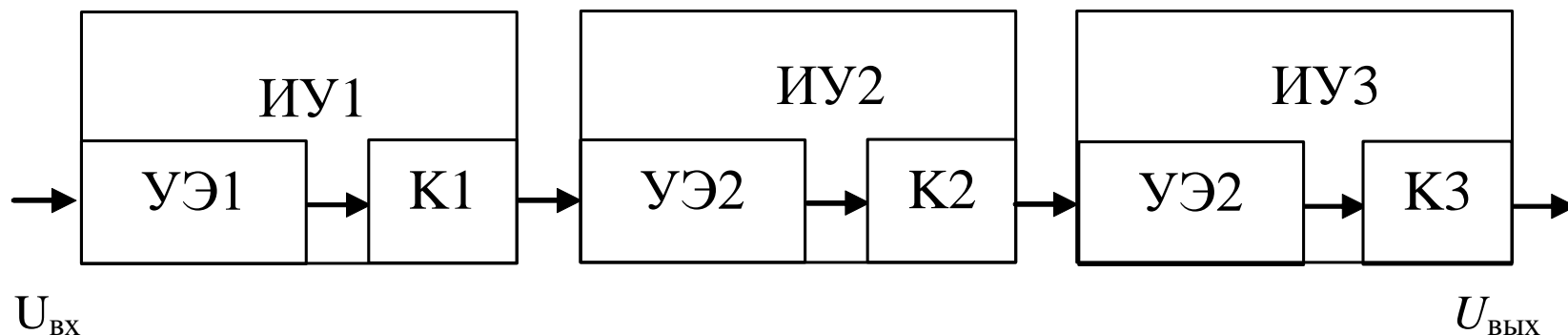


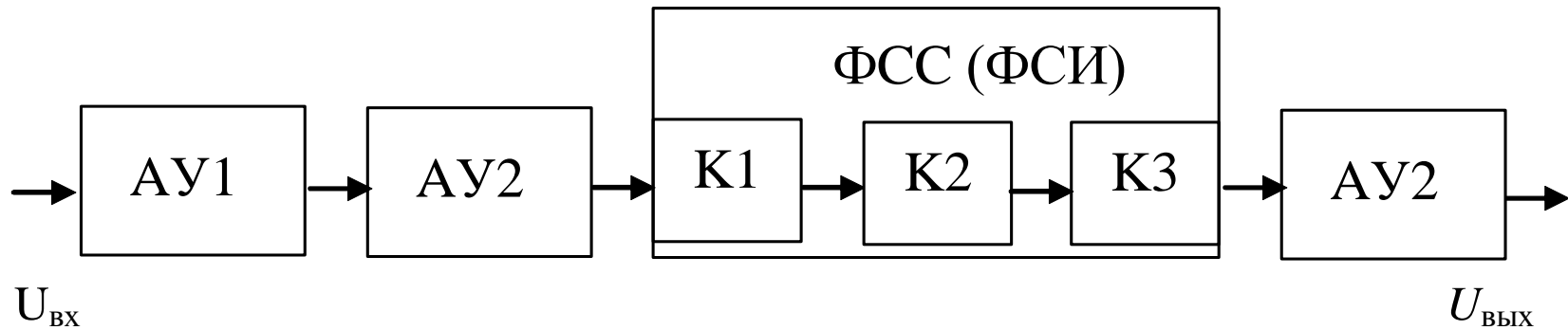
Избирательные усилители

Избирательные усилители (ИУ) - это усилительный элемент с нагрузкой в виде полосового фильтра (например, параллельного колебательного контура.) ИУ обеспечивают амплитудно-частотную (АЧХ) и фазочастотную (ФЧХ) характеристики приемника.

ИУ с распределенной избирательностью. Для реализации ВЧ усиления используют многокаскадные ИУ. Их АЧХ перемножаются, а ФЧХ складываются.



ИУ с сосредоточенной избирательностью. Сочетание нескольких каскадов апериодических усилителей (АУ) и многозвенных фильтров сосредоточенной селекции (ФСС или ФСИ) для формирования заданных АЧХ и ФЧХ.



Основными требованиями к ИУ являются:

- центральная частота и полоса усиливаемых частот $f_0, \text{П}$;
- коэффициент усиления, $K, \text{дБ}$;
- коэффициент шума, $N, \text{дБ}$;
- форма АЧХ и ФЧХ (коэффициенты прямоугольности $K_{\text{пр}}$, равномерность плоской части и др.);
- динамический диапазон $U_{\text{мин}} - U_{\text{мах}}$.

Усилители с распределенной избирательностью

Схемы каскадов с резонансной нагрузкой

Усилительные элементы (УЭ): транзисторы биполярные (БТр), полевые (ПТр), электронные лампы (ЭЛ), микросхемы усилителей (МС).

Схемы включения УЭ: общим Э, Б, И, общим катодом (ОК) или иные, позволяющие получить наибольшее устойчивое усиление.

