22} dU_{=} \end{cases}$$

Система приближенно пригодна и для малых конечных приращений Δ переменных.

$$\begin{cases} \Delta I_{\omega} = Y_{11} \Delta U_{\omega} + Y_{12} \Delta U_{=}, \\ \Delta I_{=} = Y_{21} \Delta U_{\omega} + Y_{22} \Delta U_{=} \end{cases}$$

Для АМ-сигнала можно записать для малых комплексных амплитуд входного и выходного I и U с частотой Ω :

$$\Delta U_{\omega} = U_{\omega_0} m \cos \Omega t \rightarrow m \dot{U}_{\omega_0} \quad \Delta U_{=} \rightarrow \dot{U}_{\Omega}, \quad \Delta I_{=} \rightarrow \dot{I}_{\Omega}, \quad \Delta I_{\omega} \rightarrow \dot{\Delta I}_{\omega}.$$

$$\Delta \dot{I}_{\omega} = Y_{11} m \dot{U}_{\omega_0} + Y_{12} \dot{U}_{\Omega} \quad (1)$$

$$\dot{I}_{\Omega} = Y_{21} m \dot{U}_{\omega_0} + Y_{22} \dot{U}_{\Omega} \quad (2)$$

Y -параметры матрицы Y_d внутренних параметров детектора, не зависят от нагрузок, и определяются в режимах КЗ и ХХ на входе или выходе четырехполюсника детектора.

Определение внешних параметров детектора производим с учетом Z_H -нагрузки и Z_r - генератора

$$k_{d_{\Omega}} = \frac{\dot{U}_{\Omega}}{m \dot{U}_{\omega_0}} \quad \text{Из (2) с учетом} \quad \dot{U}_{\Omega} = -Z_H \dot{I}_{\Omega}.$$

$$k_{d_{\Omega}} = -\frac{Y_{21d}}{Y_H + Y_{22d}}$$

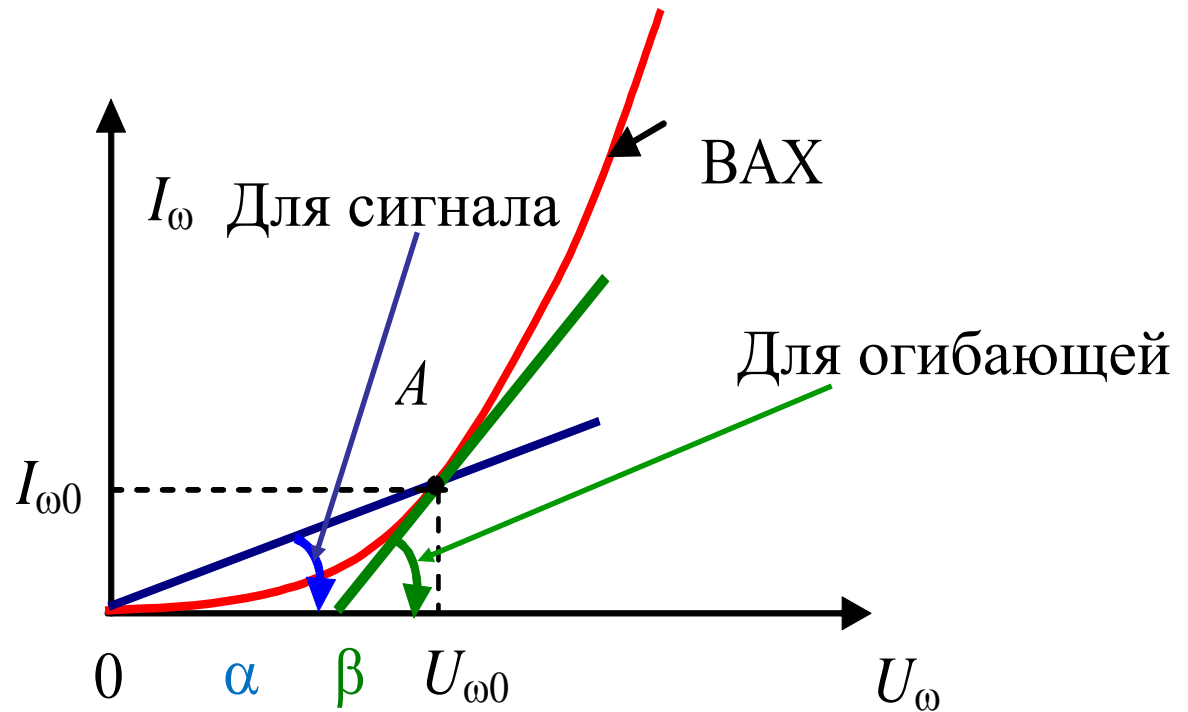
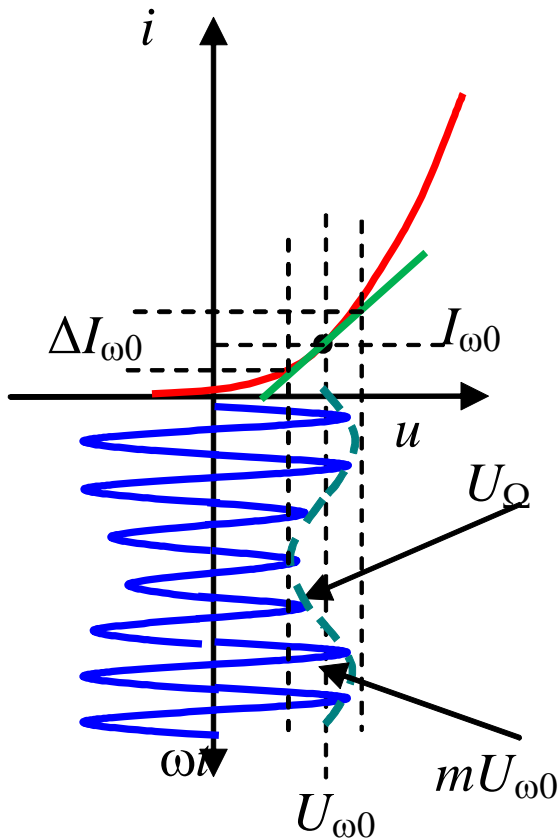
$$Y_{\text{BX}_{\Omega}} = \frac{\Delta \dot{I}_{\omega}}{m \dot{U}_{\omega_0}} \quad \text{Из (1) с учетом } k_{d_{\Omega}}$$

$$Y_{\text{BX}_{\Omega}} = Y_{11d} - \frac{Y_{12d} Y_{21d}}{Y_{22d} + Y_H}$$

$$Y_{\text{ВЫХ}_{\Omega}} = \frac{I_{\Omega}}{U_{\Omega}}$$

$$Y_{\text{вых}_{\Omega}} = Y_{22d} - \frac{Y_{12d} Y_{21d}}{Y_{11d} + Y_r}$$

Пояснение понятия «входная проводимость для огибающей» и входная проводимость на несущей частоте.



Для сигнала

$$Y_{\text{BX}} = \frac{1}{R_{\text{BX}}} = \frac{I_{\omega 0}}{U_{\omega 0}} = \text{tg} \alpha$$

Для огибающей

$$|Y_{\text{BX} \Omega}| = \left| \frac{\Delta \dot{I}_{\omega 0}}{m \dot{U}_{\omega 0}} \right| = \text{tg} \beta$$

Детекторы слабых сигналов (квадратичные детекторы)

Определение выходного тока детектора слабых сигналов

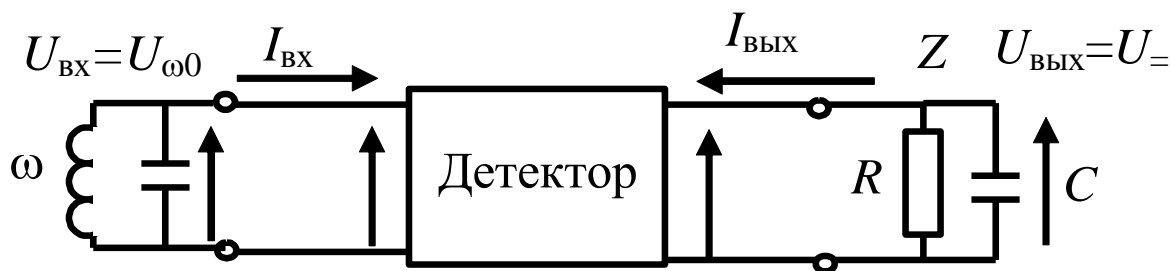
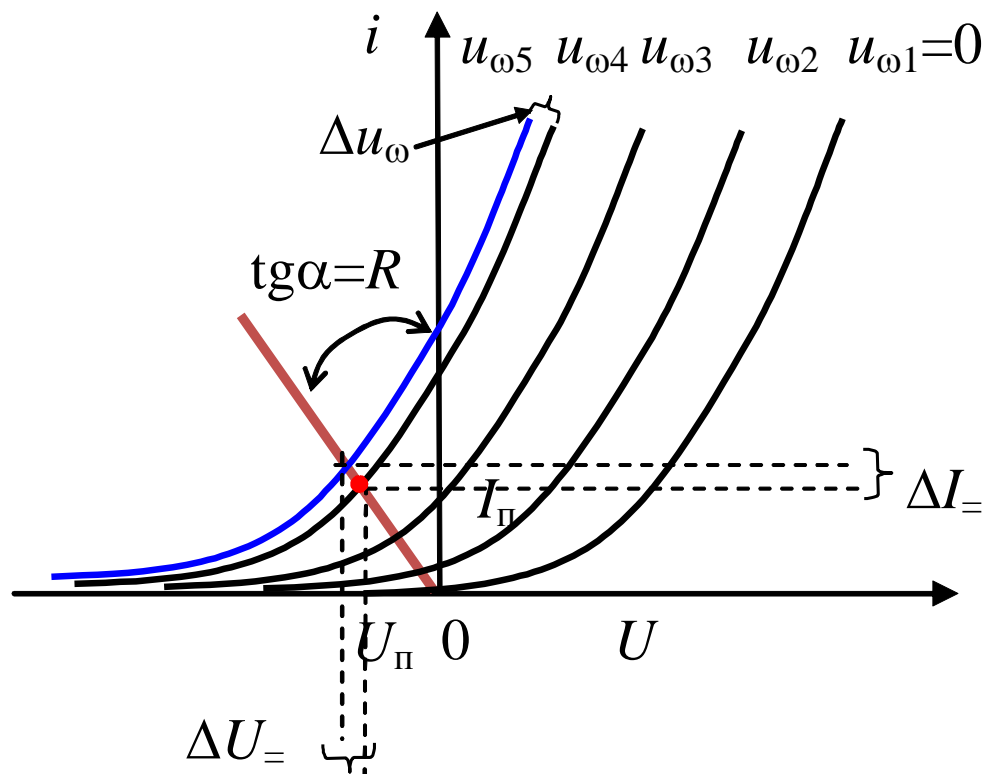


Схема диодного детектора.



ВАХ $i = f(u)$. При подачи на детектор немодулированного $U_{\omega 4}$ рабочая точка находится в точке покоя I_{Π} , U_{Π} .

Детектор будем рассматривать вблизи этой точки для малых приращений ΔU_{ω} и ΔU_{-}
 $\Delta U_{-} = - \Delta I_{-} R$.

Используя выражение полного дифференциала для 2-го уравнения системы: $\Delta I_{\Sigma} = Y_{21d} \Delta U_{\omega} + Y_{22d} \Delta U_{\Sigma} = \Delta I_{1\Sigma} + \Delta I_{2\Sigma}$

Определим $\Delta I_{1\Sigma}$, возникающее за счет ΔU_{ω} .

Уравнение ВАХ $i=f(U)$ для малого приращения ΔU_{ω} представить рядом Тейлора.

Для $\Delta U_{\omega} = U_{\omega} \sin(\omega t)$ уравнение ВАХ $i=f(U_{\Pi} + \Delta U_{\omega})$ для первых членов ряда Тейлора:

$$i = f(U_{\Pi} + \Delta U_{\omega}) = f(U_{\Pi}) + \underbrace{f'(U_{\Pi}) U_{\omega} \sin \omega t}_{I_{\text{ВХ}}} + \underbrace{1/2 f''(U_{\Pi}) U_{\omega}^2 \sin^2 \omega t}_{I_{\omega}} + \dots$$

Амплитуда переменной составляющей $I_{\text{ВХ}} = I_{\omega} = f'(U_{\Pi}) U_{\omega}$

Для выделения I_{Σ} из слагаемого используем: $\sin^2 x = \frac{1 - \cos 2x}{2}$

Постоянная составляющая тока диода: $I_{\Sigma} = f(U_{\Pi}) + \underbrace{(1/4) f''(U_{\Pi}) U_{\omega}^2}_{I_{1\Sigma}}$

Приращение тока относительно тока покоя: $\Delta I_{1\Sigma} = (1/4) f''(U_{\Pi}) U_{\omega}^2$

Найдем приращение $\Delta I_{2=}$ за счет малого $\Delta U_{=}$, разложив в ряд ВАХ:
 $I_{=}=f(U_{=})=f(U_{\Pi}+\Delta U_{=})$, используя только первые два члена:

$$I_{=}\cong f(U_{\Pi})+f'(U_{\Pi})\Delta U_{=}, \quad \text{т. е.} \quad \Delta I_{2=}=f'(U_{\Pi})\Delta U_{=}.$$

$$\Delta I_{=}=Y_{21d}\Delta U_{\omega}+Y_{22d}\Delta U_{=}=\Delta I_{1=}+\Delta I_{2=}$$

$$\Delta I_{=}=\frac{1}{4}f''(U_{\Pi})U_{\omega}^2+f'(U_{\Pi})\Delta U_{=}$$

$$\text{Т.к. } \Delta U_{=}= -R\Delta I_{=}, \quad \Delta I_{=}=\frac{1}{4}f''(U_{\Pi})U_{\omega}^2-f'(U_{\Pi})R\Delta I_{=}$$

$$\Delta I_{=}=\frac{\frac{1}{4}f''(U_{\Pi})U_{\omega}^2}{1+f'(U_{\Pi})R}.$$

$$\Delta I_{=}=\frac{A}{R}U_{\omega}^2.$$

$$A=\frac{f''(U_{\Pi})R}{4(1+f'(U_{\Pi})R)}$$

При малых U_{ω} характеристика детектирования является квадратичной для любого вида ВАХ.

Определение внутренних Y детекторов слабых сигналов

Y-параметры определяют через частные производные при КЗ на входе и выходе.

$$\begin{cases} dI_{\omega} = Y_{11}dU_{\omega} + Y_{12}dU_{=}, \\ dI_{=} = Y_{21}dU_{\omega} + Y_{22}dU_{=} \end{cases}$$

Из первого уравнения
этой системы и учетом
 $I_{\omega} = f'(U_{\Pi})U_{\omega}$

$$Y_{11d} = \left. \frac{\partial I_{\omega}}{\partial U_{\omega}} \right|_{\Delta U_{=} = 0} = f'(U_{\Pi});$$

$$Y_{12d} = \left. \frac{\partial I_{\omega}}{\partial U_{=}} \right|_{U_{\omega} = 0} = U_{\omega} f''(U_{\Pi});$$

Из второго уравнения
системы и учетом:

$$\Delta I_{=} = \frac{1}{4} f''(U_{\Pi})U_{\omega}^2 + f'(U_{\Pi})\Delta U_{=}$$

$$Y_{21d} = \left. \frac{\partial I_{=}}{\partial U_{\omega}} \right|_{\Delta U_{=} = 0} = \frac{1}{2} f''(U_{\Pi})U_{\omega};$$

$$Y_{22d} = \left. \frac{\partial I_{=}}{\partial U_{=}} \right|_{U_{\omega} = 0} = f'(U_{\Pi}).$$

Определение внешних параметров квадратичного детектора

1. Коэффициент

передачи детектора для
немодулированного
сигнала

$$k_{d=} = \frac{|U_{=}|}{U_{\omega}} = \frac{|\Delta I_{=} R|}{U_{\omega}} \quad \Delta I_{=} = \frac{A}{R} U_{\omega}^2.$$

$$k_{d=} = A U_{\omega}, \quad \text{где} \quad A = \frac{1}{4} \frac{f''(U_{\Pi}) R}{1 + f'(U_{\Pi}) R}.$$

2. Входное сопротивление

$$R_{\text{BX}} = \frac{U_{\omega}}{I_{\omega}} = \frac{U_{\omega}}{f'(U_{\Pi}) U_{\omega}}.$$

$$R_{\text{BX}} = \frac{1}{f'(U_{\Pi})}.$$

3. Входная проводимость для огibaющей:

$$Y_{\text{BX}\Omega} = Y_{11d} - \frac{Y_{12d} Y_{21d}}{Y_{22d} + \frac{1}{R}} =$$

$$= f'(U_{\Pi}) - \frac{\frac{1}{2} (f''(U_{\Pi}) U_{\omega})^2}{\frac{1}{R} + f'(U_{\Pi})} \cong f'(U_{\Pi})$$

$$Y_{\text{BX}\Omega} \cong f'(U_{\Pi})$$

4. Коэффициент нелинейных искажений

$$\nu = \frac{\sqrt{U_{\text{ВЫХ}2\Omega}^2 + U_{\text{ВЫХ}3\Omega}^2 + \dots}}{U_{\text{ВЫХ}\Omega}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}2\Omega}}{U_{\text{ВЫХ}\Omega}} = \frac{I_{2\Omega}}{I_{\Omega}}.$$

Для АМ-сигналов $U_{\omega} = U_{\omega 0}(1 + m \cos \Omega t)$

$$\begin{aligned} \Delta I_{\omega} &= \frac{A}{R} U_{\omega}^2 = \frac{A}{R} U_{\omega 0}^2 (1 + m \cos \Omega t)^2 = \\ &= \frac{A}{R} U_{\omega 0}^2 + \underbrace{\frac{2A}{R} U_{\omega 0}^2 m \cos \Omega t}_{I_{\Omega}} + \underbrace{\frac{A}{R} U_{\omega 0}^2 m^2 \cos^2 \Omega t}_{I_{2\Omega}}. \end{aligned}$$

$\cos^2 x = \frac{1 + \cos 2x}{2}$

Выделим составляющие тока с частотами Ω и 2Ω :

$$I_{\Omega} = \frac{A}{R} U_{\omega 0}^2 2m, \quad I_{2\Omega} = \frac{A}{R} U_{\omega 0}^2 \frac{m^2}{2}, \quad \frac{I_{2\Omega}}{I_{\Omega}} = \frac{m}{4}, \quad \boxed{\nu = \frac{m}{4}}.$$

5. Коэффициент передачи АМ-сигнала

$$k_{d\Omega} = \left| \frac{U_{\Omega}}{m U_{\omega 0}} \right| = \left| \frac{R I_{\Omega}}{m U_{\omega 0}} \right| = 2A U_{\omega 0}$$

$$\boxed{k_{d\Omega} = 2k_{d=}}.$$

Для квадратичного детектора (детектора слабых сигналов) справедливы следующие соотношения:

$$k_{d=}=AU_{\omega},$$

$$k_{d\Omega}=2k_{d=}.$$

$$R_{\text{BX}}=\frac{U_{\omega}}{I_{\omega}}=\frac{1}{f'(U_{\Pi})}.$$

$$Y_{\text{BX}\Omega}\cong f'(U_{\Pi})$$

АМД_квад

$$\nu=\frac{m}{4}$$

Чувствительность квадратичных детекторов

Чувствительность детекторов в зависимости от входного сопротивления регистрирующего прибора определяется:

$$\gamma_I = \frac{\Delta I_{=K3}}{P_{BX}}, \quad \text{А/Вт} \quad [1/\text{В}] \text{ при низкоомном регистр. приборе}$$

$$\gamma_U = \frac{\Delta U_{=XX}}{P_{BX}}, \quad \text{В/Вт} \quad [1/\text{А}] \text{ при высокоомном регистрир. приборе}$$

$$\Delta I_{=K3} = \Delta I|_{R=0}, \quad \Delta U_{=XX} = \Delta U|_{R=\infty}$$

Входная мощность

$$P_{BX} = \frac{U_{\omega}^2}{2R_{BX}} = \frac{1}{2} U_{\omega}^2 f'(U_{\Pi}).$$

Коэффициент 2 в знаменателе учитывает, что U_{ω} – амплитуда, а не эффективное значение напряжения

Найдем ΔI_{K3} используя:

$$\Delta I_{=} = \frac{\frac{1}{4} f''(U_{\Pi}) U_{\omega}^2}{1 + f'(U_{\Pi}) R}$$

$$\Delta I_{=K3} = \lim_{R \rightarrow 0} \Delta I_{=}, \quad \Delta I_{=K3} = \lim_{R \rightarrow 0} \frac{1}{4} \frac{f''(U_{\Pi}) U_{\omega}^2}{1 + f'(U_{\Pi}) R} = \frac{1}{4} f''(U_{\Pi}) U_{\omega}^2,$$

$$\Delta U_{=XX} = \lim_{R \rightarrow \infty} \Delta U_{=} |$$

$$\Delta U_{=XX} = \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{1}{4} \Delta I_{=} R = \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{1}{4} \frac{f''(U_{\Pi}) U_{\omega}^2 R}{1 + f'(U_{\Pi}) R} = \frac{1}{4} \frac{f''(U_{\Pi})}{f'(U_{\Pi})} U_{\omega}^2.$$

$$P_{\text{BX}} = \frac{1}{2} U_{\omega}^2 f'(U_{\Pi}).$$

$$\gamma_I = \frac{\Delta I_{=K3}}{P_{\text{BX}}}, \quad \text{A/BT}$$

$$\gamma_I = \frac{1}{2} \frac{f''(U_{\Pi})}{f'(U_{\Pi})}, \quad \text{B}^{-1};$$

$$\gamma_U = \frac{\Delta U_{=XX}}{P_{\text{BX}}}, \quad \text{B/BT}$$

$$\gamma_U = \frac{1}{2} \frac{f''(U_{\Pi})}{f'^2(U_{\Pi})}, \quad \text{A}^{-1}.$$

Чувствительность растёт с увеличением кривизны и уменьшением крутизны ВАХ.

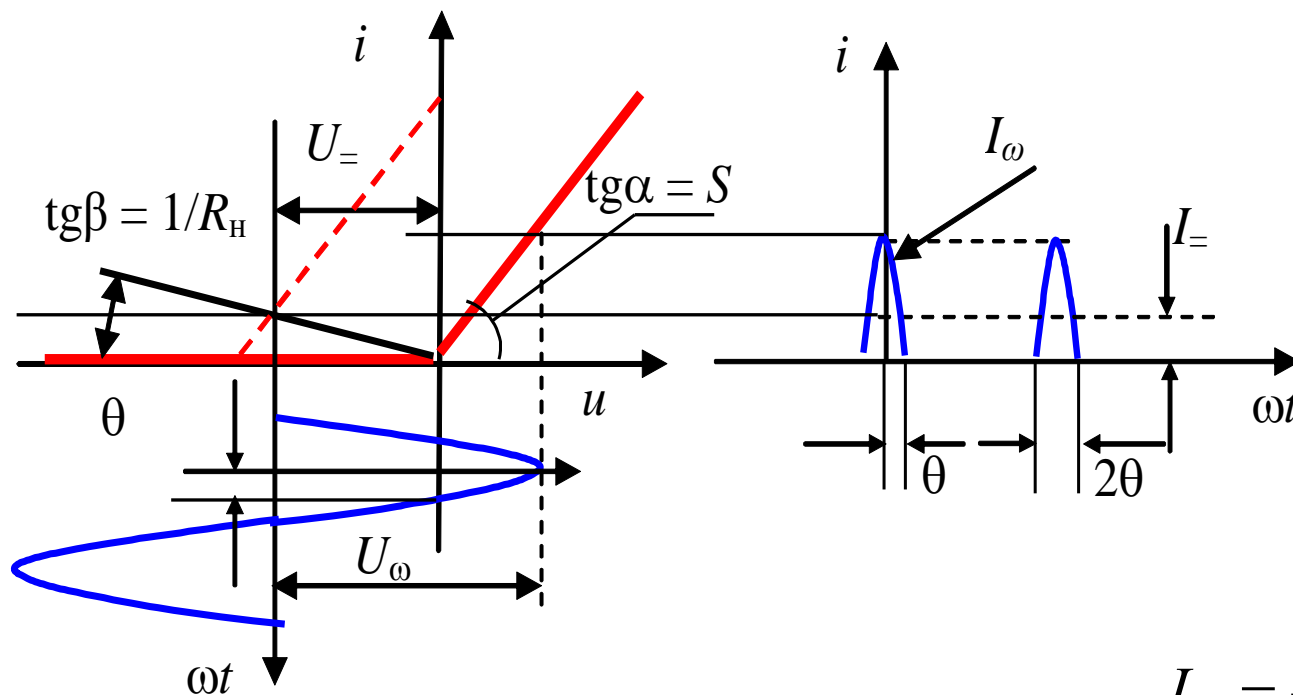
Наибольшей чувствительностью детектор обладает в точке, где отношение кривизны ВАХ к ее крутизне максимально.

Диодный детектор сильных сигналов

ВАХ диода :
$$i = i_s \left(\exp \frac{qu}{\eta kT} - 1 \right).$$

Для сигналов большой амплитуды ВАХ можно аппроксимировать ломаной:

$$i(u) = \begin{cases} 0 & \text{при } u \leq 0, \\ Su & \text{при } u > 0. \end{cases}$$



$$\cos \theta = -\frac{U_0}{U_\omega},$$

$$I_0 = -\frac{U_0}{R}.$$

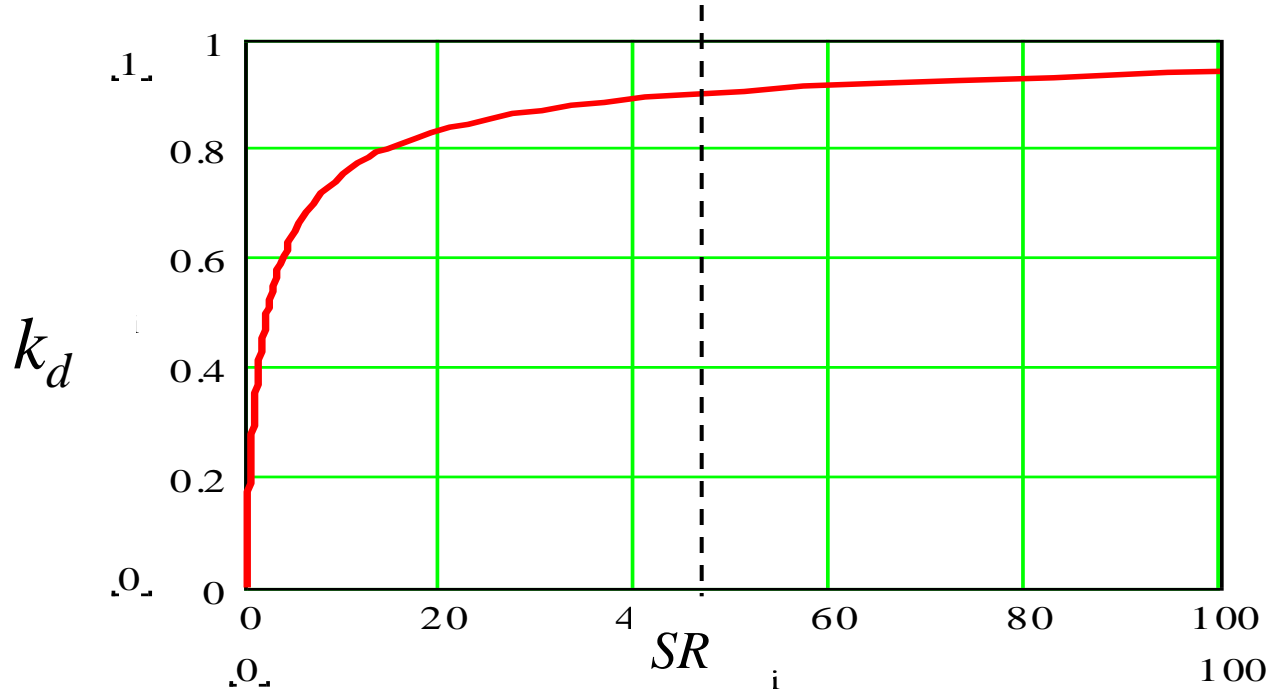
Спектральные составляющие I_0 и I_ω косинусоидальных импульсов тока известны как уравнения Берга:

$$I_0 = \frac{SU_\omega}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta),$$

$$I_\omega = \frac{SU_\omega}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta).$$

Решая первое уравнение совместно: $\cos \theta = -\frac{U_{\omega}}{U_{\omega}}, \quad I_{\omega} = -\frac{U_{\omega}}{R}.$

Получим: $\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{SR}.$ Это уравнение в неявном виде от θ можно представить в виде графика.



Для $SR > 50$, $\cos \theta \rightarrow 1$, $\theta \rightarrow 0$.

1. Коэффициент передачи для не модулированного сигнала по определению:

$$k_{d=} = \frac{|U_{\omega}|}{U_{\omega}} \cos \theta = \frac{|U_{\omega}|}{U_{\omega}} \quad \boxed{k_{d=} = \cos \theta}$$

2. Угол отсечки θ

Разложим в степенной ряд $\operatorname{tg} \theta \cong \theta + \frac{\theta^3}{3} + \dots$

И подставляя в трансцендентное уравнение $\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{SR}$.

получим угол отсечки

$$\theta \cong \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR}}.$$

3. Коэффициент передачи для модулированного сигнала по определению:

$$k_{d\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{mU_{\omega 0}}$$

$$\cos \theta = -\frac{U_{=}}{U_{\omega}}, \quad U_{\omega} = U_{\omega 0}(1 + m \cos \Omega t)$$

$$U_{=} = \cos \theta \cdot U_{\omega} = \cos \theta U_{\omega 0} + \underbrace{mU_{\omega 0} \cos \theta \cos \Omega t}_{U_{\Omega}}$$

$$k_{d\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{mU_{\omega 0}} = \frac{mU_{\omega 0} \cos \theta}{mU_{\omega 0}} = \cos \theta$$

$$k_{d\Omega} = \cos \theta$$

4. Входное сопротивление для детектора сильных сигналов определяется из второго уравнения Берга:

$$I_{\omega} = \frac{SU_{\omega}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta).$$

$$R_{\text{BX}} = \frac{U_{\omega}}{I_{\omega}} = \frac{\pi}{S(\theta - \sin \theta \cos \theta)}.$$

Для малых углов отсечки $\sin \theta$ и $\cos \theta$ можно разложить в ряд

$$\sin \theta \approx \theta - \frac{\theta^3}{6}, \quad \cos \theta \approx 1 - \frac{\theta^2}{2}, \quad \sin \theta \cos \theta \approx \theta - \frac{\theta^3}{6} - \frac{\theta^3}{2} + \frac{\theta^5}{12} \approx \theta - \frac{2}{3}\theta^3.$$

$$R_{\text{BX}} \approx \frac{3\pi}{2S\theta^3} \quad \text{Вспомним, что}$$

$$\theta \cong \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR}}.$$

$$R_{\text{BX}} \approx \frac{R}{2}.$$

В общем случае $Z_{\text{BX}\Omega}$ — входной импеданс на частоте модуляции определяется из параметров эквивалентной схемы

$$Y_{\text{BX}\Omega} = \frac{\Delta \dot{I}_{\omega}}{m \dot{U}_{\omega}} = Y_{11d} - \frac{Y_{12d} Y_{21d}}{Y_{22d} + Y_{\text{H}}}$$

$$\text{Где:} \quad Y_{\text{H}} = Y(j\Omega)$$

Для линейного детектора (детектора сильных сигналов)
справедливы следующие соотношения:

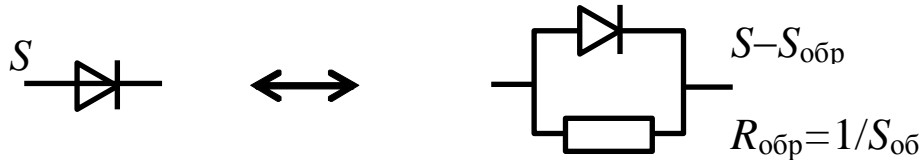
$$k_{d=} = \cos \theta$$

$$k_{d\Omega} = \cos \theta$$

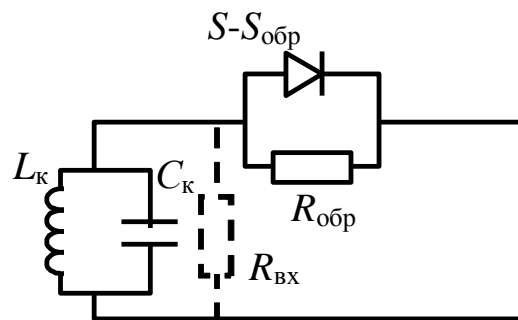
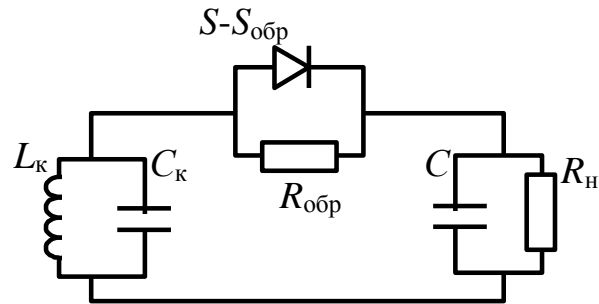
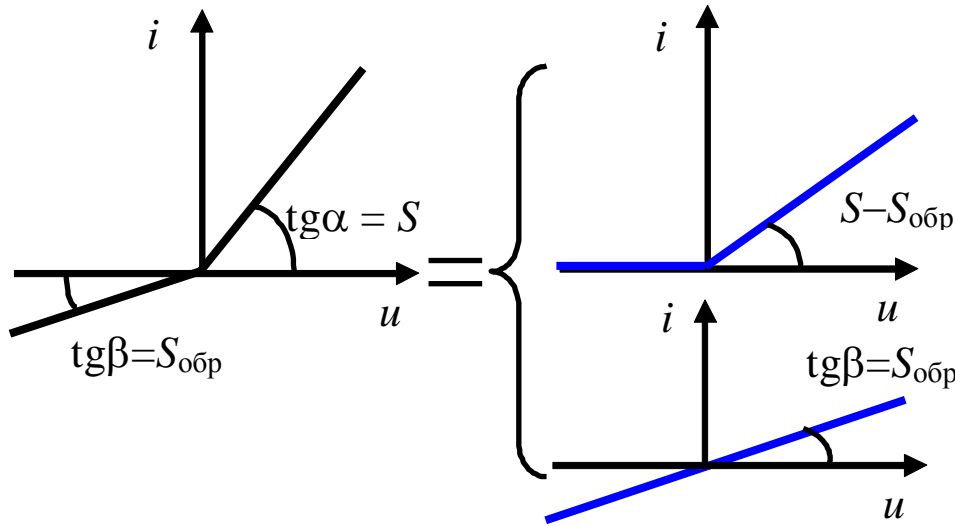
$$\theta \cong \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR}}.$$

$$R_{\text{BX}} \approx \frac{R}{2}.$$

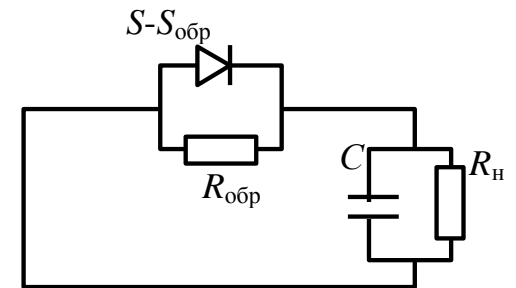
Учет обратной проводимости диода в детекторе сильных сигналов



Для учета $R_{обр} = 1/S_{обр}$ можно использовать расчетные формулы детектора сильных сигналов и применять кусочно-линейную аппроксимацию ВАХ.



На частоте ω
 $R_{обр} // R_{БХ}$



На частоте Ω
 $R_{обр} // R_H$

Полученные ранее
соотношения остаются в силе
с учетом:

Входное сопротивление детектора
определяется как:

$$R'_H = \frac{R_H R_{обр}}{R_H + R_{обр}}$$

$$R'_{BX} = \frac{R'_H}{2}$$

$$R_{BX} = \frac{R'_{ex} R_{обр}}{R'_{ex} + R_{обр}}$$

$$R_{BX} = \frac{R'_H R_{обр}}{R'_H + 2R_{обр}}$$

Входное сопротивление с учетом
нагрузки и учитывающей $R_{обр}$

Окончательно входное
сопротивление детектора с учетом
его обратной проводимости или
сопротивления определяется как:

$$R_{BX} = \frac{\cancel{R'_H} R_{обр}}{\cancel{3R'_H} + \cancel{2R_{обр}}}$$

R_{BX} детектора на п/п диоде зависит не только от R_H , но и его $R_{обр}$.

При очень большом сопротивлении $R_H \gg R_{обр}$.

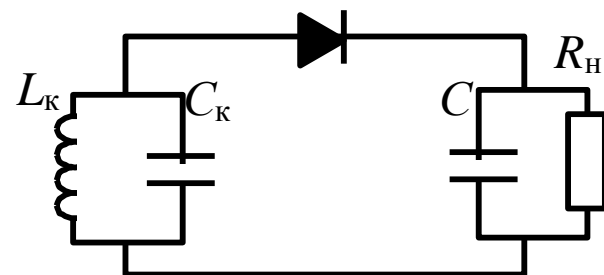
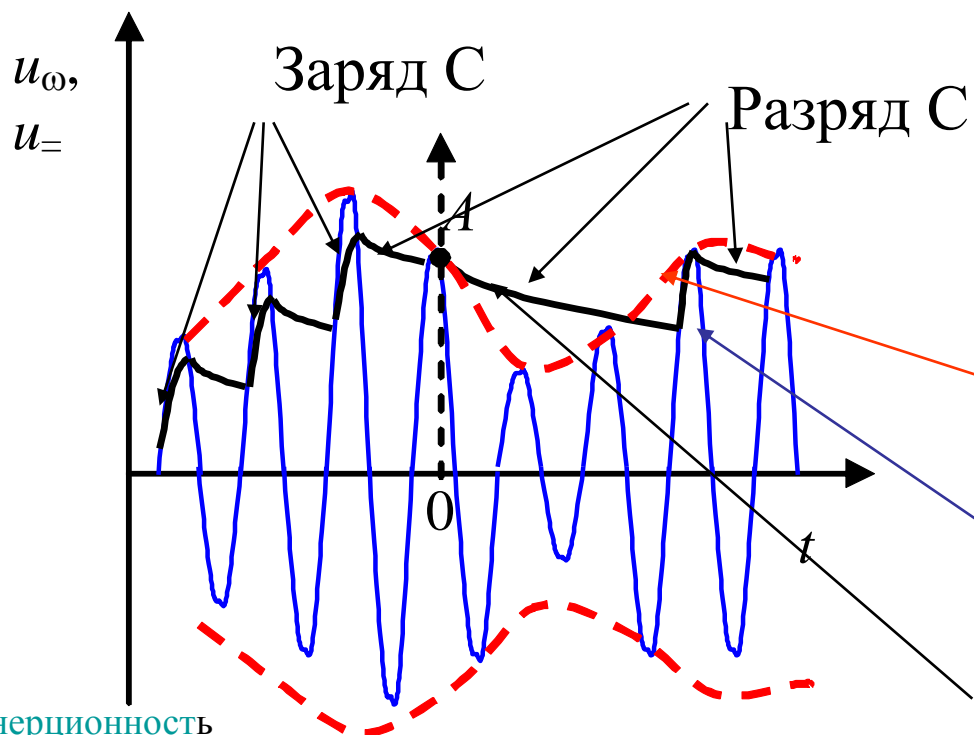
$$R_{BX} = \frac{R_{обр}}{3}$$

Нелинейные искажения огибающей при детектировании

Возникают за счет

- нелинейности характеристики детектирования,
- инерционности детектора,

Инерционность детектора: зависимость $U_{\text{ВЫХ}}$ сигнала не только от текущего значения амплитуды $U_{\text{ВХ}}$ сигнала, но и от его амплитуды в течение предшествующих периодов ВЧ колебаний. .



Огибающая на входе U_m

Входной сигнал $U_{\text{ВХ}}$ на f_c

На выходе детектора $U_{\text{=}}$

Дет_лин_нелин_иск

Условие безинерционности: Скорость изменения напряжения на нагрузке при запертом диоде должна быть больше скорости изменения огибающей

$$\left| \frac{dU_{=}}{dt} \right| > \left| \frac{dU_{\Omega}}{dt} \right|$$

$U_{=} = U_{=A} \exp(-t / RC)$, – на нагрузке разряд емкости

$U_{\Omega} = U_{\omega 0} [1 + m(\cos(\Omega t + \psi_A))]$, – на входном контуре

«0» перенесем в точку A.

$$\left| \frac{dU_{=}}{dt} \right|_A = \left| -\frac{U_{=A}}{RC} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right|_{t=0} = \left| -\frac{U_{=A}}{RC} \right|;$$

$$\left| \frac{dU_{\Omega}}{dt} \right|_A = \left| -m\Omega U_{\omega 0} \sin(\Omega t + \psi_A) \right|_{t=0} = \left| -m\Omega U_{\omega 0} \sin(\psi_A) \right|.$$

В точке A $U_{=}(t) = U_{\omega}(t)$

$$U_{=A} = U_{\omega 0} (1 + m \cos \psi_A).$$

$$\left| \frac{U_{\omega 0} (1 + m \cos \psi_A)}{RC} \right| > \left| m\Omega U_{\omega 0} \sin(\psi_A) \right|.$$

Условие отсутствия искажений:

$$\frac{1}{RC} \geq \left| \frac{m\Omega \sin \psi_A}{1 + m \cos \psi_A} \right|$$

Должно выполняться при всех значениях ψ_A , т.е. при максимуме правой части.