Схема последовательного питания

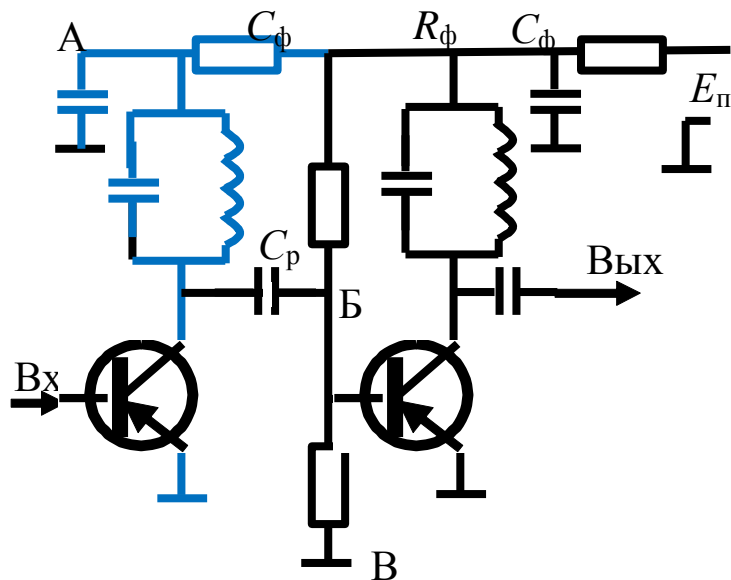
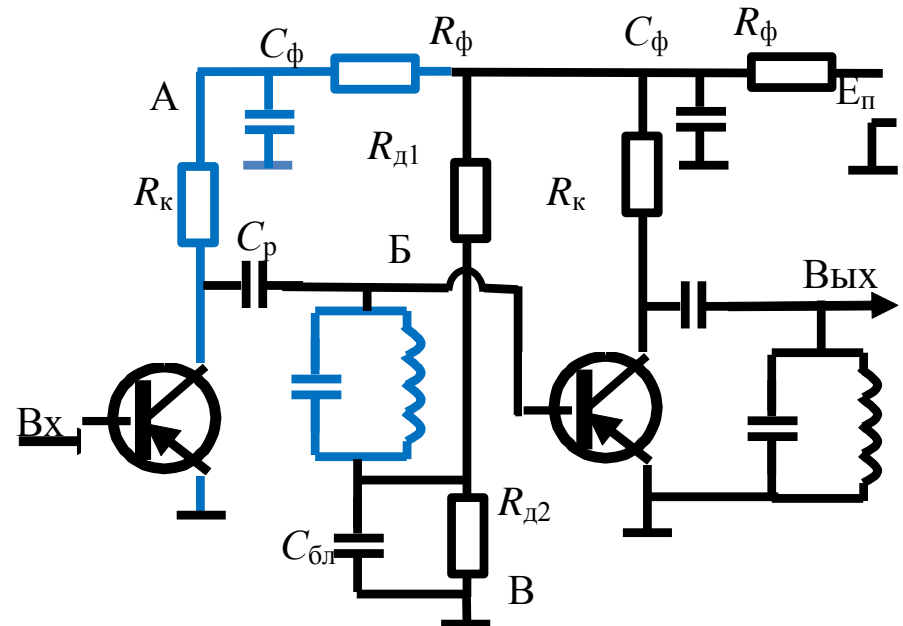


Схема параллельного питания



Для БТр

Достоинством последовательного питания:

- меньшее число элементов на каскад,
- отсутствие падения E_p на нагрузке (контуре).

Недостатки:

- пульсации питающего напряжения между точками АВ практически полностью передаются точкам БВ и могут модулировать усиление, что приводит к помехам и искажениям.

Достоинства схемы параллельного питания:

- пульсации делятся делителем из $R_{д1}$ $C_{бл}$. При большой емкости $C_{бл}$ пульсации сильно подавляются,
- цепь смещения УЭ2 подключена к нижнему, "холодному" по высокой частоте концу контура и не нагружает контур.

В усилителях на БТр для согласования каскадов применяется частичное подключение к контуру с коэффициентами трансформации m_1, m_2 соответственно.