Исследуем это выражение на максимум:

$$\frac{d}{d\psi_A} \left(\frac{m\Omega \sin \psi_A}{1 + m \cos \psi_A} \right) = 0, \quad \text{что дает } \cos \psi_A = -m.$$

В результате:

$$\frac{1}{RC} \geq \left| \frac{m\Omega \sqrt{1-m^2}}{1-m^2} \right| \quad \text{или:} \quad \frac{1}{RC} \geq \left| \frac{m\Omega}{\sqrt{1-m^2}} \right|$$

Неравенство должно быть справедливо и на высшей частоте модуляции.

$$RC \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m\Omega_{\max}}$$

Видно, что при $m = 1$ искажения возникают при любом $RC > 0$.

При $m = 0,6 \dots 0,7$ получается $RC \Omega_{\max} = 1 \dots 1,3$.

Выбор элементов схемы диодного детектора сильных сигналов

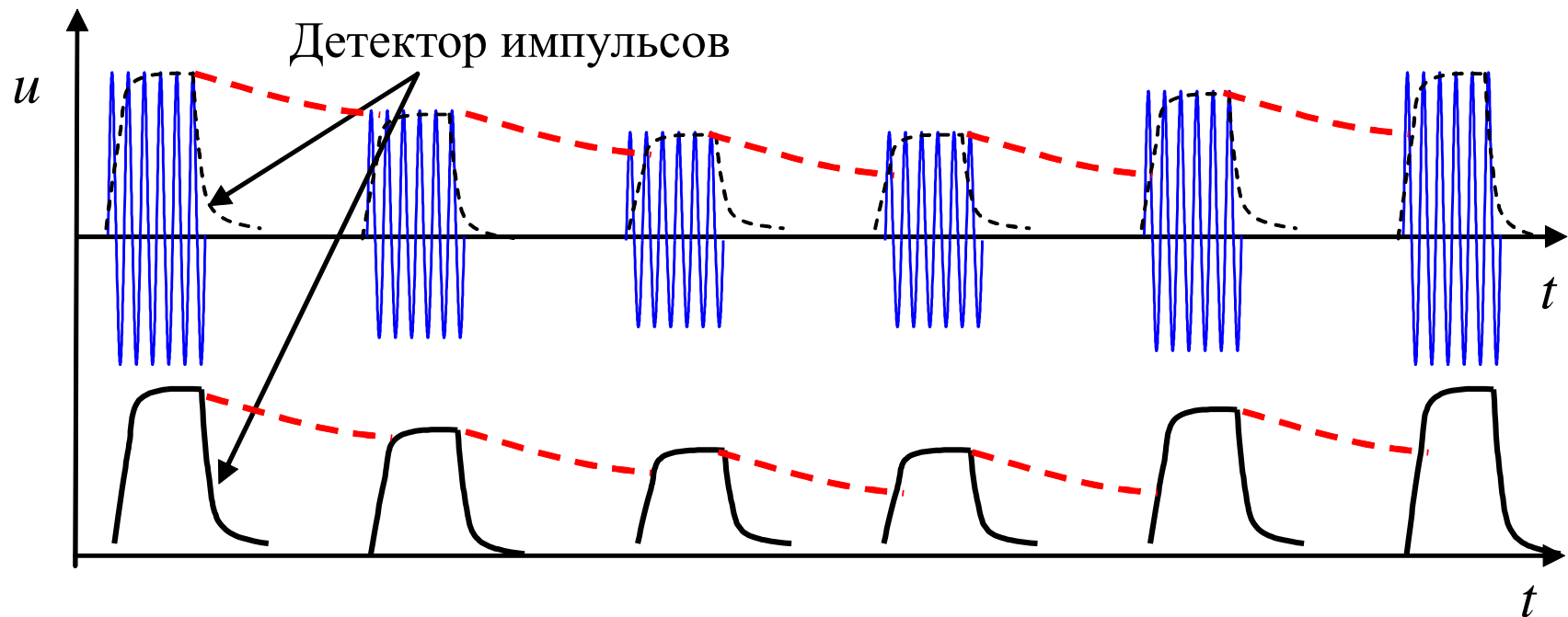
Для получения условий работы, близких к идеальному линейному детектированию необходимо выполнение следующих условий:

1. Для работы в линейном режиме на входе детектора выбирают $U_{\omega \min} \geq 0,3 \dots 1 \text{ В}$,
2. Для получения максимального k_d - сопротивление R выбирают максимальным.
3. Для малости нелинейных искажений ограничения на R и C :

$$RC \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m\Omega_{\max}},$$

Детекторы импульсных сигналов

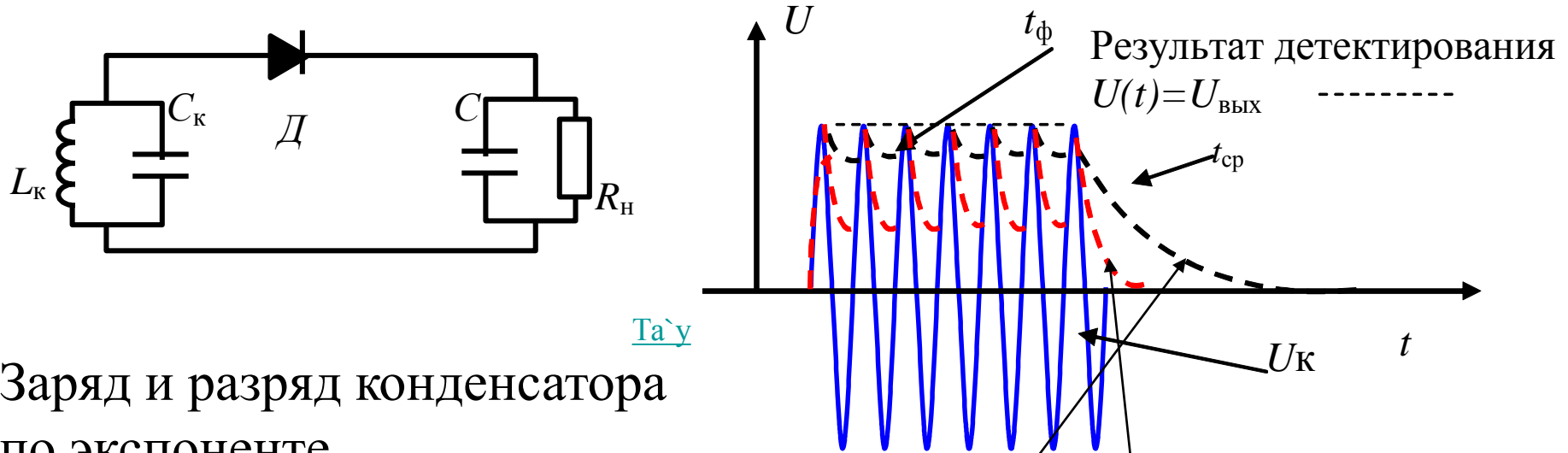
- преобразование радиоимпульсов в видеоимпульсы, воспроизводящие огибающую радиоимпульса - **детекторы импульсов** (ДИ);



- выделение огибающей последовательности радиоимпульсов – **пиковые детекторы** (ПД);

Детекторы импульсов

Для линейного детектора импульсов схема детектора не меняется.



Заряд и разряд конденсатора по экспоненте.

Передний фронт — диод открыт $t_y = 2,2 \tau_K = 2,2 R_{KЭ} C_K$

Когда $U_{\text{ВХ}}$ быстро падает ниже U_H на нагрузке, и диод запирается.

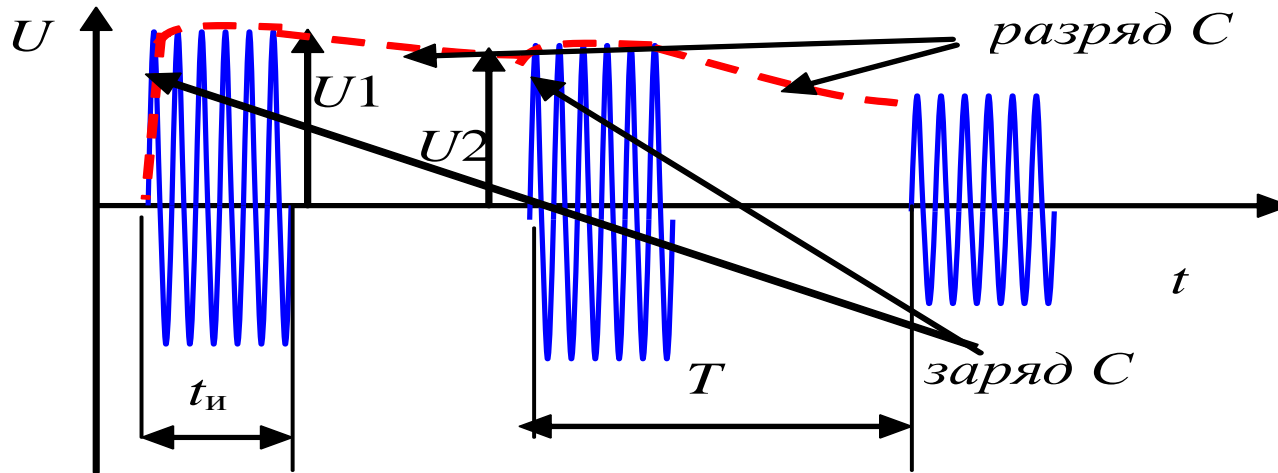
Задний фронт $t_{\text{ср}}$ зависит от соотношения $\tau_K = R_{KЭ} C_K$ и $\tau_H = R_H C$.

1. $\tau_H < \text{или} = \tau_K$ - детектор безынерционный, и $t_{\text{ср}} = t_y = 2,2 R_{KЭ} C_K$.

2. $\tau_H > \tau_K$, - инерционный $t_{\text{ср}} = t_H = 2,2 R_H C$

Пиковый детектор

Схема диодного ПД тоже не отличается от схемы детектора непрерывных сигналов.



Для пикового детектора должно обеспечиваться соотношение:

$$U_2 = U_1 \exp\left(-\frac{T - t_{и}}{R_{н}C}\right), \text{ и при } T \gg t_{и} \quad U_2 = U_1 \exp\left(-\frac{T}{R_{н}C}\right)$$

$$\text{Если } U_1 \approx U_2 \quad \text{то} \quad \tau_{н} = R_{н}C \gg T$$

Отношение $T/t = Q$, величина в случае с ПД – большая.

Если для расчета ПД использовать детектор сильного сигнала, то I_{\equiv} при большой скважности должна уменьшиться в Q раз и тогда :

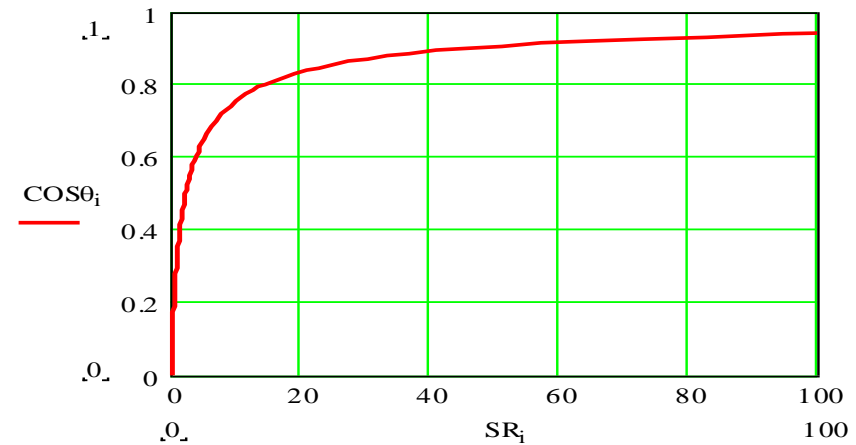
первое уравнение Берга примет вид:

$$I_{\equiv} = \frac{1}{Q} \frac{SU_{\omega}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

Преобразуем с учетом: $U_{\equiv} = -I_{\equiv} R$ и $\cos \theta = -\frac{U_{\equiv}}{U_{\omega}}$

И тогда получим $\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi Q}{SR}$.

Для пикового детектора для сохранения того же k_d должно быть R в Q раз большим.



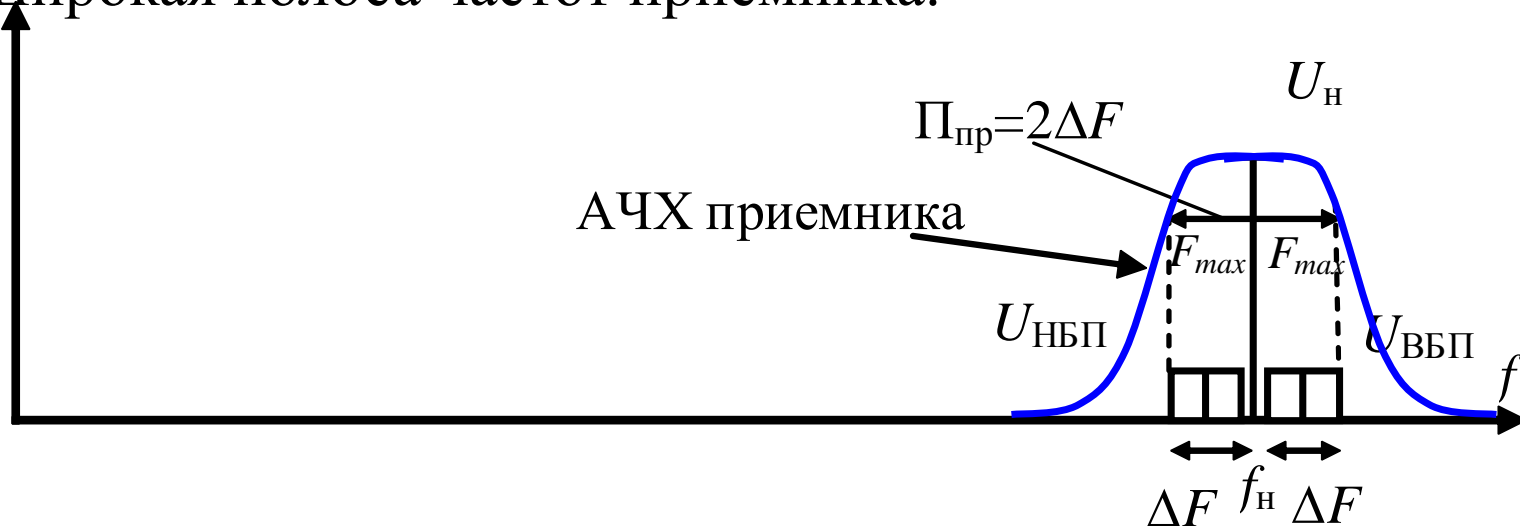
Поскольку $R_{\text{вх}}$ для частоты ω имеет смысл только в течение времени существования радиоимпульса, то

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\omega}}{I_{\omega}} = \frac{\pi}{S(\theta - \sin \theta \cos \theta)}.$$

Детектирование однополосных сигналов

Недостатки передачи двух-полосных АМ-сигналов:

- 1) Низкая эффективность использования мощности передатчика,
- 2) Широкая полоса частот приемника.



70% мощности передатчика расходуется на f_H .

Для качественного приема достаточно $\Pi_{пр} = \Delta F$.

Меньше $\Pi_{пр}$ - больше станций в том же частотном диапазоне.

При широкой полосе в полосу попадают помехи.

Энергетический выигрыш – *от 8 до 16 раз по мощности.*

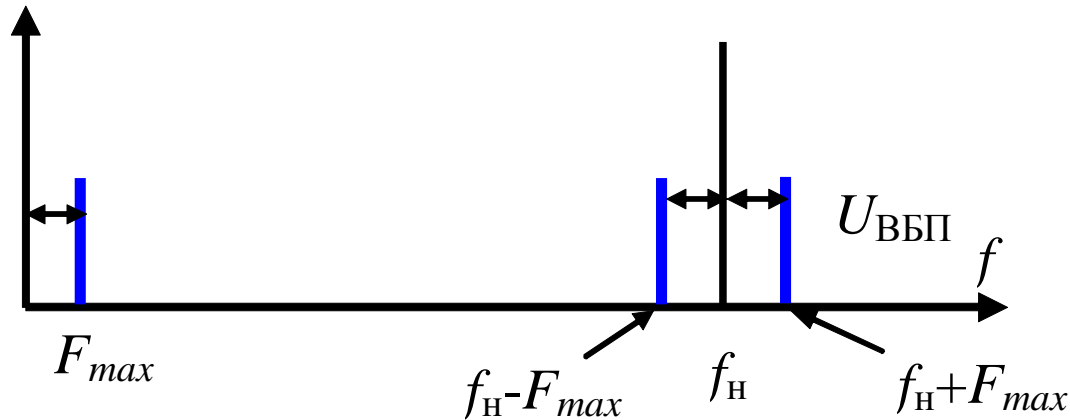
Достоинства однополосной модуляции (ОМ).

1. $P_{\text{пер}}$ расходуется на передачу полезного сообщения, что соответствует выигрышу на стороне передатчика не менее 4 раз.
2. $\Pi_{\text{пр}} = \Delta F$, что улучшает соотношение сигнал/помеха и позволяет при той же $P_{\text{пер}}$ обеспечить прием сообщения с заданной верностью.
3. Если на близких f работают несколько станций с ОМ, они не создают друг другу помех в виде биений, что происходит при АМ с неподавленной несущей.

Системы ОМ применяются в профессиональной и любительской радиосвязи, а также ведомственных и военных системах:

- в подвижных радиостанциях,
- многоканальных системах связи,
- для дальней передачи программ радиовещания,
- в любительской радиосвязи,
- телевидении.

Недостатки ОМ: 1) сложность приемной аппаратуры, 2) наличие дополнительных генераторов и их высокая стабильность и точность настройки

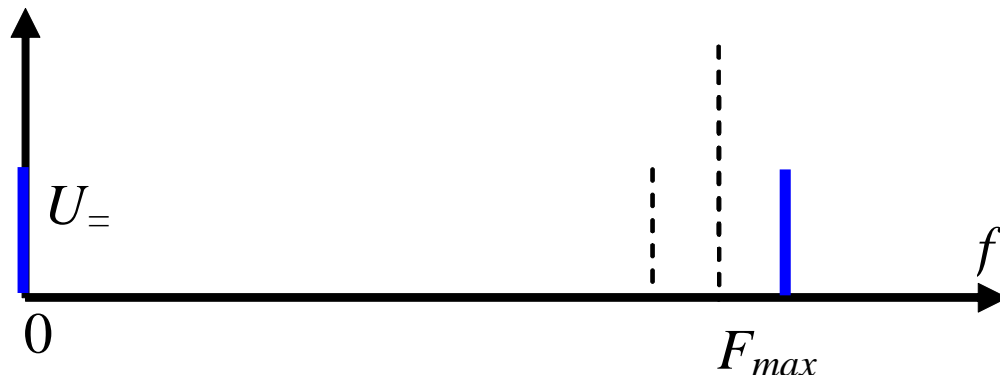


$$U(t) = U_m \cos(\omega_n t)$$

Если детектировать обычным АМ-детектором.

$$U_{=} = U_m$$

Однополосный модулированный одним тоном:



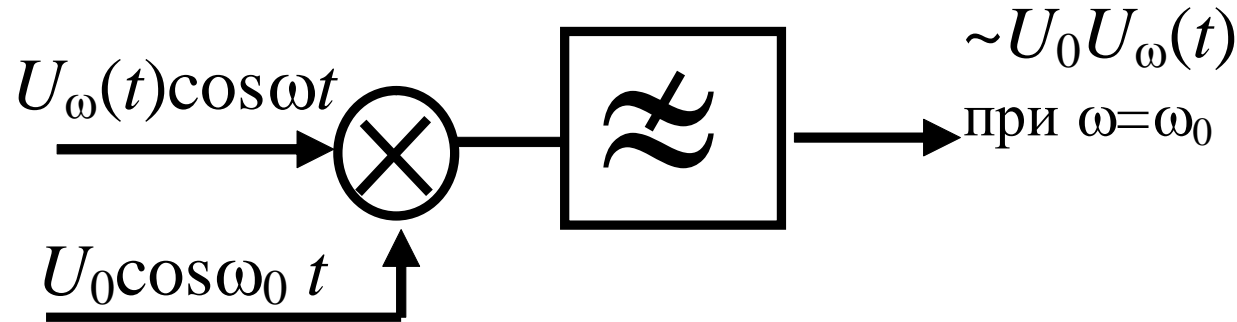
$$U_{OM}(t) = \frac{mU_m}{2} \cos((\omega_n + \Omega)t)$$

Тоже на выходе получим постоянную составляющую:

$$U_{=} = \frac{mU_m}{2}$$

Для детектирования ОМ-сигналов нужен **синхронный детектор**.

СД – позволяет перенести спектр ОМ-сигнала в область низких (модулирующих) частот.

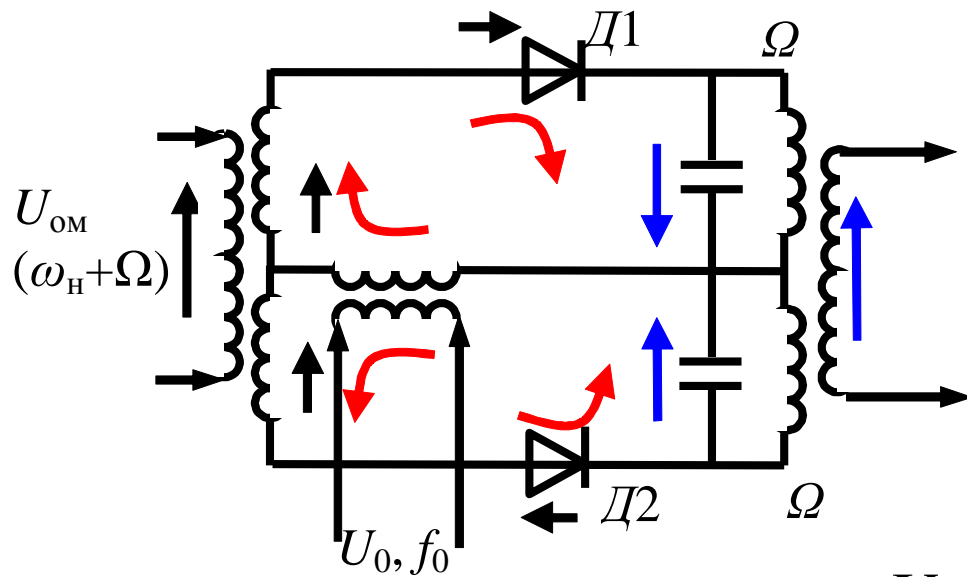


Один из сомножителей опорный сигнал $U_0\cos\omega_0 t$.

$$U_0 U_{\omega}(t) \cos(\omega t) \cos(\omega_0 t) = \frac{U_0 U_{\omega}(t)}{2} \times (\cos(\omega + \omega_0)t + \cos(\omega - \omega_0)t).$$

Выделяются лишь составляющие сигнала, близкие к частоте ω_0 .

СД – смеситель на частоту модуляции. Вспомним схему балансного смесителя на диодах.



При $\omega_n = \omega_0$ и при настройке выходного контура на Ω на выходе будет пропорциональное $U_{ом}$.

$$U_{ом}(t) = \frac{mU_m}{2} \cos((\omega_n + \Omega)t)$$

$$U_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t) = U_0 \cos(\omega_n t)$$

После перемножения и преобразования произведения косинусов получаем.

$$U_{вых}(t) = \frac{U_m U_0}{2} \cos(\Omega t)$$

Обычно кольцевой БС на 4-х диодах .

Супергетеродинный приемник ОМ-сигналов строится аналогично приемнику АМ-сигналов.

Структурная схема супергетеродинного приемника ОМ-сигналов.

Для формирования сигнала ОМ (передатчик) используются методы:

Фильтровый (наиболее распространенный): на выходе смесителя ставится высокочастотный полосовой фильтр с шириной полосы пропускания, равной одной боковой полосе.

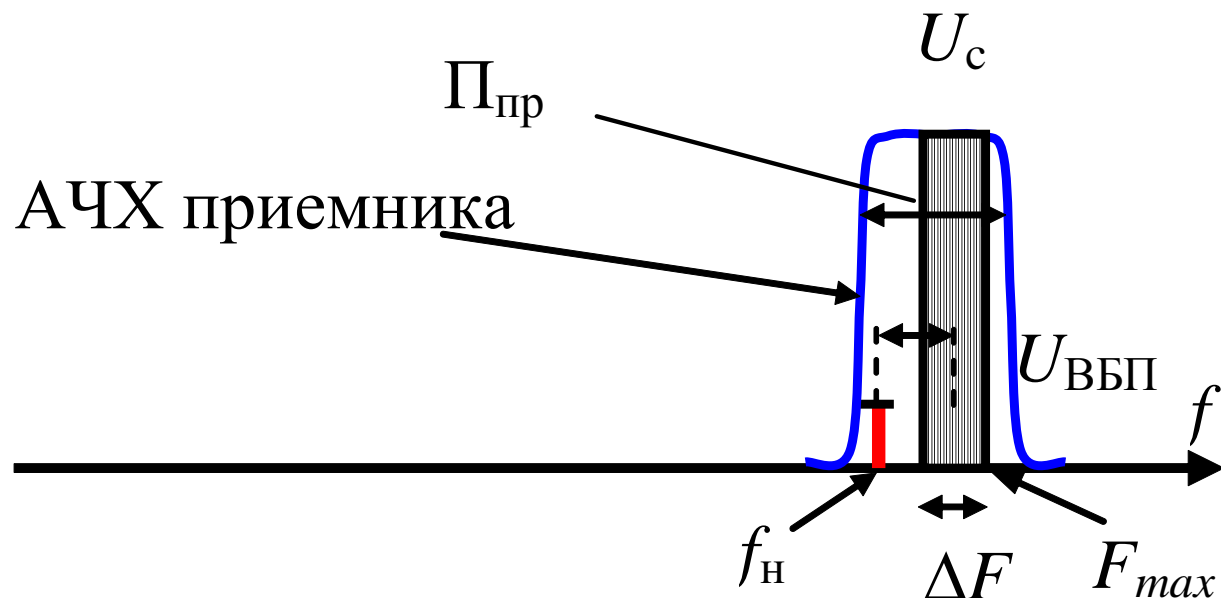
С этой целью применяются, например, лестничные фильтры на кварцевых резонаторах или электромеханические фильтры.

Фазоинверсионный (фазокомпенсационный): одна из боковых полос инвертируется по фазе и складывается сама с собой (компенсируется). Несущая при этом подавляется фильтром или балансным модулятором.

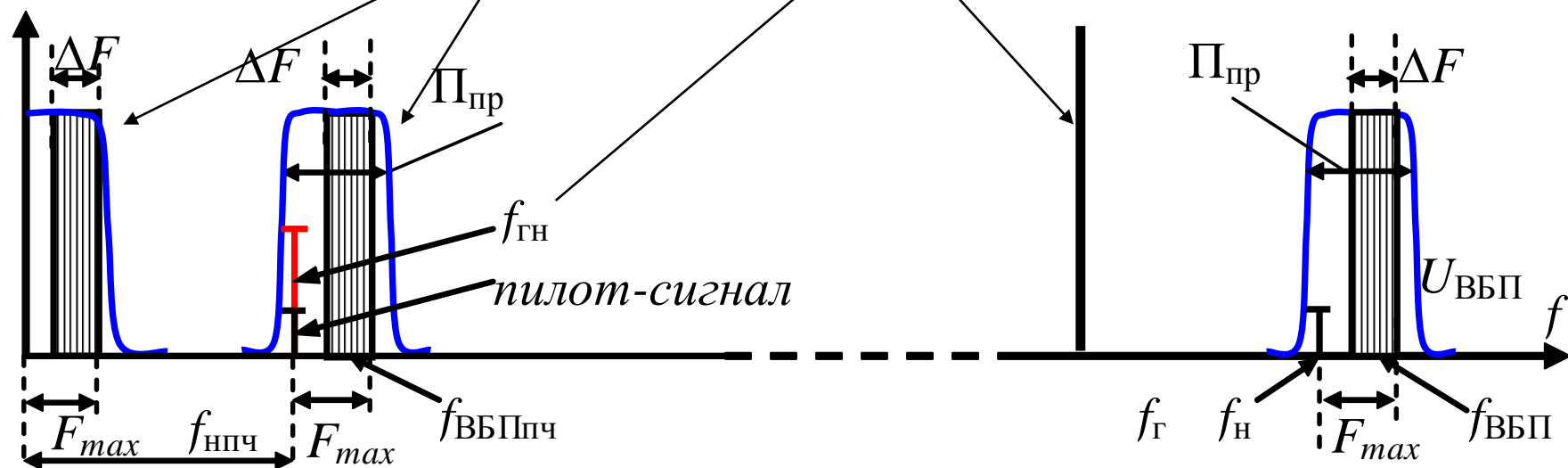
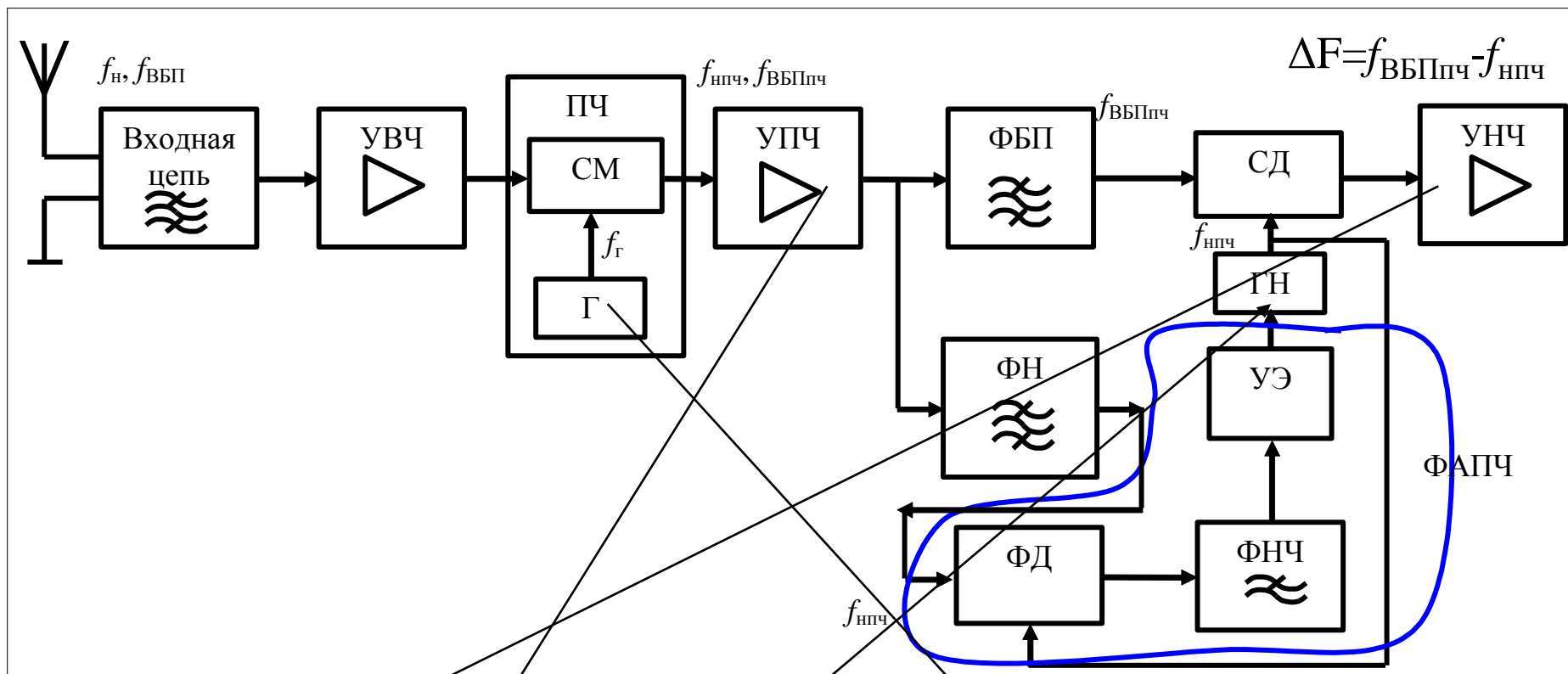
Спектр ОМ-сигнала передатчика включает ВБП или НБП (*USB* или *LSB*) и пилот-сигнал на несущей частоте, мощность которого около 10% по сравнению мощностью несущей для АМ-сигнала.

Пилот-сигнал необходим для восстановления f_H в приемнике, иначе нельзя осуществить операцию детектирования ОМ-сигнала.

Полосы пропускания $\Pi_{\text{пр}}$ (АЧХ) приемника выбирается так, чтобы f_H располагалась на ее границе.



Восстановление несущей для детектирования ОМ-сигнала возможно с помощью специального (отдельного) генератора (гетеродина) работающего на частоте равной последней ПЧ супергетеродинного приемника.



В структурной схеме и на диаграмме приняты следующие обозначения:

А – приемная антенна,

УВЧ, УПЧ, УНЧ, – усилители высокой, промежуточной, низкой частот,

ПЧ – преобразователь частоты,

СМ – смеситель,

ФБП – фильтр выделяющей $f_{\text{ВБППЧ}}$,

ФН – фильтр выделяющий $f_{\text{НПЧ}}$ пилот сигнал,

ФД – фазовый детектор,

ГН – генератор или гетеродин $f_{\text{НПЧ}}$ восстановлен по пилот сигналу,

СД – синхронный детектор или преобразователь,

ФНЧ – фильтр низкой частоты,

$f_{\text{ВБП}}$, $f_{\text{ВБППЧ}}$ - верхняя боковая полоса до и после преобразователя частоты,

$f_{\text{н}}$, $f_{\text{НПЧ}}$ – несущая до и после преобразователя частоты.

ΔF - полоса передаваемого сообщения,

F_{max} – максимальная частота модуляции,

$\Pi_{\text{пр}}$ – полоса приемника

Входной сигнал усиливается УВЧ и преобразуется на ПЧ, на которой происходит основное усиление.

На выходе УПЧ стоят 2 фильтра ФН (пилот- сигнал) и ФВБП.

По пилот-сигналу может работать АРУ, в которой в качестве $U_{\text{упр}}$ используется выпрямленное продетектированное $U_{\text{н}}$.

По пилот-сигналу осуществляется синхронизация генератора несущей ГН. Для этого построена цепь в которую входит ФД, ФНЧ и управляющий элемент УЭ. Такая система управления частотой носит название ФАПЧ.

Для детектирования ОМ-сигналов используется СД.

$$U_{\text{вых СД}} = U_{\text{н}} \times U_{\text{ВБП}} = U_{\text{н}} \cos(\omega_{\text{н}} t) \times U_{\text{ВБП}} \cos[(\omega_{\text{н}} + \Omega)t]$$

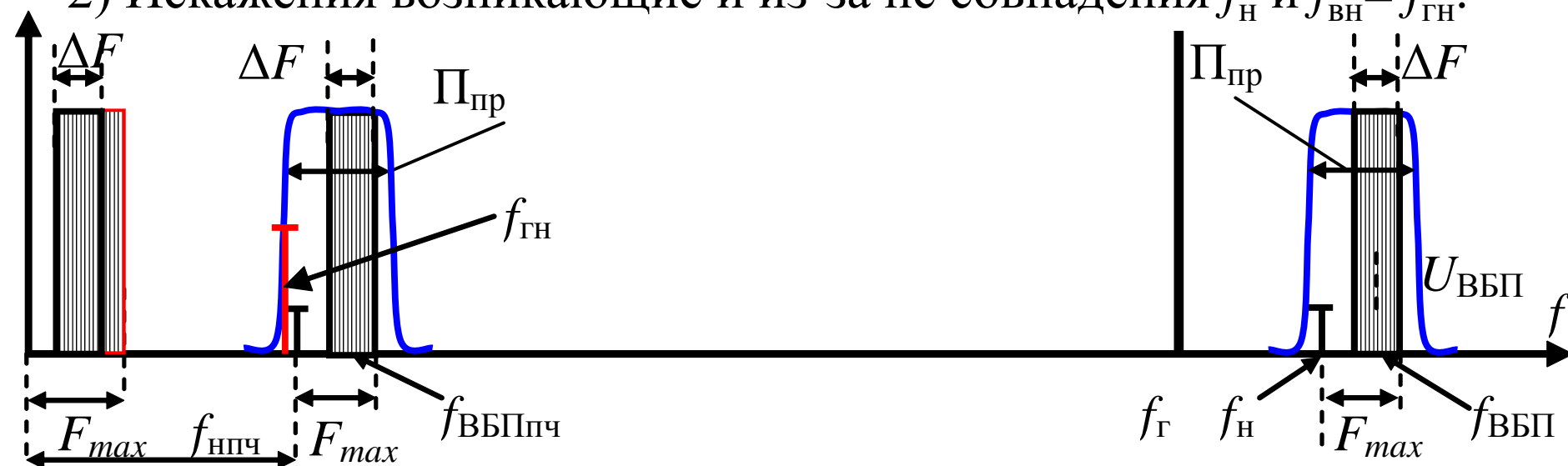
$$U_{\text{вых СД}} = 0,5AU_{\text{ВБП}}U_{\text{н}} \{ \cos(\Omega t) + \cos[(2\omega_{\text{н}} + \Omega)t] \}$$

$$U_{\text{вых СД}} = 0,5AU_{\text{ВБП}}U_{\text{н}} [\cos(\Omega t)] - \text{переданный сигнал.}$$

Искажения ОМ-сигналов в приемнике

1) За счет недостаточной величины U_H

2) Искажения возникающие и из-за не совпадения f_H и $f_{BH} = f_{ГН}$.



Все составляющие спектра выходного сигнала оказываются сдвинуты (искажены).

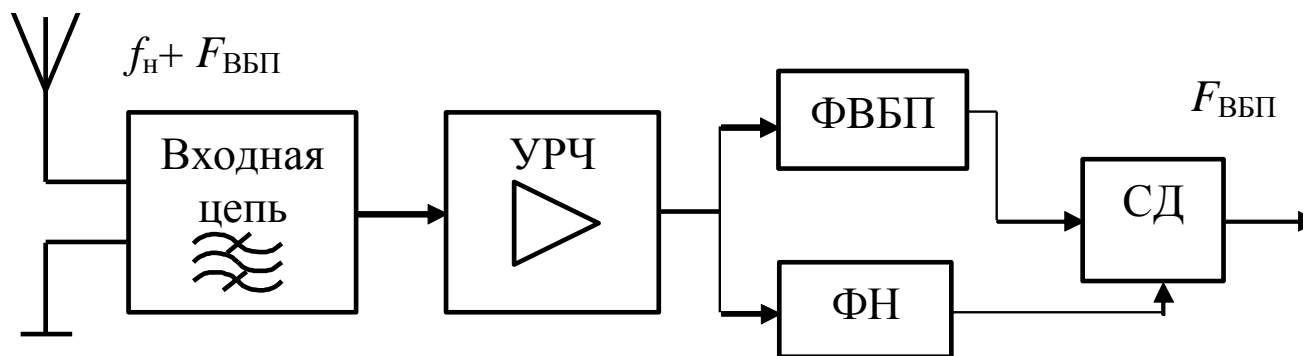
Для звукового вещания сдвиг на несколько 1-2 Гц заметен.

При передаче служебной информации неточность восстановления f_H гетеродина может достигать сотен Гц.

Должно быть

$$f_{нес} = f_{вост.нес}$$

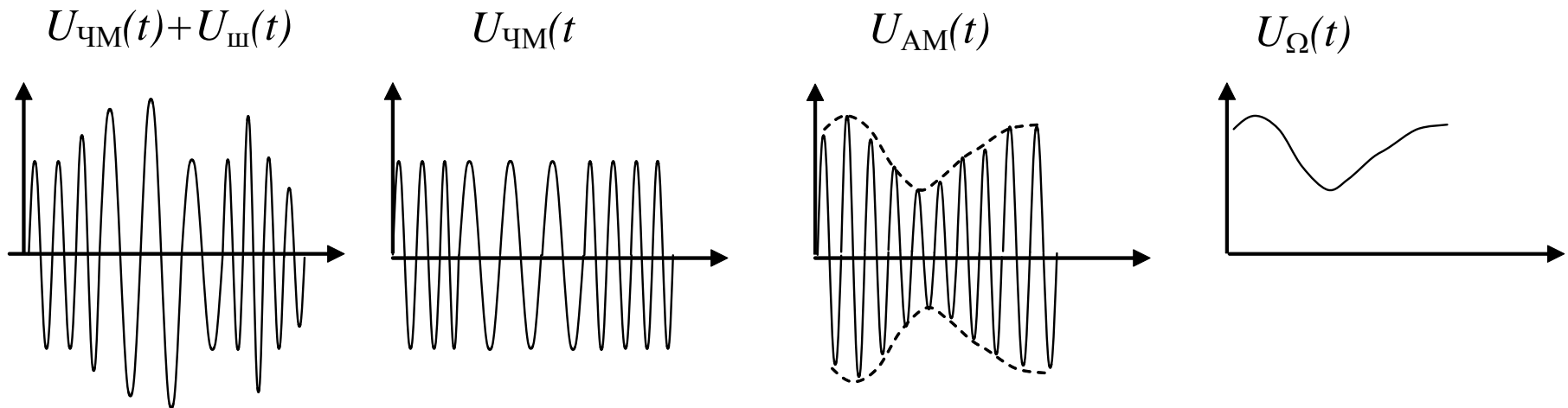
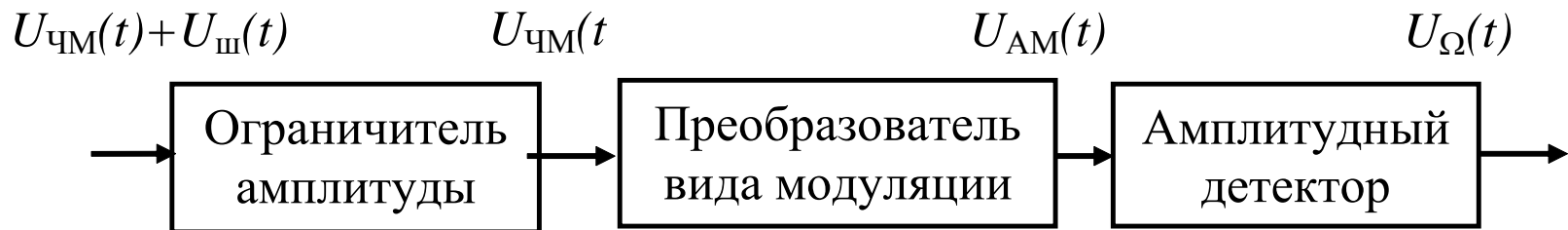
Приемники прямого усиления или прямого преобразования для приема ОМ-сигналов практически не используются.