Схема с последовательным питанием для БТР

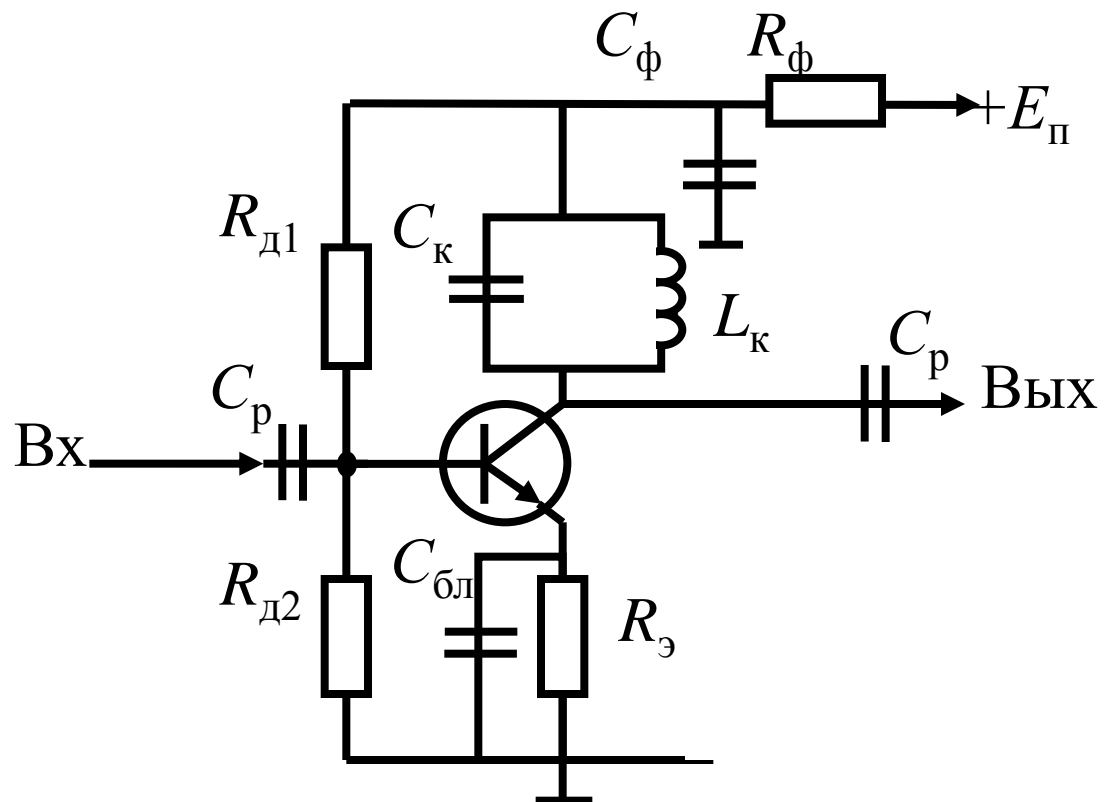
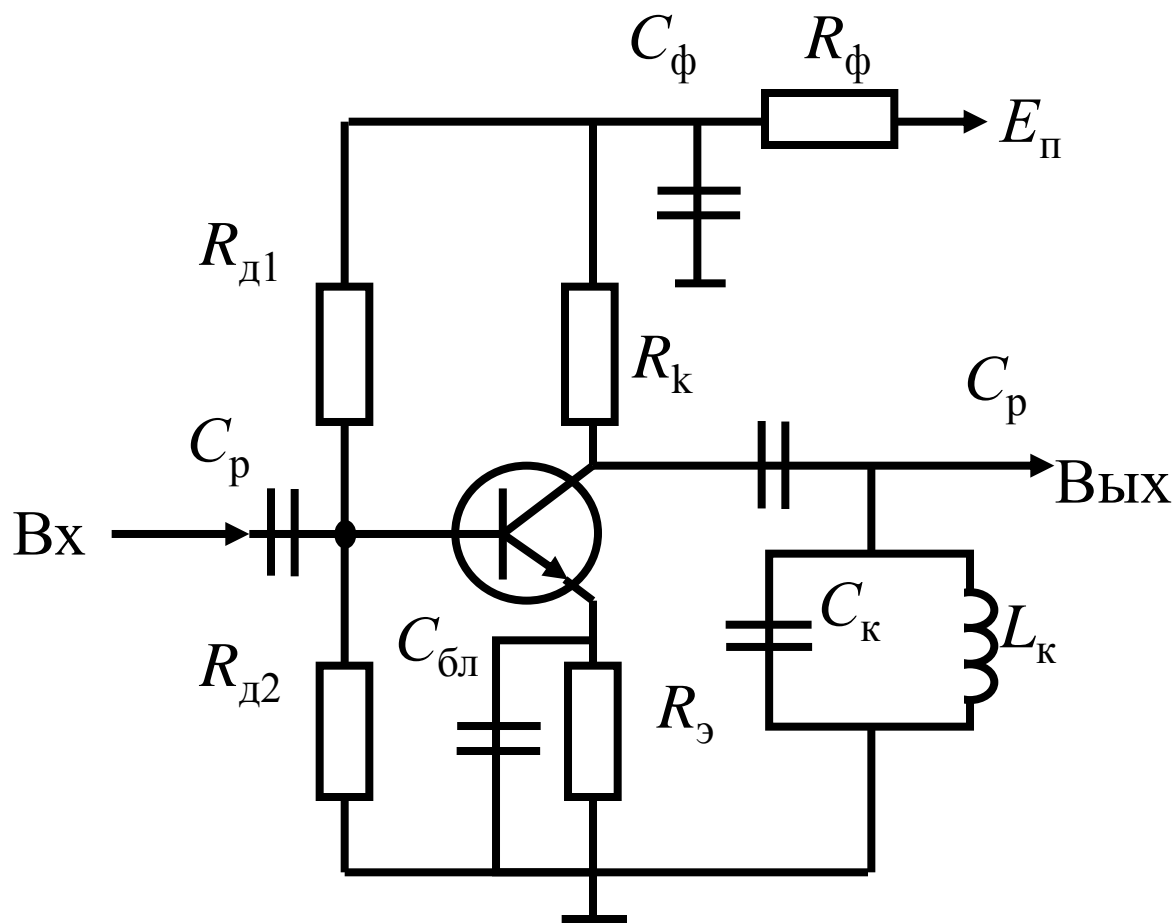
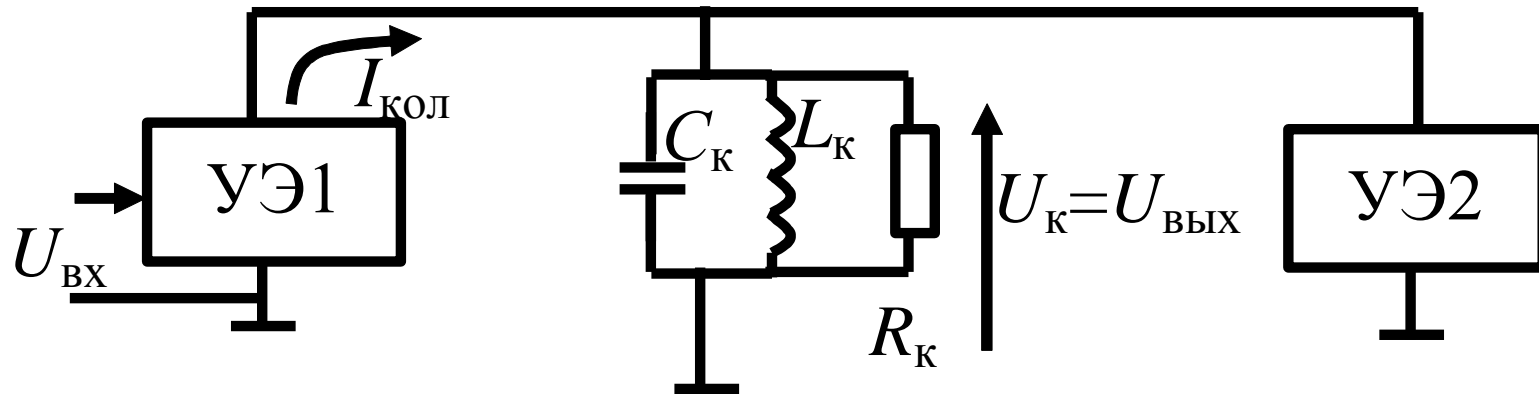