Частотные детекторы

Основные виды частотных детекторов (ЧД):

Структурная схема ЧД.



В настоящее время на практике применяют три типа ЧД:

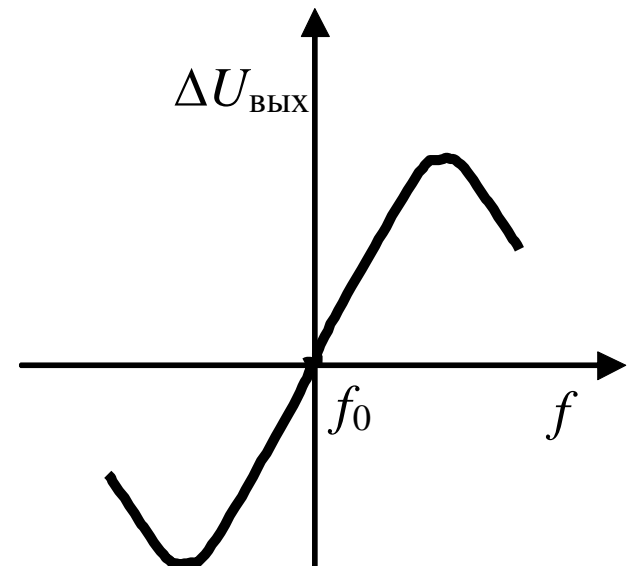
1. Преобразование ЧМ в АМ с последующим АД.
2. Преобразование ЧМ в ФМ и далее в АМ с последующим АД
3. Импульсно-счетные ЧД. В них ЧМ сигнал преобразуется в последовательность импульсов с неизменной амплитудой с последующим интегрированием или подсчетом числа периодов на заданном интервале.

Характеристика частотного детектора представляет собой зависимость $U_{\text{ВЫХ}}$ от частоты сигнала.

Важный параметр

крутизна
преобразования:

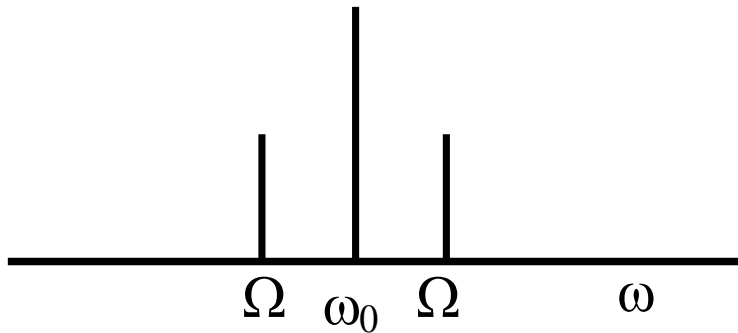
$$S_{\text{ЧД}} = \left. \frac{dU_{\text{вых}}}{df} \right|_{f=f_0}$$



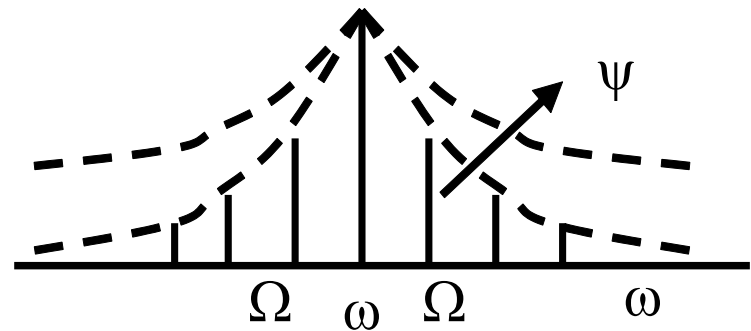
Выбор полосы ЧМ приемника

Спектр ЧМ-колебания при модуляции гармоническим сигналом частоты Ω бесконечен и симметричен относительно несущей ω_0 и расстояние между линиями равно Ω .

Спектр АМ-сигнала



Спектр ЧМ-сигнала



Индекс модуляции $\psi = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$ $\Delta\omega_m = \omega_{\max} - \omega_{\min}$ девиация частоты

Амплитуды гармонических составляющих спектра на частотах $(\omega_0 \pm n \Omega)$ пропорциональны $J_n(\psi)$ - функциям Бесселя первого рода n -го порядка.

При $F_{\max} = 20 \text{ кГц}$ и несущей $f_0 = 10 \text{ МГц}$ $\Omega_{\max} = 2\pi F_{\max}$

$$f_{\max} = 10,5 \text{ МГц} \quad f_{\min} = 9,5 \text{ МГц} \quad \Delta f = 1 \text{ МГц} (\pm 5\%) \quad \varphi = 50$$

$$f_{\max} = 10,05 \text{ МГц} \quad f_{\min} = 9,95 \text{ МГц} \quad \Delta f = 0,1 \text{ МГц} (\pm 0,5\%) \quad \varphi = 5$$

$$f_{\max} = 10,005 \text{ МГц} \quad f_{\min} = 9,995 \text{ МГц} \quad \Delta f = 0,01 \text{ МГц} (\pm 0,05\%) \quad \varphi = 0,5$$

Высокая частотная избирательность возможна при узкой $\Pi_{\text{пр вч}}$, что при ЧМ сигнале может вызвать искажения сигнала.

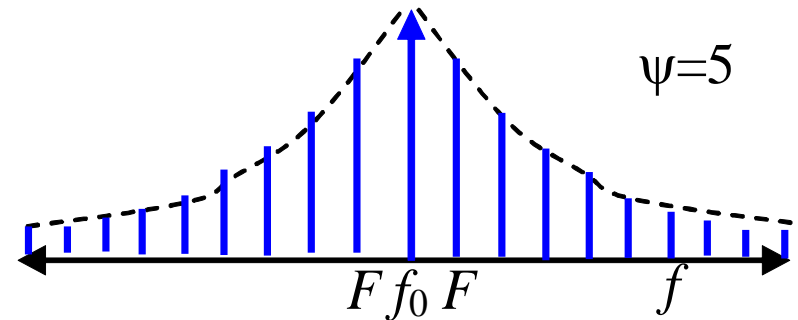
Реальная $\Pi_{\text{пр вч}}$, должна включать все составляющие спектра, амплитуда которых $> 0,01$ (1%) и приближенно оценивается выражением:

$$\Pi_{\text{пр}} = 2F_{\text{max}} (1 + \psi + \sqrt{\psi}), \quad .$$

При $\psi < 20$ для учета составляющих спектра имеющих значение 10% от максимального полоса:

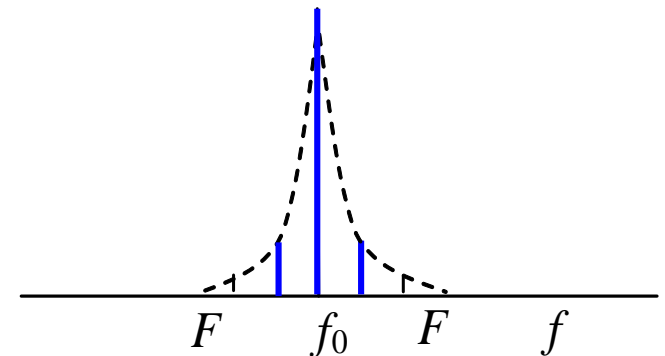
$$\Pi_{\text{пр}} = 2 \psi F_{\text{max}} = 2\Delta f$$

где Δf – девиация частоты



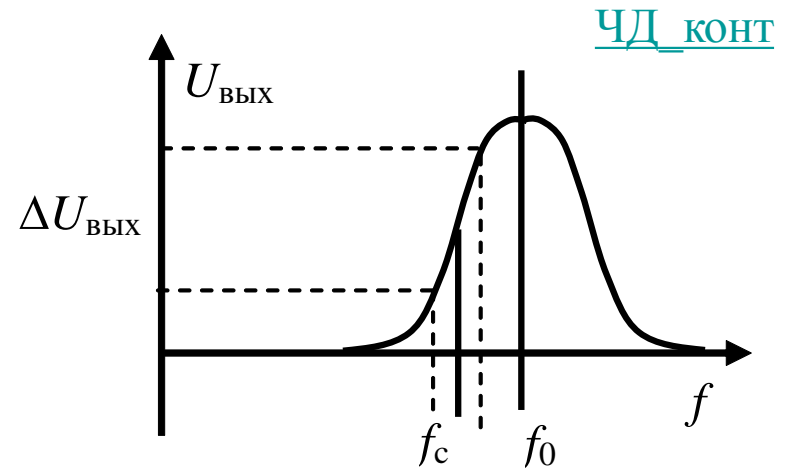
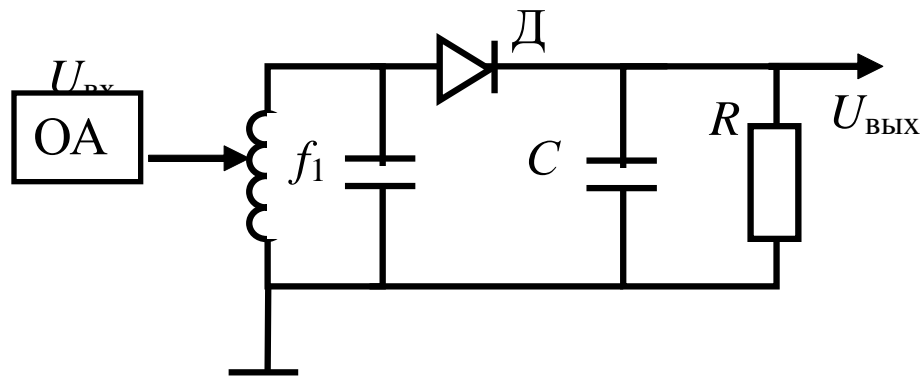
При $\psi < 1$ спектр ЧМ не отличается от спектра АМ-колебаний:

$$\Pi_{\text{пр}} \approx 2F.$$



Частотные детекторы с преобразованием ЧМ в АМ

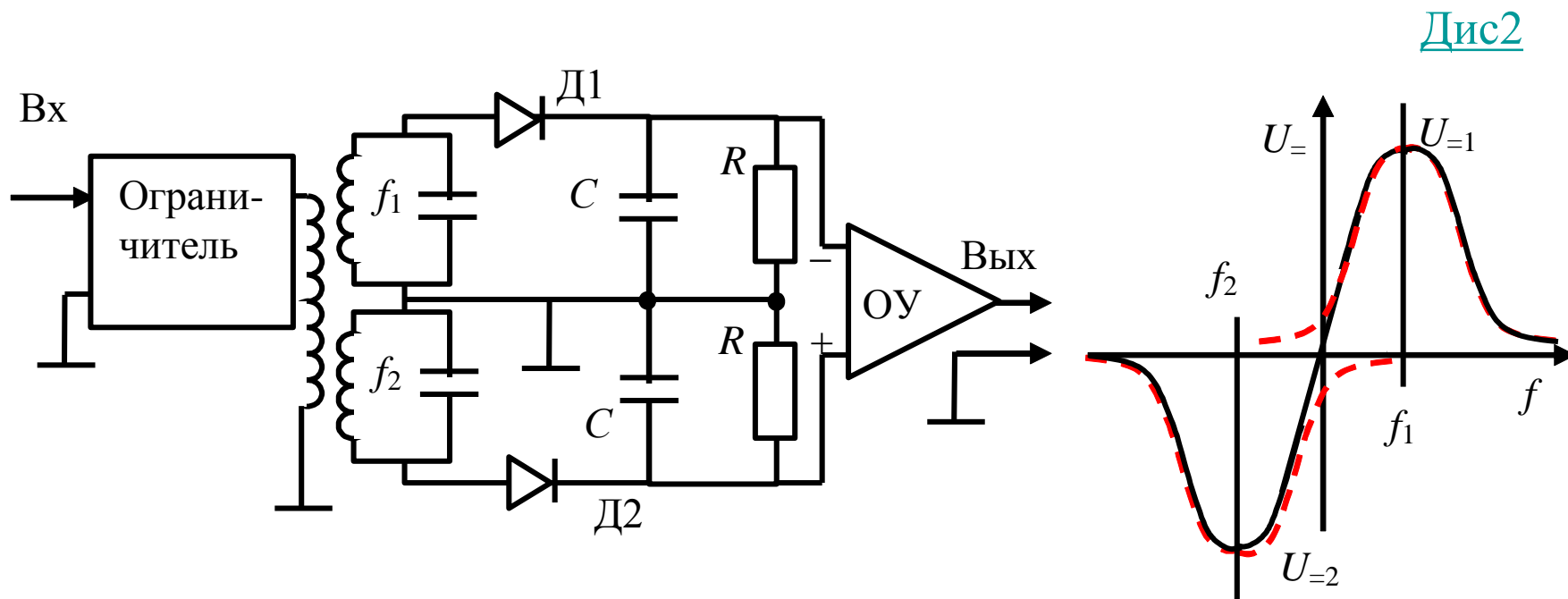
Частотный детектор можно построить на колебательном контуре.



АМ детектор, входной контур которого расстроен относительно несущей ЧМ-колебания, является простейшим ЧД.

Для того, чтобы ЧД не был чувствителен к амплитудной модуляции, которая является паразитной, ему должен предшествовать амплитудный ограничитель (АО).

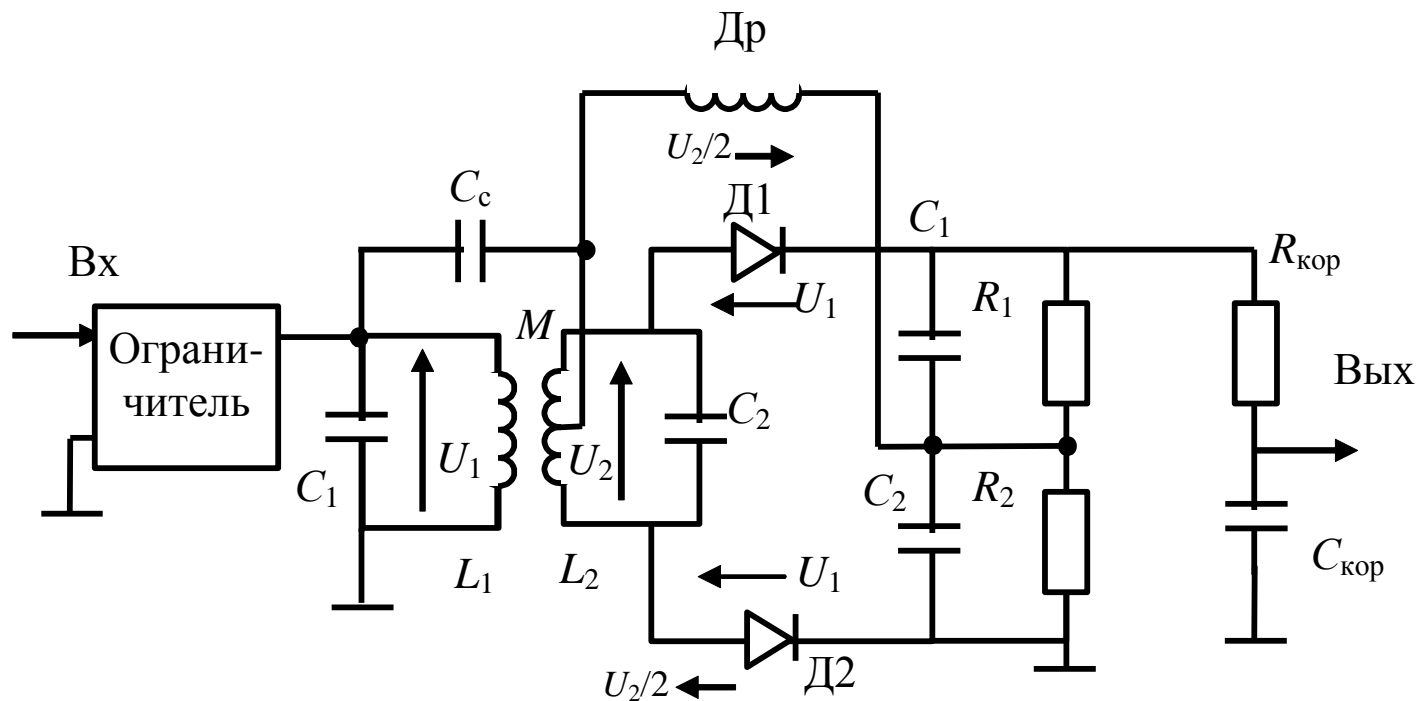
Лучшими характеристиками обладает схема с парой расстроенных контуров или частотного дискриминатора.



Выходные сигналы детекторов вычитаются. Расстроенные контуры должны быть практически не связаны между собой.

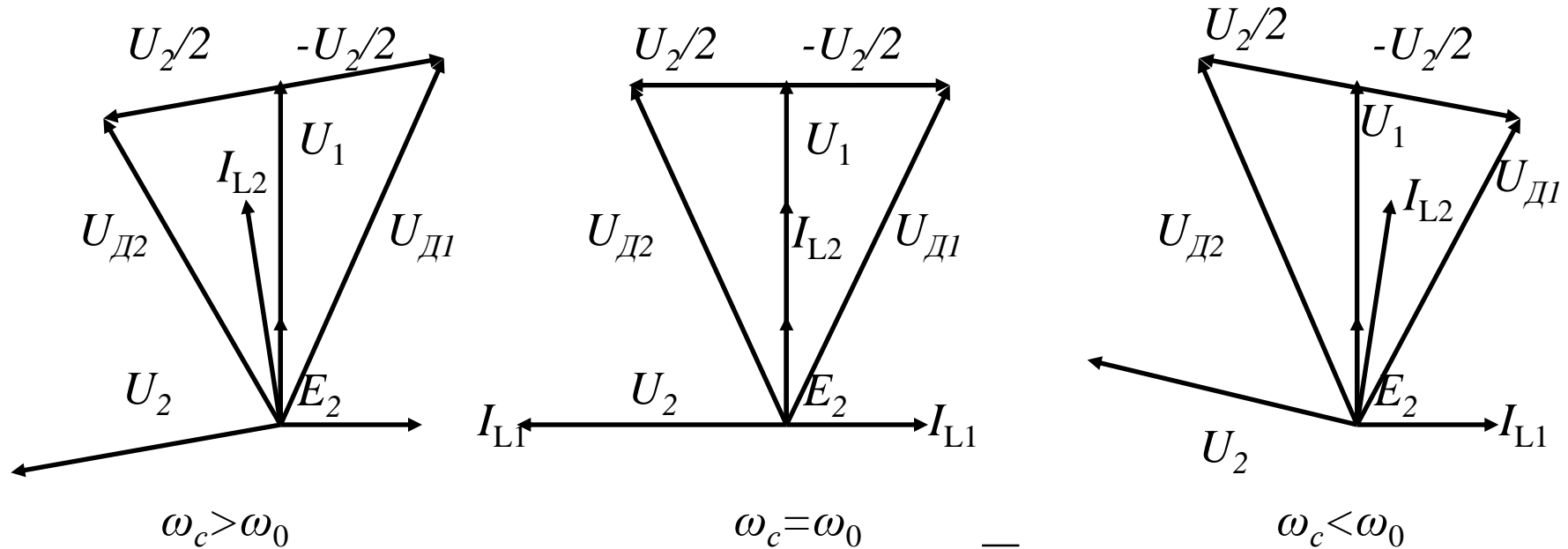
Частотные детекторы (ЧД) с преобразованием ЧМ в ФМ

Дифференциальный частотный детектор (балансный детектор на связанных контурах) относится к типу частотно-фазовых.



Преобразователем модуляции является цепь из C_1L_1 и C_2L_2 , настроенных на среднюю частоту f_0 .