Схема с параллельным питанием для БТр



Коэффициент усиления резонансного усилителя



Где S - крутизна УЭ1,

$$I_{\text{КОЛ}} = S U_{\text{ВХ}},$$

$$U_K = U_{\text{ВЫХ}} = - I_{\text{КОЛ}} Z_{\text{КЭ}}$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = - S U_{\text{ВХ}} Z_{\text{КЭ}}$$

При полном подключении УЭ1
и УЭ2 к контуру:

$$K = \left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| = S Z_{\text{КЭ}}$$

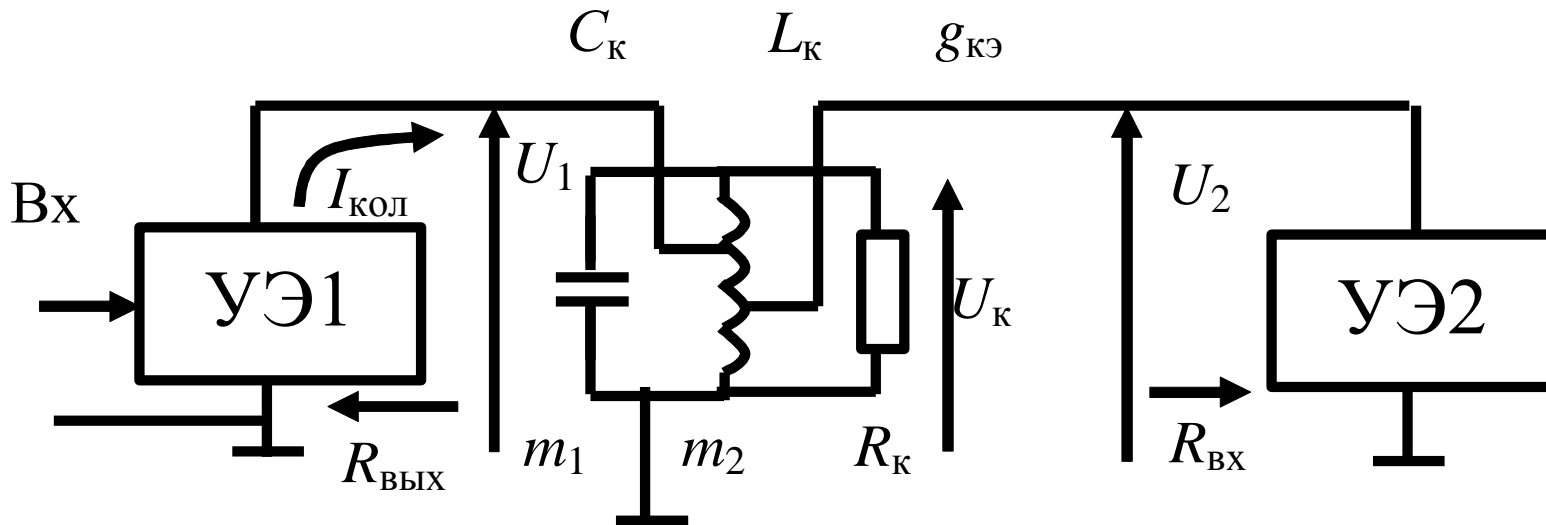
Для RC-усилителя

$$K = \left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| = S Z_C$$

Для резистивного
усилителя

$$K = \left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| = S R_{\text{н}}$$

Для согласования используется схема с частичным включением :



$$U_{вх} = U_2 \quad U_2 = m_2 U_k \quad U_k = m_1 U_1 \quad U_1 = -I_{кол} Z_{кэ} \quad I_{кол} = U_{вх} S$$

$$U_{вх} = -m_1 m_2 Z_{кэ} U_{вх} S$$

$$K = \left| \frac{U_{вх}}{U_{вх}} \right| = m_1 m_2 S Z_{кэ}$$

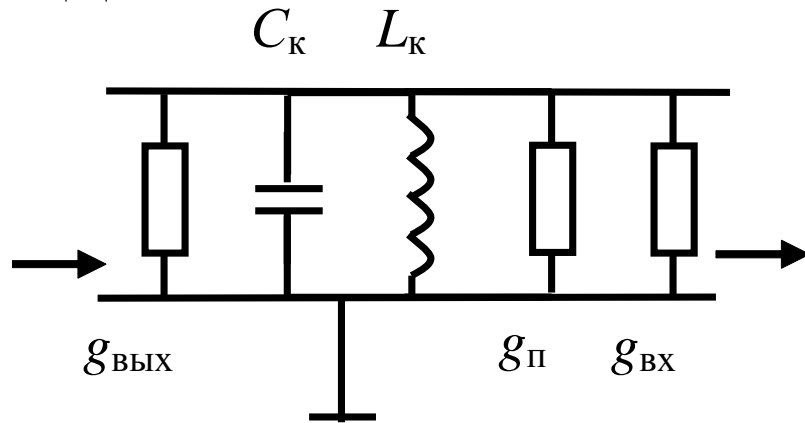
На резонансной частоте $Z_{кэ} = R_{кэ}$
для контуров справедливо:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \rho_k = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ и } \rho_k g_{кэ} = d_9,$$

$$\rho_k = \frac{1}{\omega_0 C} \quad g_{кэ} = 2\pi f_0 C d_9$$

$$K = \left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| = S R_{кэ} = \frac{S}{g_{кэ}} = \frac{S}{2\pi f_0 C d_9}$$

Для полного включения:



$$g_{кэ} = g_k + g_{\Pi} + g_{\text{ВХ}} + g_{\text{ВЫХ}}$$

$$g_{кэ} = \frac{1}{R_{кэ}} = \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_{\Pi}} + \frac{1}{R_{\text{ВХ}}} + \frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}}$$

Где $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$ входное и выходное сопротивление УЭ2 и УЭ1,
 R_k - сопротивление контура на f_0 , R_{Π} – потери в цепях питания.

Многокаскадный резонансный усилитель (РУ).

ИУ состоит из n одинаковых каскадов, настроенных на одну резонансную частоту f_0 и включенных друг за другом.

АЧХ такого ИУ есть возведенная в степень n АЧХ одного каскада.

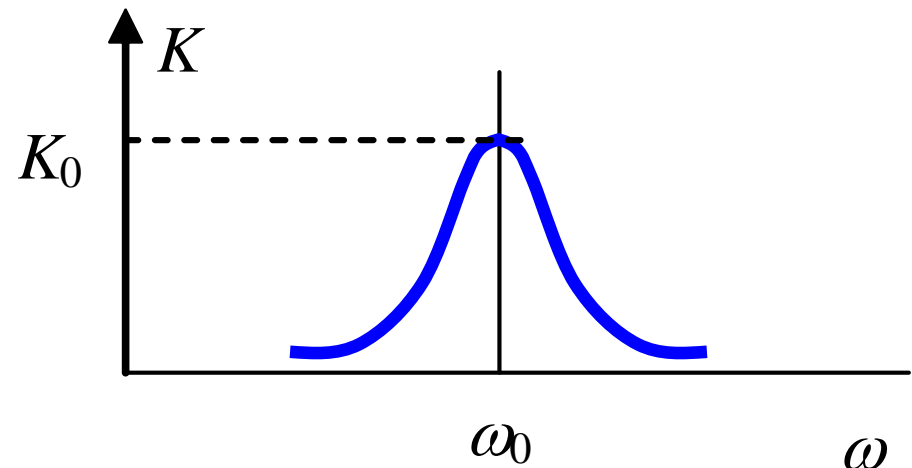
При полном подключении $m_1 = m_2 = 1$ комплексный коэффициент передачи:

$$K(j\omega) = SZ_k$$

S – крутизна усилительного элемента
 Z_k – комплексное сопротивление резонансного контура

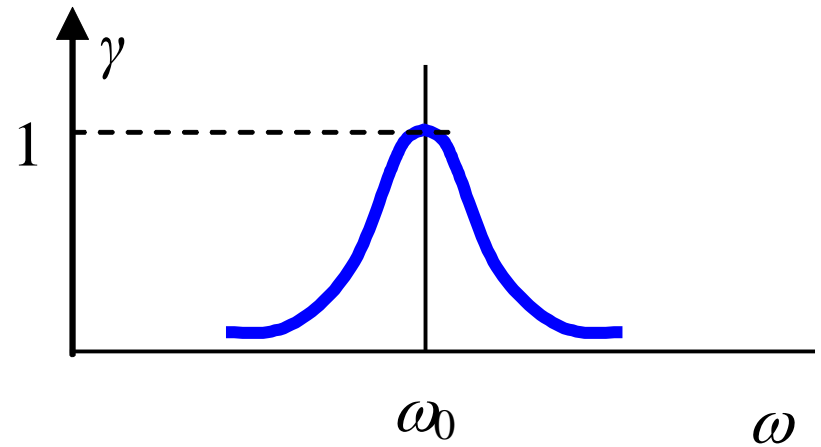
На резонансной частоте

$$K(j\omega)|_{\omega=\omega_0} = SR_{кэ} = K_0$$



Нормированная частотная характеристика ИУ или нормированный коэффициент усиления:

$$\gamma(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{K_0} = \frac{Z_k}{R_{кЭ}}$$



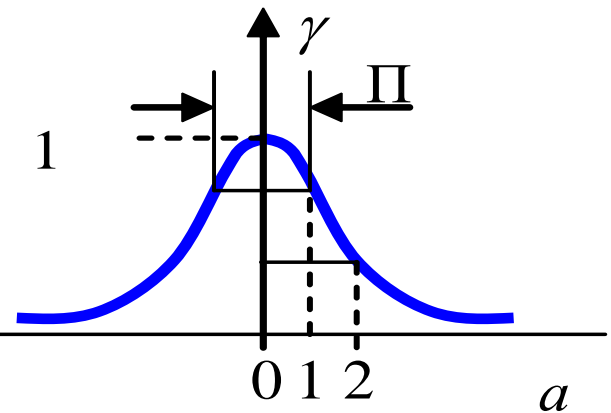
a – обобщенная расстройка контура,

$$a = \frac{2\Delta f}{\Pi_{0,7}}$$

$$\gamma(ja) = \frac{Z_k}{R_{кЭ}} = \frac{1}{1 + ja} \quad \text{Только для } \Pi \ll f$$

Модуль $|\gamma|$ - есть АЧХ одного каскада:

$$|\gamma(a)| = \frac{1}{\sqrt{1 + a^2}}$$



АЧХ n - каскадного усилителя :