При отсутствии частотной модуляции U_2 сдвинуто по отношению к U_1 на $\varphi=90^\circ$, а при ЧМ между U_2 и U_1 появляется дополнительный фазовый сдвиг пропорциональный изменению f .



К диоду Д1 приложено $\bar{U}_{Д1} = \bar{U}_1 + \frac{\bar{U}_2}{2}$

К диоду Д2 приложено $\bar{U}_{Д2} = \bar{U}_1 - \frac{\bar{U}_2}{2}$

$U_{\text{ВЫХ}}$ определяет разность выпрямленных напряжений:

$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = k_d (\bar{U}_{Д1} - \bar{U}_{Д2})$ Диоды одинаковые $k_d = \cos\theta$.

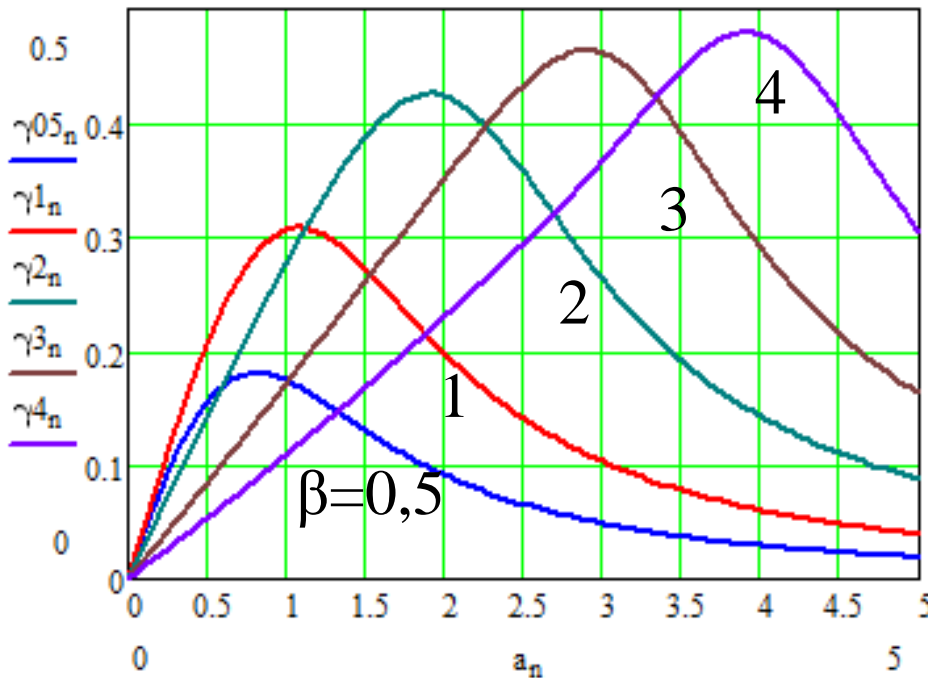
Разность напряжений на детекторах: $|U_{д1} - U_{д2}| = U_1 \gamma(a, \beta)$,

где $\gamma(a, \beta)$ - функция от обобщенной расстройки сигнала

$a = 2\Delta f / f_0 d_3$ и от параметра связи контуров $\beta = k/d_3$, $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$.

Как показал Н.И. Чистяков,
эта функция имеет вид:

$$\gamma = \frac{\sqrt{4 + (\beta + 2a)^2} - \sqrt{4 + (\beta - 2a)^2}}{2\sqrt{(1 + a^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2}}$$



Крутизна функции γ
максимальна при $\beta = 0,8$.

В интервале $0,6 < \beta < 1,25$ уменьшается не более, чем на 2,5 %

Выбирают $\beta \cong 1$ - хорошая крутизна и линейность.

При определении a (из графика) учитывают, что при $a_{\text{макс}} \leq 0,5\beta$ КНИ искажений $< 5 \%$.

На основании изложенного при заданных частоте f и полосе Δf можно определить $a_{\text{макс}}$, $Q_{\text{э}}$, k .

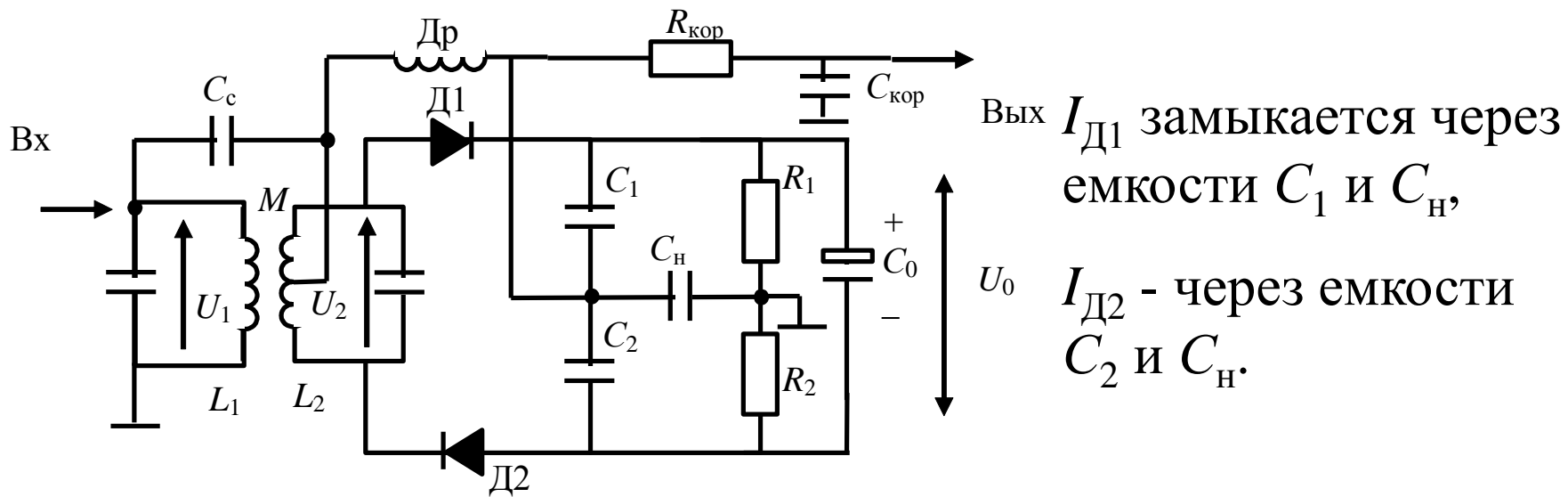
Значения индуктивностей L_1 и L_2 такие же, как в других каскадах УПЧ.

R и C – выбираются как для амплитудных детекторов.

$L_{\text{др}}$ – служит для замыкания U_- . Она на порядок больше индуктивностей контуров L_1 и L_2 .

Дробный частотный детектор или детектор отношений

отличается отсутствием чувствительности к быстрым (с частотой модуляции) изменениям амплитуды сигнала.



$I_{=D_1}$ и $I_{=D_2}$ проходит по общей цепи из элементов D_1, R_1, R_2, D_2, L_2 .

Поэтому: $I_{\text{д1}} = I_{\text{д2}}$, для напряжений справедливо - $U_{\text{д1}} = U_{\text{д2}}$

При различии ВЧ напряжений $U_{д1}$ и $U_{д2}$ для обеспечения этого равенства диоды должны работать с разными углами отсечки.

$$U_{\text{д1}} \cos \theta_1 = U_{\text{д2}} \cos \theta_2 \text{ и если } U_{\text{д1}} > U_{\text{д2}}, \text{ то } \cos \theta_1 < \cos \theta_2 \quad \theta_1 > \theta_2.$$

Сумма выпрямленных напряжений $U_{\text{вых1}} + U_{\text{вых2}} = U_0$ приложена к конденсатору C_0 большой емкости

Поэтому U_0 с частотой модуляции изменяться не может. Будет меняться отношение $U_{\text{вых1}} / U_{\text{вых2}}$.

Дроссель Др обеспечивает перетекание зарядов C_1 и C_2 при изменении $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$.

В соответствии со схемой $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых2}} - U_0/2$.

Так как $U_0 = U_{\text{вых1}} + U_{\text{вых2}}$, то

$$U_{\text{вых}} = 0,5(U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}}) = 0,5 U_0 (U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}})/U_0$$

$$U_{\text{вых}} = 0,5 U_0 (U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}})/(U_{\text{вых2}} + U_{\text{вых1}})$$

$$U_{\text{вых}} = 0,5 U_0 \frac{1 - \frac{U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вых2}}}}{1 + \frac{U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вых2}}}}$$

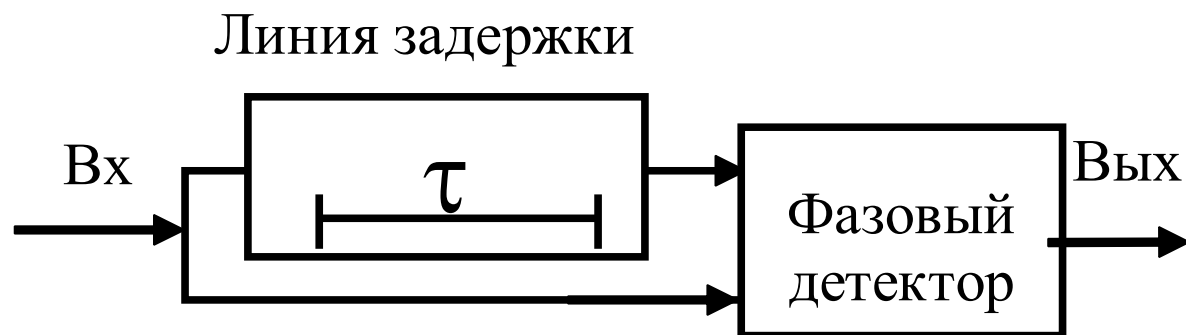
При ЧМ, когда $U_{\text{д1}}$ и $U_{\text{д2}}$ меняются, как и в предыдущей схеме, меняется отношение $U_{\text{вых1}}/U_{\text{вых2}}$. Поэтому такой детектор называют дробным.

Учитывая, что $U_{\text{вых1}} = U_{\text{д1}} \cos \theta_1$, а $U_{\text{вых2}} = U_{\text{д2}} \cos \theta_2$, получим:

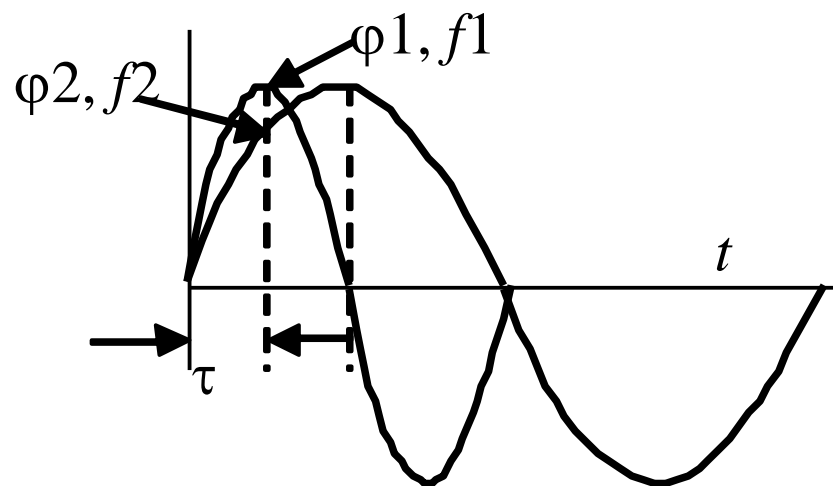
$$U_{\text{вых}} = 0,5 (U_{\text{д2}} \cos \theta_2 - U_{\text{д1}} \cos \theta_1).$$

Частотный детектор с ЛЗ

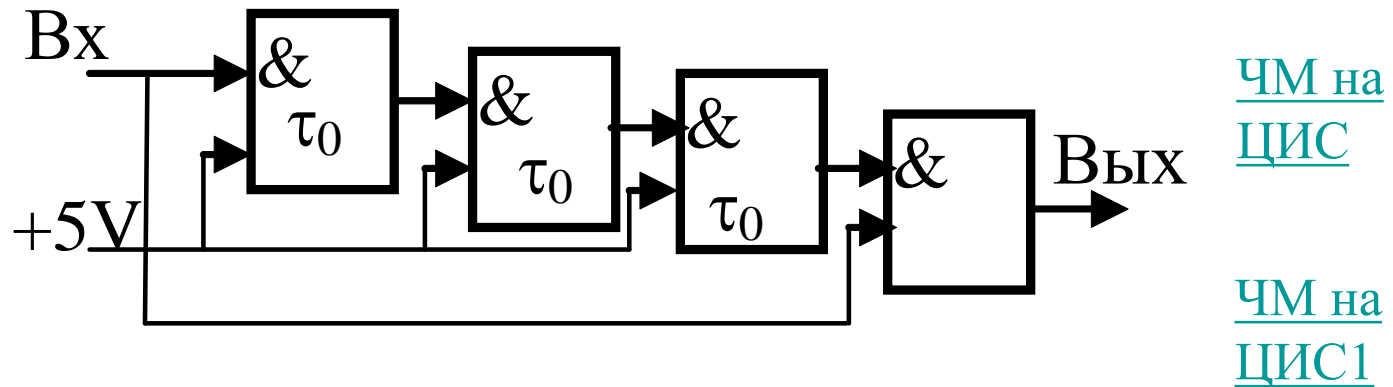
Для интегрального исполнения нашли применение ЧД, в которых преобразователем ЧМ в ФМ служит линия задержки



В ЛЗ на время τ сигнал приобретает фазовое запаздывание относительно $U_{вх}$ $\Delta\varphi = \tau\Delta\omega$, которое строго пропорционально изменению частоты.



Частотный детектор на ЛИС.



Л1, Л2 и Л3 - служат для получения τ .

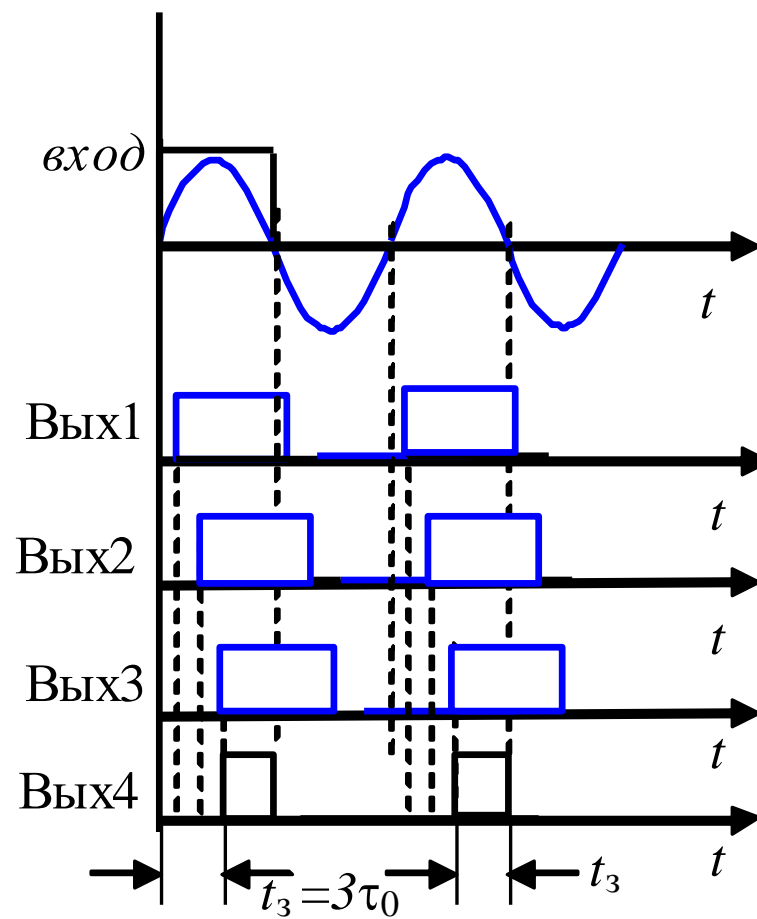
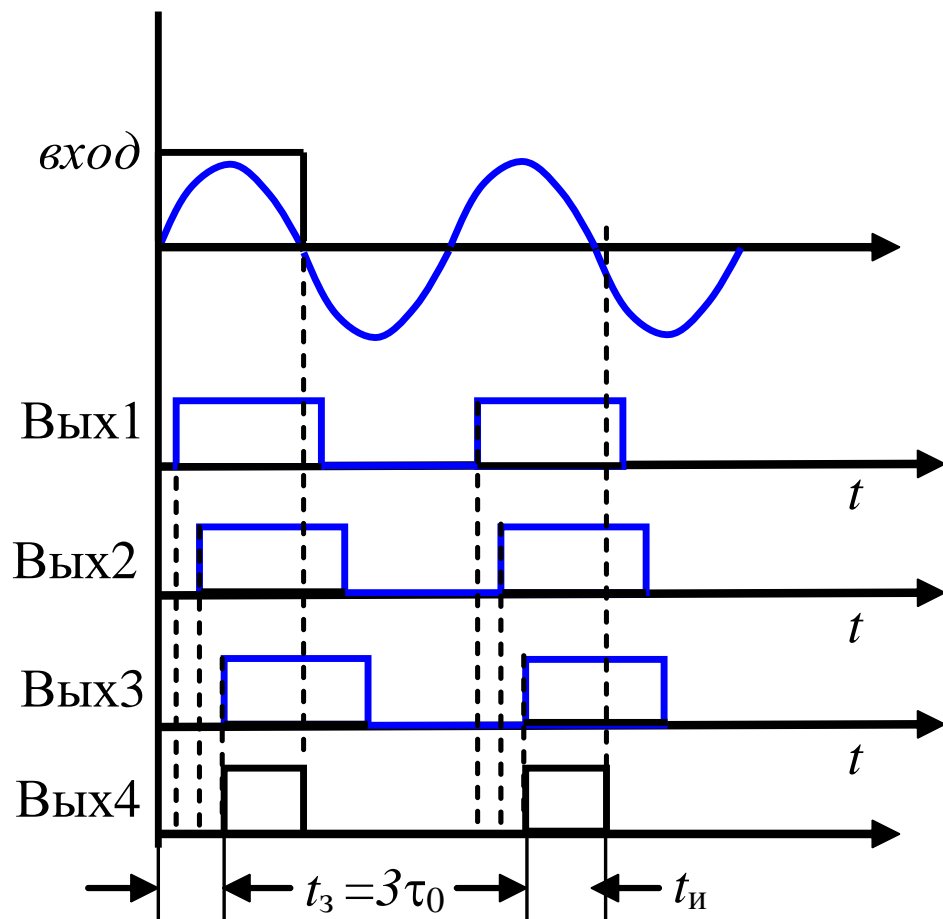
Л1- кроме задержки формирует из синусоиды прямоугольный импульс.

Л4 – выполняет функцию ключевого фазового детектора (каскад совпадения), на выходе которого формируется импульс $t_{\text{и}}$.

Зависимость между $U_{\text{вых}}$ и f_c
линейная, если $t_3 = 3\tau_0 < T_c/2$.

$$f_{\text{max}} < \frac{1}{6\tau_0}$$

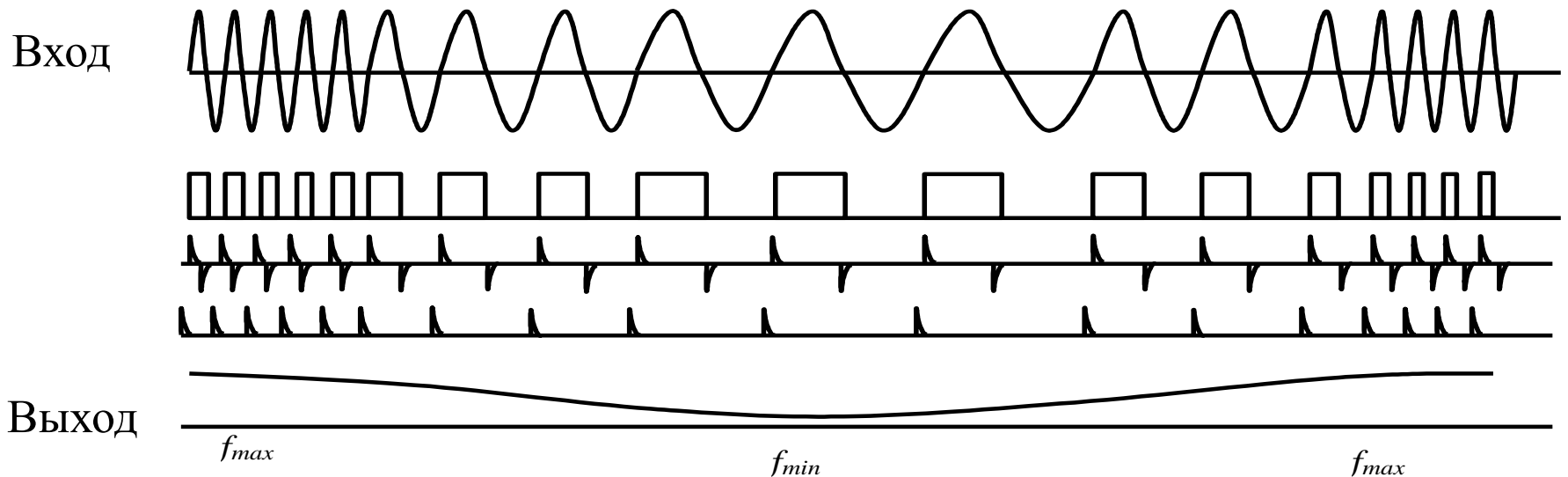
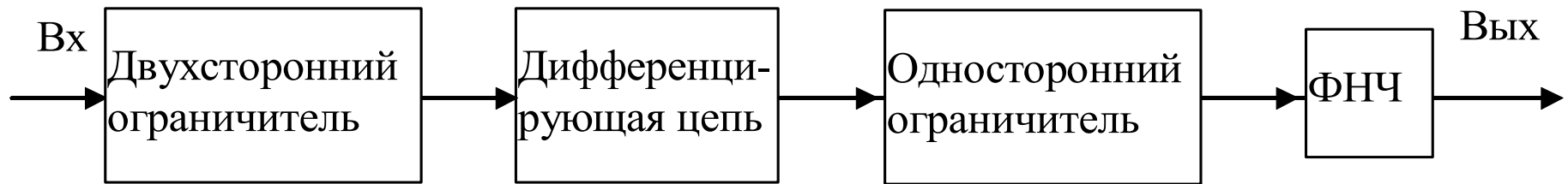
Такие ЧД нашли применение в телевизионных приемниках и в многоканальных системах радиорелейной и спутниковой связи.



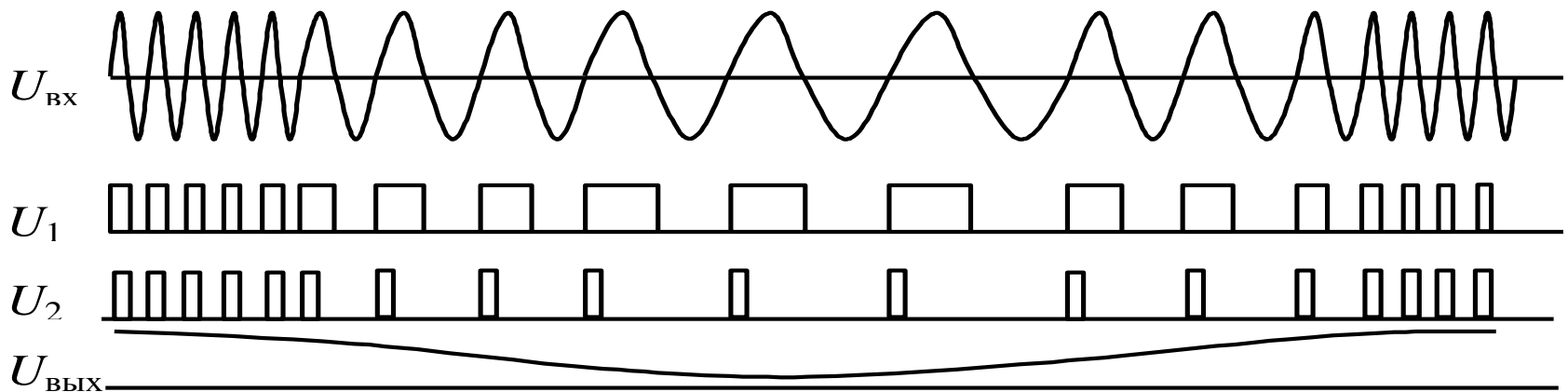
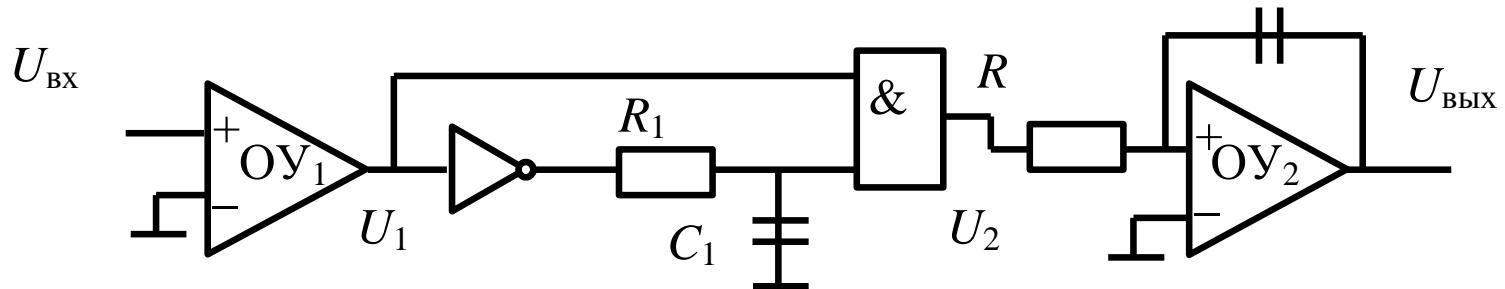
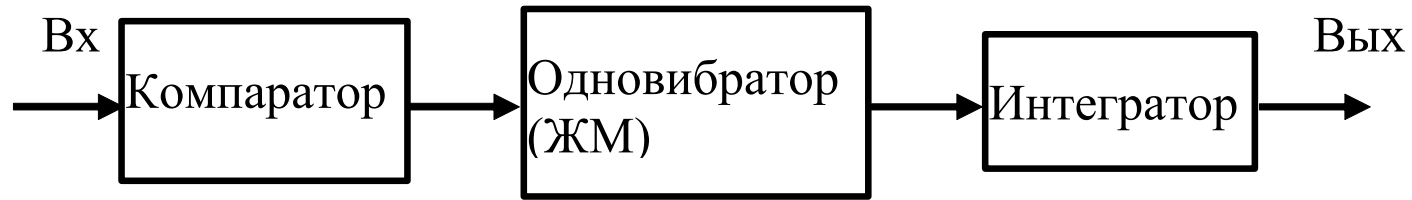
Длительность выходного импульса обратно пропорциональна f_c .

Импульсно-счетные частотные детекторы (ЧД)

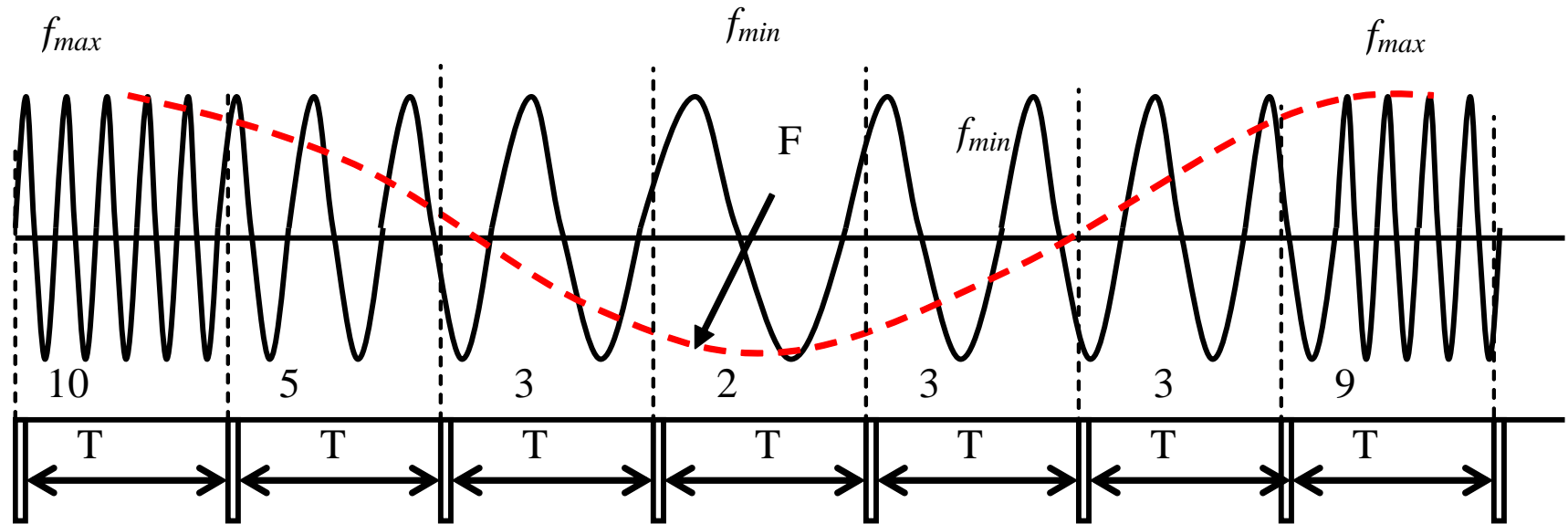
ЧМ сигнал преобразуется в последовательность импульсов с неизменной амплитудой и длительностью. Частота следования зависит от частоты входного сигнала. ЧМ сигнал преобразуется в сигнал с время-импульсной модуляцией (ВИМ).



Импульсно-счетный ЧД может быть реализован иначе.



В ЧД с подсчетом числа периодов на фиксированном временном интервале используется принцип работы цифрового частотомера.

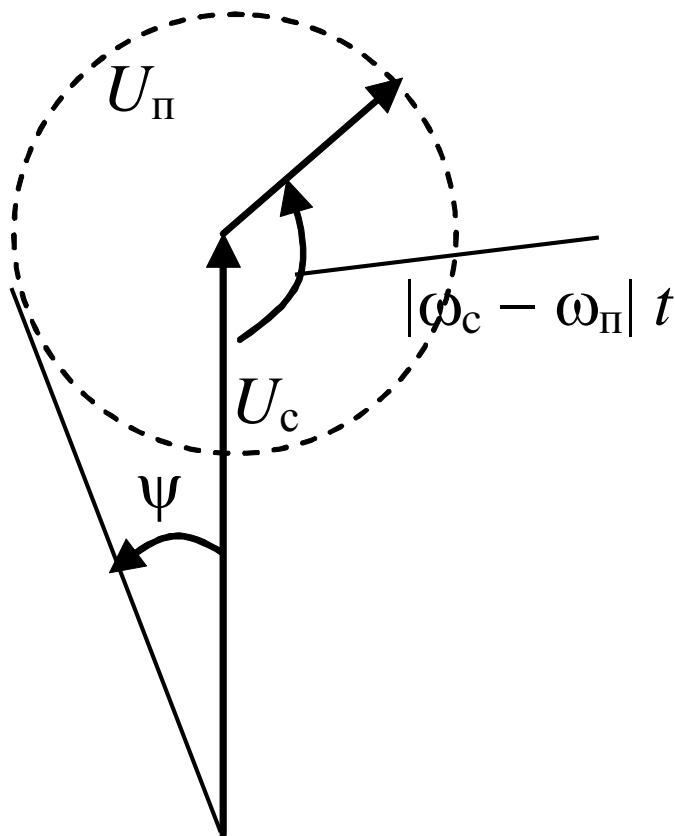


Точность подсчета тем выше, чем больше длина интервала T . Также очевидно, что на периоде частоты модуляции Ω должно быть несколько измерительных интервалов.

Эти противоречивые требования ограничивают максимальные частоты $\Omega_{\text{макс}}$ детектируемых сигналов.

Предыскажения и их коррекция при ЧМ

При векторном суммировании напряжений сигнала и помехи (шума) вектор результирующего колебания имеет амплитудную и фазовую модуляцию.



АМ подавляется ограничителем

Индекс угловой фазовой модуляции, создаваемый помехой, (при $U_\pi/U_c < 0,5$) $\psi \approx U_\pi/U_c$.

Частота модуляции $F = |f_c - f_\pi|$.
Поэтому девиация частоты

$$\Delta f_\pi = \psi F = \psi |f_c - f_\pi|.$$

$U_{\text{вых}}$ частотного детектора пропорционально Δf_π . При детектировании подчеркиваются составляющие шума в $\Pi_{\text{пр}}$, наиболее удаленные от несущей.

В соответствии с детекторной характеристикой наличие шумовой помехи при частотном детектировании оказывает наибольшее влияние на частоты далеко отстоящие от центральной частоты.

Следовательно, ВЧ составляющие полезного сигнала наблюдаются с худшим отношением сигнал-шум, чем низкочастотные.

Поставив на выходе ЧМ-детектора корректирующую C_{ϕ} , R_{ϕ} (C_k , R_k) можно ослабить высшие модулирующие частоты и соответствующие им составляющие шумовой помехи.

Для того, чтобы корректирующая цепочка не приводила к искажению сигнала в передатчике поднимают уровень составляющих сигнала в области ВЧ (подчеркивают верхние частоты модуляции), т.е. вводят **предыскажения сигнала.**

Фазовые детекторы (ФД)

ФД измеряют разность фаз φ между двумя входными сигналами. Один из них обычно является опорным, а другой информационным.

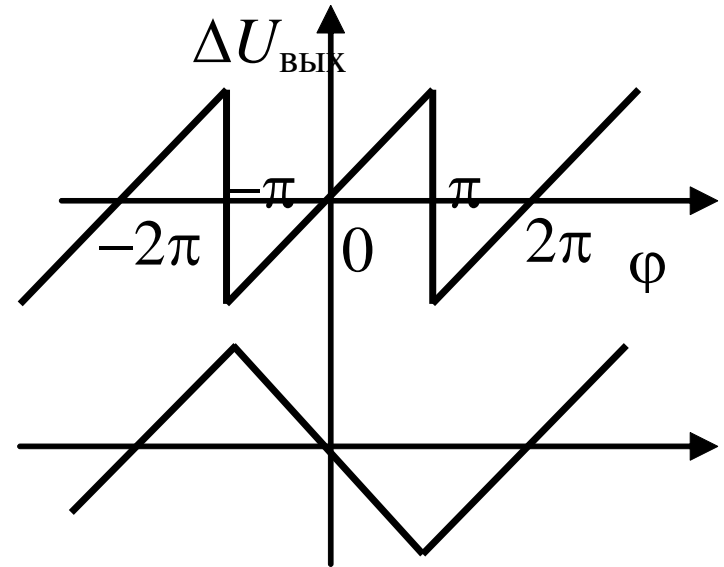
Фазовые детекторы применяются:

- 1) в системах автоподстройки частоты (АПЧ),
- 2) слежения за фазой опорного напряжения,
- 3) в схемах следящих фильтров,
- 4) системах селекции движущихся целей (СДЦ) радиолокационных станций,
- 5) для детектирования фазомодулированных и фазоманипулированных сигналов.

Характеристика детектирования

ФД есть зависимость
выходного напряжения
детектора от разности фаз
двух сигналов.

Характеристика д.б. линейной и
однозначной в заданном
диапазоне изменения фазы.



Классификация схемы ФД :

- Векторомерного типа с преобразованием ФМ в амплитудную -;
- Коммутационного типа на ключевых элементах;
- На R_s триггерах т.е. с использованием импульсной и цифровой техники;
- Умножительного типа;

Балансный фазовый детектор (векторомерного типа)

Для независимости $U_{\text{вых}}$ ФД от амплитуды сигнала необходим ограничитель амплитуды.

Преобразование ФМ в АМ может быть достигнуто векторным суммированием опорного U_0 и сигнального U_C напряжений.

Амплитуда суммарного сигнала определяется при этом согласно теореме косинусов

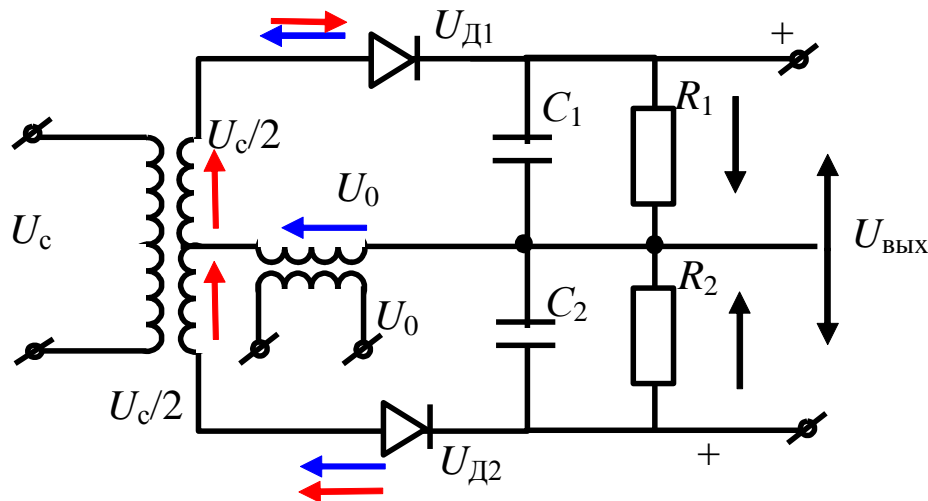
$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_0^2 + U_C^2 + 2U_0U_C \cos \phi}, \text{ где } \phi = (\omega_0 - \omega_C)t + (\phi_0 - \phi_C)$$

и при $\omega_0 = \omega_C, \phi_0 = 0 \quad \phi = -\phi_C$

Отсюда видна нелинейная зависимость U_{Σ} от ϕ .

Широкое применение имеет балансная схема ФД (БФД).

Для этой схемы $U_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{Д}} (U_{\text{Д1}} - U_{\text{Д2}})$. Определим значения результирующего напряжений приложенных к диодам Д1 и Д2:



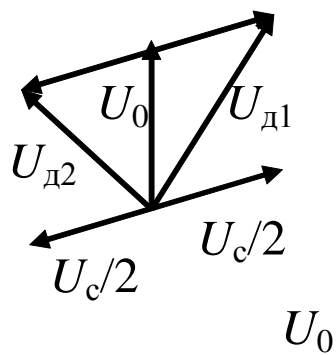
$\varphi < \pi/2$

$\varphi = \pi/2$

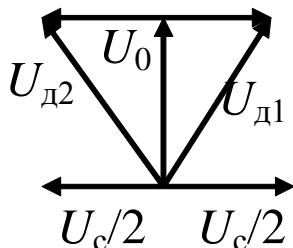
$\varphi > \pi/2$

$$U_{\text{Д1}} = \sqrt{U_0^2 + \frac{U_c^2}{4} - U_0 U_c \cos \phi_c},$$

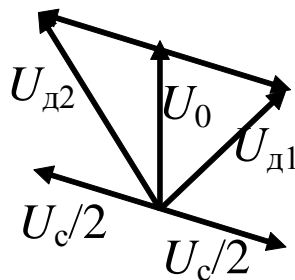
$$U_{\text{Д2}} = \sqrt{U_0^2 + \frac{U_c^2}{4} + U_0 U_c \cos \phi_c}.$$



$$|U_{\text{Д2}}| < |U_{\text{Д1}}|$$



$$|U_{\text{Д2}}| = |U_{\text{Д1}}|$$



$$|U_{\text{Д2}}| > |U_{\text{Д1}}|$$

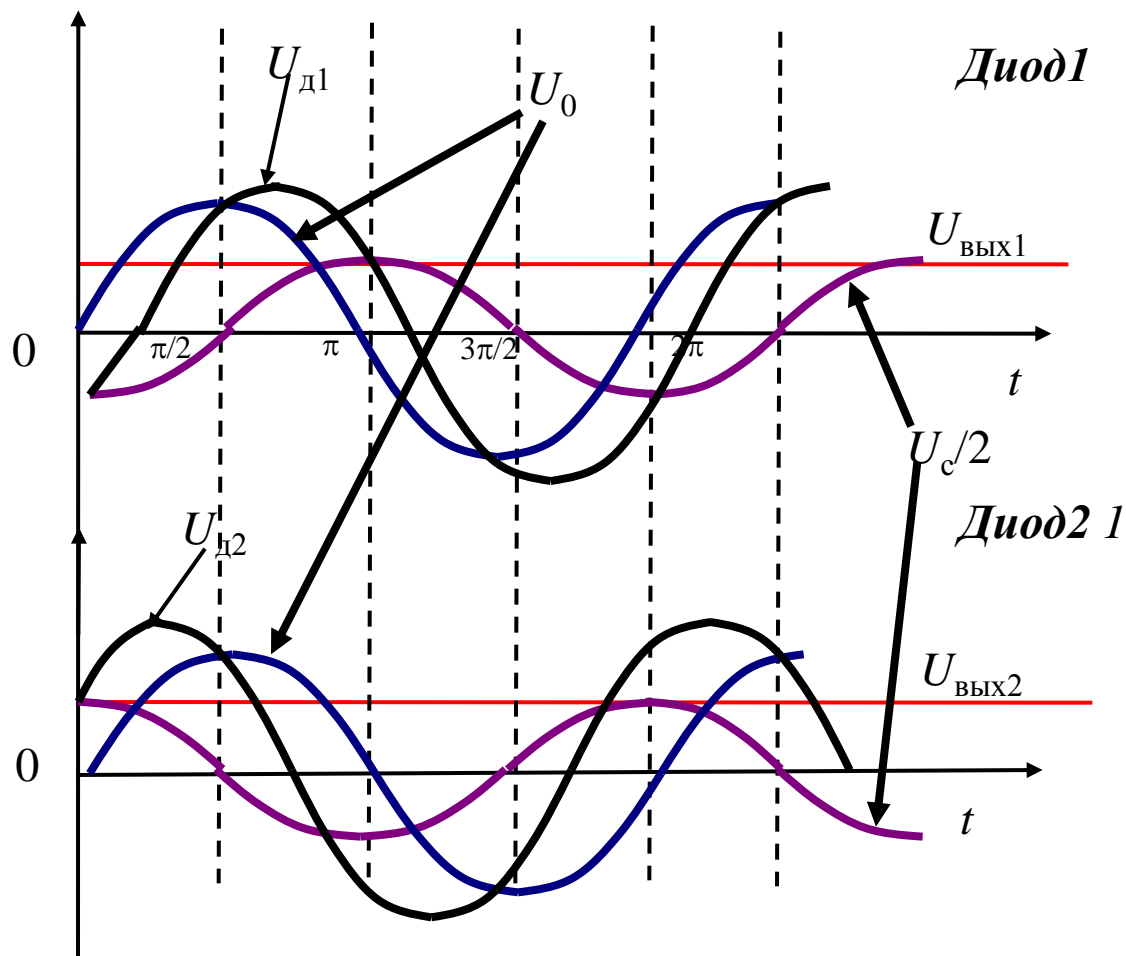
$U_{\text{Д1}}$ и $U_{\text{Д2}}$ детектируются и на нагрузках АД:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = K_{\text{Д}} U_{\text{Д1}},$$