$$\gamma_n(\omega) = \frac{1}{\left(\sqrt{1+a^2}\right)^n}.$$

$\Pi_{0,7}$ = полоса одного каскада
по уровню $\gamma=0,7$

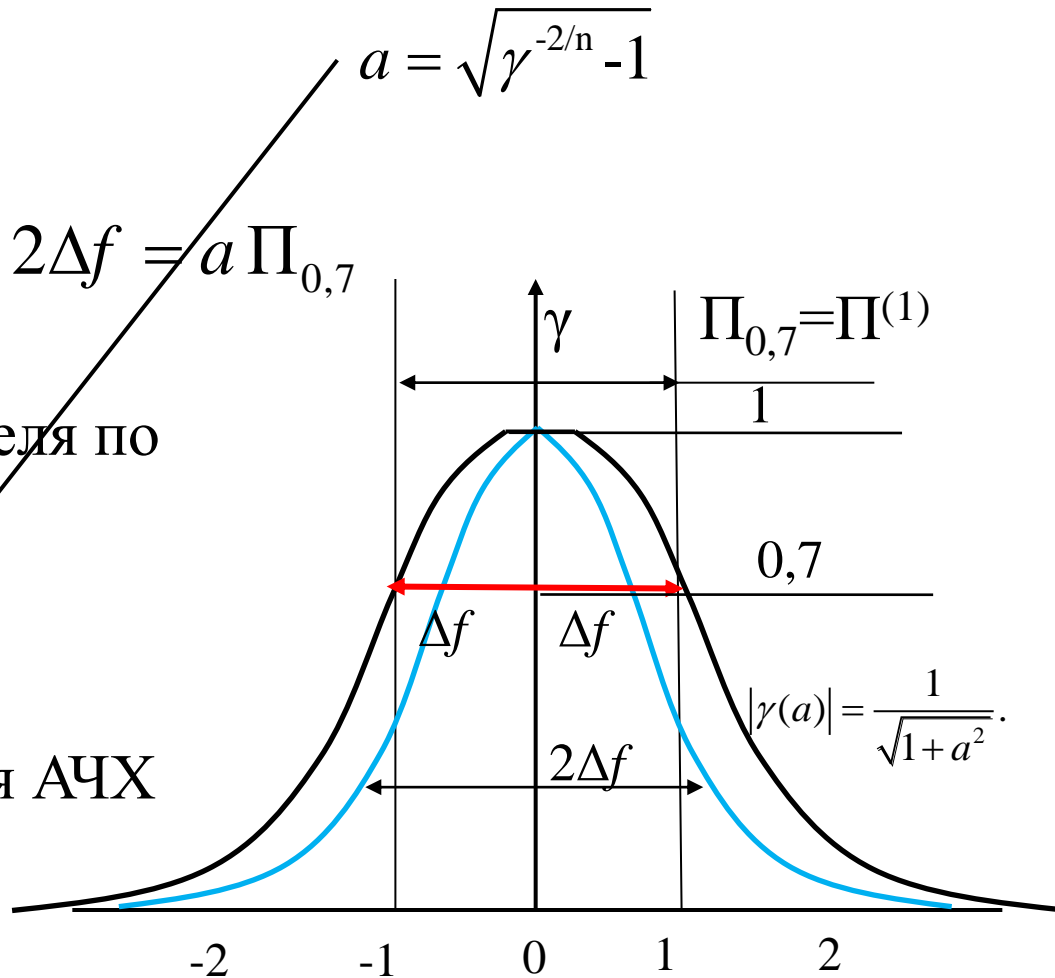
$$\frac{1}{d_3} = Q_3 = \frac{f_0}{\Pi_{0,7}}. \quad a = \frac{2\Delta f}{\Pi_{0,7}} \quad 2\Delta f \neq a \Pi_{0,7}$$

Полоса n -каскадного усилителя по спаду γ :

$$\Pi_{\gamma}^{(n)} = 2\Delta f = \Pi_{0,7} a^{\nwarrow}$$

Определим ***a*** из формулы для АЧХ для n- каскадов.

$$\Pi_{\gamma}^{(n)} = \Pi_{0,7}^{(1)} \sqrt{\gamma^{-2/n} - 1}$$



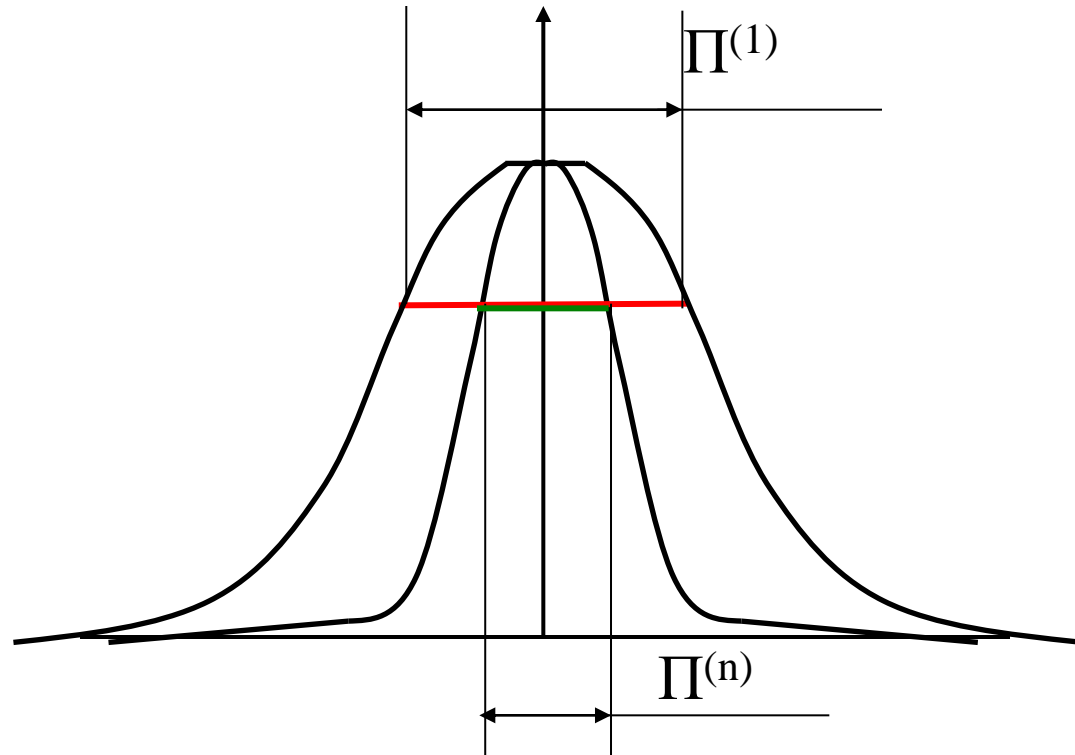
$$\Pi_{\gamma}^{(n)} = \Pi_{0,7}^{(1)} \sqrt{\gamma^{-2/n} - 1} \quad \text{По уровню } \gamma=0,707, \text{ или } \gamma = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\Pi_{0,7}^{(n)} = \Pi^{(n)} = \Pi_{0,7}^{(1)} \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}$$

$$\Pi^{(n)} = \Pi^{(1)} \psi(n),$$

$$\psi(n) = \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \quad \psi(n) < 1$$

$$\text{Вывод: } \Pi^{(n)} < \Pi^{(1)}$$



Коэффициент
прямоугольности

$$k_{\Pi\gamma}^{(n)} = \frac{\Pi_{\gamma}^{(n)}}{\Pi^{(n)}} = \frac{\sqrt{\gamma^{-2/n} - 1}}{\sqrt[n]{2} - 1} = \sqrt{\frac{\gamma^{-2/n} - 1}{2^{1/n} - 1}}.$$

n – каскадного ИУ:

Определим форму предельной частотной характеристики при $n \rightarrow \infty$:

$$k_{\Pi\gamma}^{(n)} \Big|_{n=\infty} = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{\gamma^{-2/n} - 1}{2^{1/n} - 1}} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\frac{d}{dn} \left(\gamma^{-\frac{2}{n}} - 1 \right)}{\frac{d}{dn} \left(2^{\frac{1}{n}} - 1 \right)} \quad (y^x)' = y^x \cdot \ln y \cdot x'$$

$$k_{\Pi\gamma}^{(n)} \Big|_{n=\infty} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\cancel{\gamma^{-\frac{2}{n}}} \cdot \ln \gamma \cdot \left(\cancel{\frac{2}{n^2}} \right)}{\cancel{2^{\frac{1}{n}}} \cdot \ln 2 \cdot \left(\cancel{-\frac{1}{n^2}} \right)} = \sqrt{\frac{\ln \gamma \cdot \left(\cancel{\frac{2}{n^2}} \right)}{2 \cdot \ln \sqrt{2} \cdot \left(\cancel{-\frac{1}{n^2}} \right)}} = \sqrt{\frac{-\ln \gamma}{\ln \sqrt{2}}}$$

Для $n \rightarrow \infty$

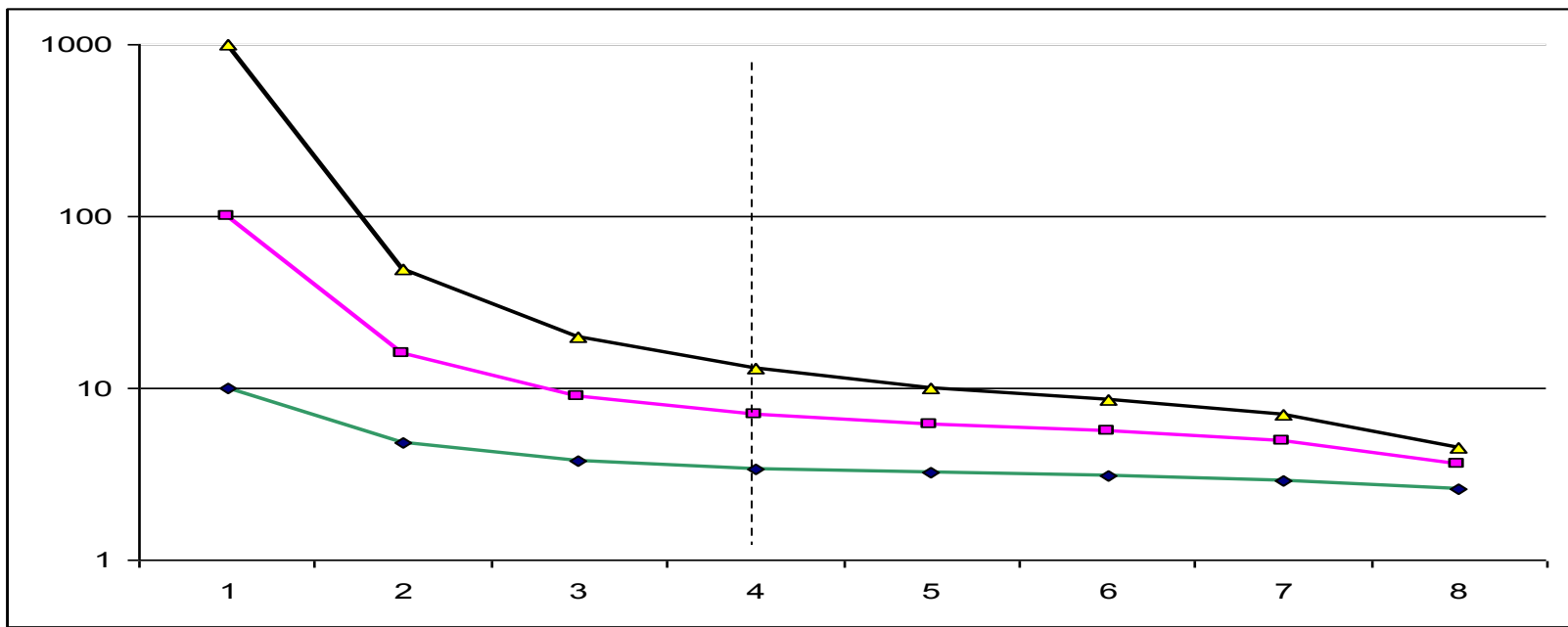
$$k_{\Pi\gamma}^{(n)} \Big|_{n=\infty} = \sqrt{\frac{-\ln \gamma}{\ln \sqrt{2}}}$$

Значения для разных n и γ , рассчитанные по формуле приведены в таблице:

$$k_{\Pi\gamma}^{(n)} = \sqrt{\frac{\gamma^{-2/n} - 1}{2^{1/n} - 1}}.$$

n	1	2	3	4	5	6	8	∞
$\gamma=0,1$	10	4,8	3,8	3,4	3,2	3,1	2,9	2,6
$\gamma=10^{-2}$	10^2	16	9	7	6,1	5,6	4,9	3,6
$\gamma=10^{-3}$	10^3	49	20	13	10	8,6	7,0	4,5

Вывод: прямоугольность быстро улучшается с ростом n при малом числе каскадов. При больших n она мало меняется, стремясь к предельным значениям.