$$U_{\text{ВЫХ2}} = K_{\text{Д}} U_{\text{Д2}}.$$

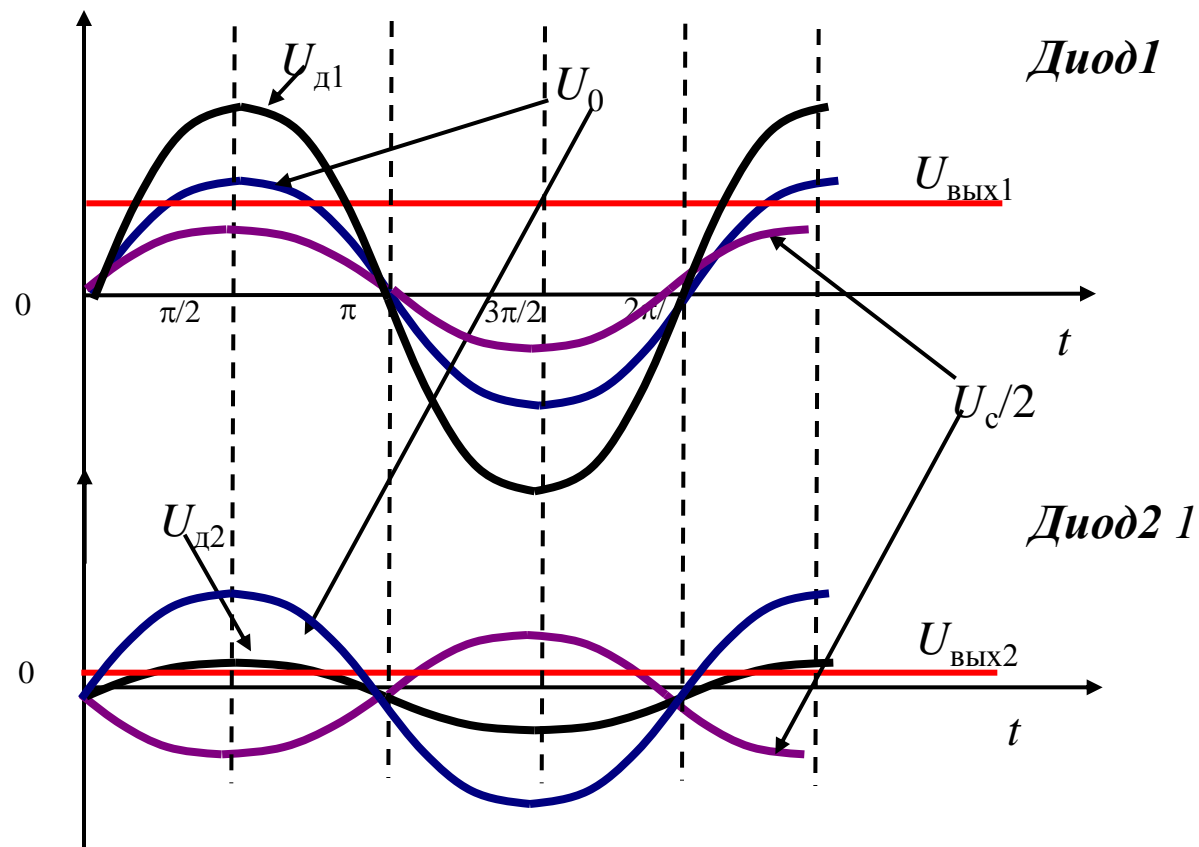
$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}}$$

$$\varphi = n\pi/2$$



$$\Delta U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2} = 0$$

$$\varphi = n\pi$$



$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}=\text{max}}$$

Аналитическое выражение для выходного напряжения ФД:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = K_{\text{Д}} \sqrt{U_0^2 + \frac{U_c^2}{4}} \left(\sqrt{1 + \frac{U_c U_0}{U_0^2 + \frac{U_c^2}{4}} \cos \varphi_c} - \sqrt{1 - \frac{U_0 U_c}{U_0^2 + \frac{U_c^2}{4}} \cos \varphi_c} \right).$$

Это выражение есть уравнение АФХ характеристики БФД.

Если $U_0 U_c / (U_0^2 + U_c^2 / 4) \cos \varphi_c \ll 1$, то
можно упростить выражения, разлагая
слагаемые под корнем в ряд:

$$\sqrt{1 \pm \alpha} \approx 1 \pm \alpha / 2$$

С учетом первых
двух членов ряда:

$$U_{\text{вых}} \approx K_{\text{Д}} \frac{U_0 U_c}{\sqrt{U_0^2 + U_c^2 / 4}} \cos \varphi_c.$$

Детекторная характеристика имеет вид косинусоиды в
окрестности углов $\varphi_c = \pi/2$ и $\varphi_c = 3\pi/2$.

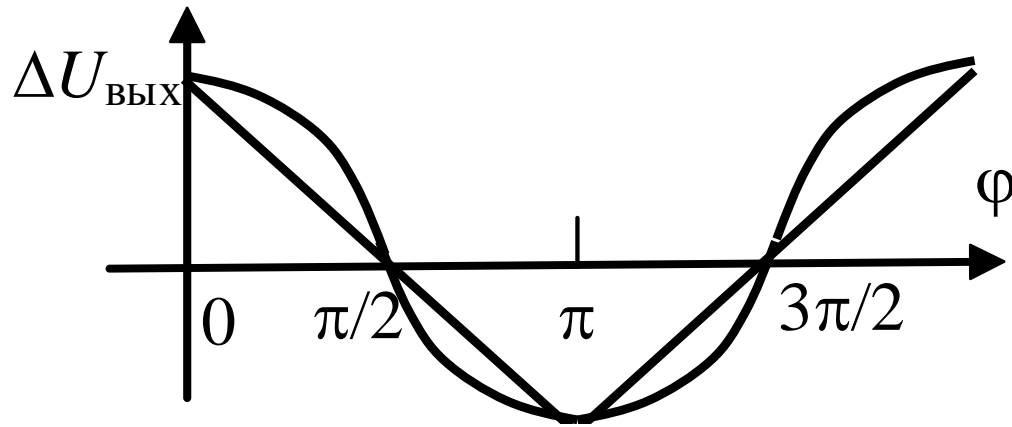


Схема симметрична относительно напряжений U_0 и U_C .

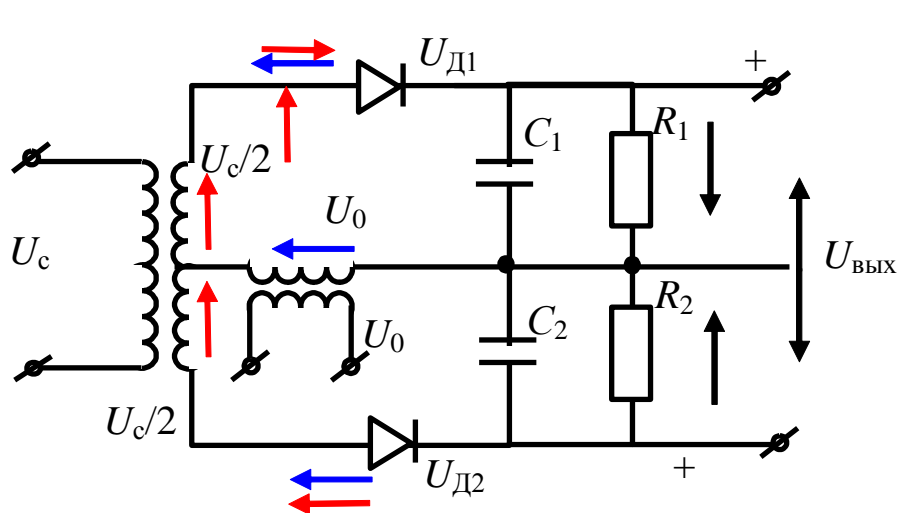
Вид характеристики детектирования балансного ФД зависит от отношения $h = U_C/U_0$.

При $h \cong 1$ характеристика близка к линейной, а при $h \gg 1$ - к косинусоиде.

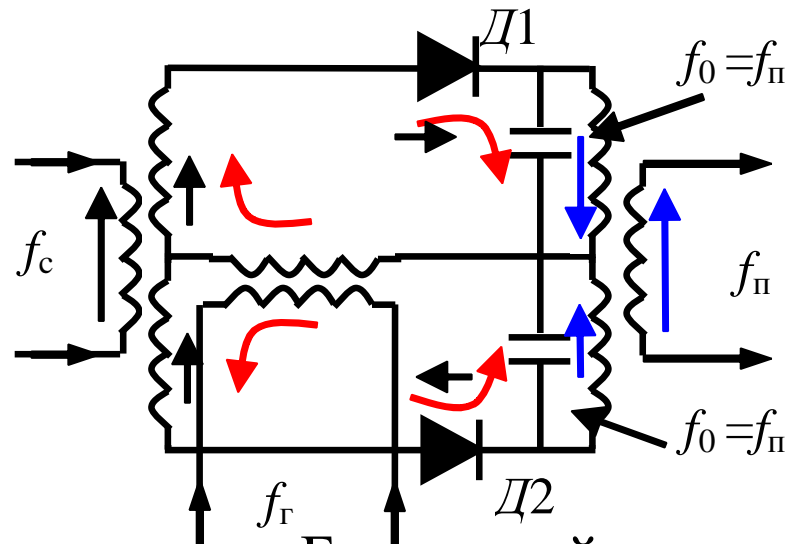
Однозначная связь $U_{\text{ВЫХ}}$ и φ имеет место только в интервале $(0, \pi)$.

Сравнение схемы БФД и канонической схемы БС.

Обратим внимание на сходство схем балансной схемы ФД и канонической схемы балансного смесителя.



Балансный фазовый детектор



Балансный смеситель

Эти схемы различаются только видом нагрузки:

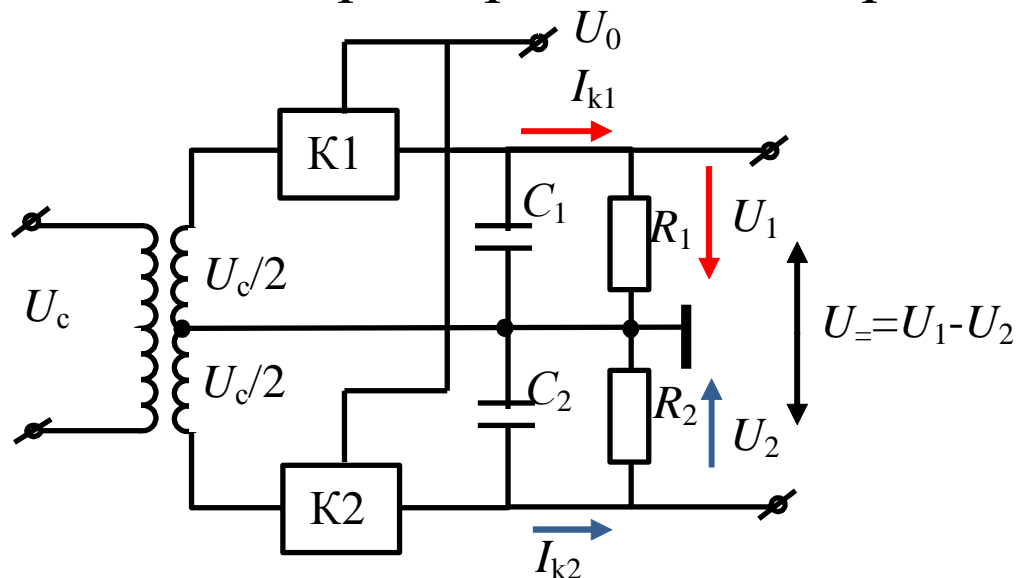
У БС нагрузка полосовой фильтра на ПЧ частоте.

У БФД нагрузка RC -цепь - фильтр нижних частот.

Можно сказать: балансный ФД есть БС с нулевой ПЧ ($f_{нч}=0$).

Коммутационные фазовые детекторы

оперируют не гармоническими входным напряжениями, а импульсными последовательностями, сохраняющими временное положение характерных точек гармонического сигнала.



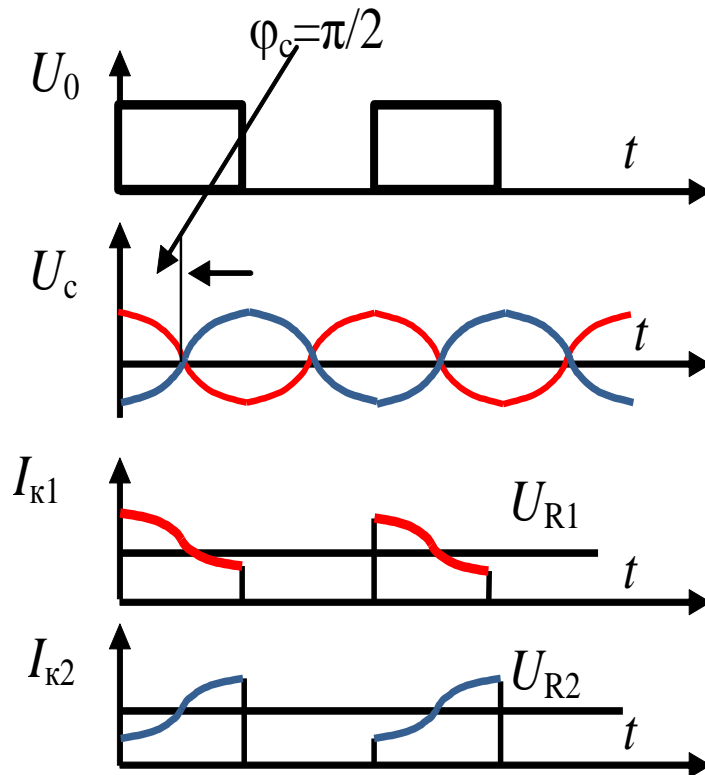
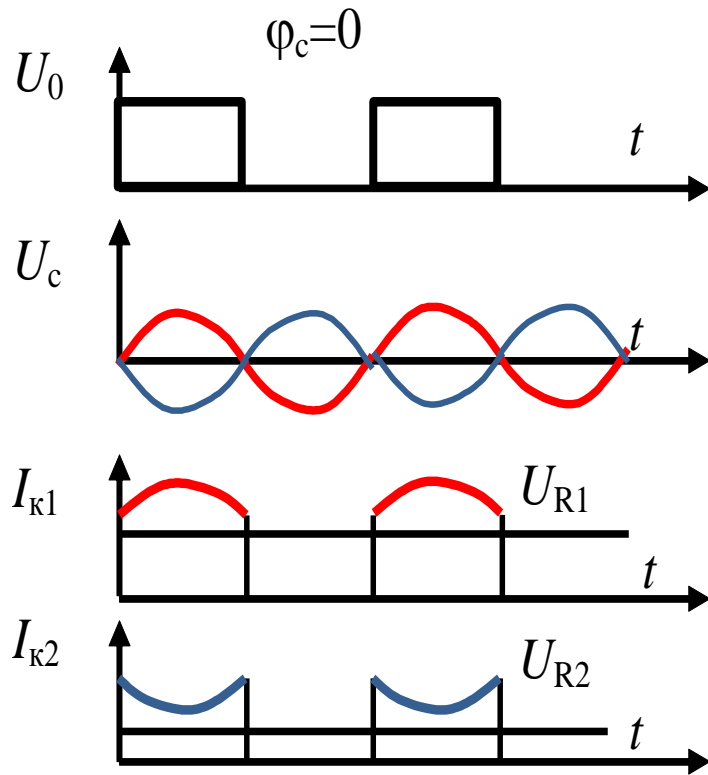
Ключи – ПТ или БПТ.

Источник питания – U_0

Форма опорного напряжения - меандр.

U_c подаются на вход ключей противофазно. Токи протекающие через них в открытом состоянии также противофазны.

В зависимости от соотношения фаз U_0 опорного и U_c напряжений будут изменяться постоянные составляющие токов ключей.

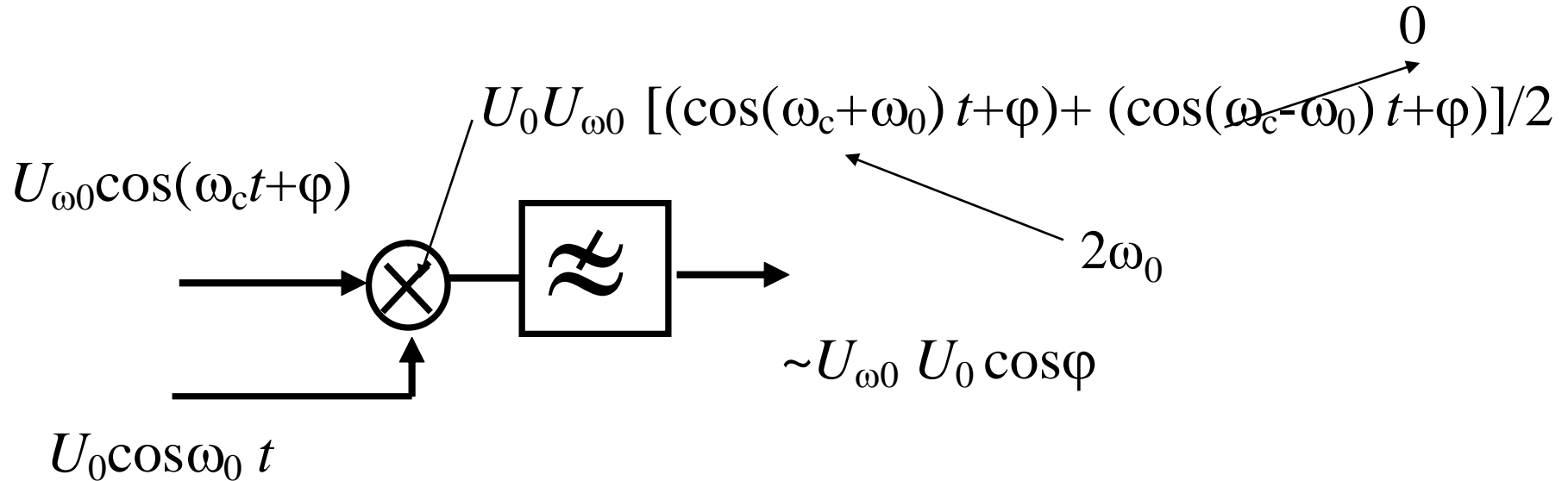


При $\varphi_c = 0$, $\varphi_0 = 0$ ($I_1 - I_2$) — *max*.
 $\Delta U_- = R(\Delta I_1 - \Delta I_2) - \text{max}$

При $\varphi_c = \pi/2$, $\varphi_{ог} = 0$ ($I_1 - I_2$) = 0.
 $\Delta U_- = R(\Delta I_1 - \Delta I_2) = 0 - \text{min}$.

Анализ схемы дает следующее уравнение детекторной характеристики: $U_- = K_{фд} U_c \cos \varphi_c$, где $K_{фд}$ — коэффициент передачи.

Фазовые детекторы умножительного типа



Фаза опоры $\varphi = 0$, а фаза сигнала меняется.

Предполагается, что частоты ω_c и опорная ω_0 — равны $\omega_c = \omega_0$,

Детекторы могут быть реализованы на аналоговых или цифровых умножительных микросхемах.

Обеспечивают высокую точность воспроизведения косинусоидальной характеристики детектирования с интервалом однозначности $(0, \pi)$.