Из выражения для прямоугольности
можно получить:

$$k_{\pi\gamma}^{(n)} \Big|_{n=\infty} = \sqrt{\frac{-\ln \gamma}{\ln \sqrt{2}}}$$

$$-\ln \gamma = \left(k_{\pi\gamma}^{(n)}\right)^2 \ln \sqrt{2}$$

$$\gamma = \exp \left[- \left(\frac{\Delta f}{\Delta f_{0,7}} \right)^2 \ln \sqrt{2} \right] = \exp \left[- A (\Delta f)^2 \right]$$

$A = \text{const.}$

Этой функцией, называемой колокольной, аппроксимируют резонансные характеристики многокаскадных ($n > 4$) резонансных усилителей.

Задачи.

- 1) Определить Π_{Σ} эквивалентную шумовую полосу резонансного ИУ (РУ) нагруженного на параллельный LC -контур (L, C, R).

Решение: $\gamma = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}}$, где $a = \frac{2\Delta f}{\Pi_{0,7}}$ $\Pi_{\Sigma} = \int_{f=0}^{\infty} \gamma^2(f) df$

$$\Pi_{\Sigma} = \Pi_{0,7} \frac{\pi}{2} = 1,57 \cdot \Pi_{0,7}$$

- 2) Определить Π_{Σ} эквивалентную шумовую полосу n -каскадного ИУ (РУ), каждый каскад которого нагружен на LC -контур (L, C, R).

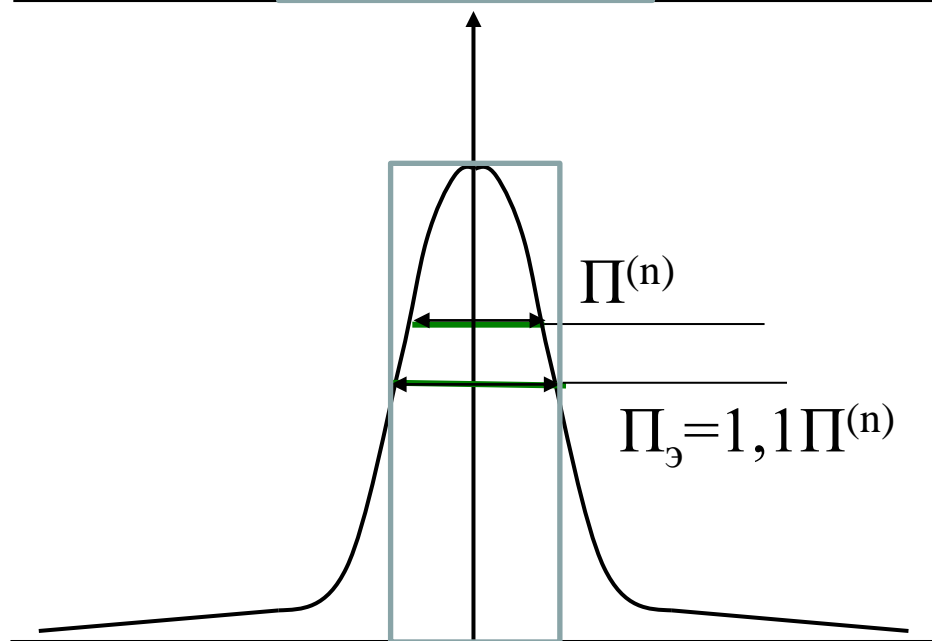
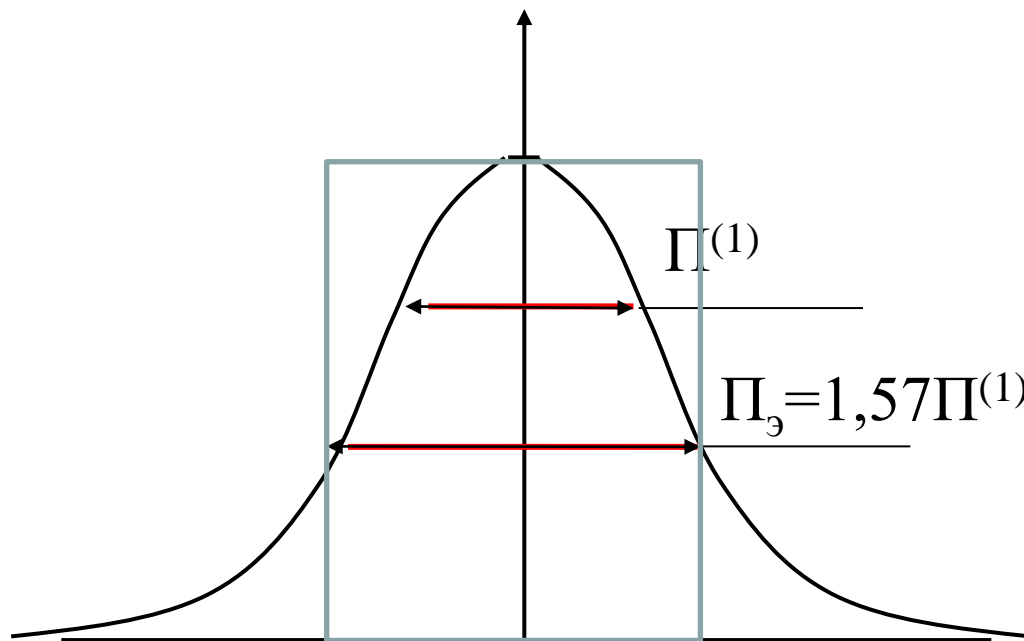
Решение: $\gamma(\Delta f) = \exp \left[-\ln \sqrt{2} \left(\frac{2\Delta f}{\Pi_{0,7}} \right)^2 \right]$ $[\gamma(\Delta f)]^2 = \left\{ \exp \left[-\ln \sqrt{2} \left(\frac{2\Delta f}{\Pi_{0,7}} \right)^2 \right] \right\}^2$

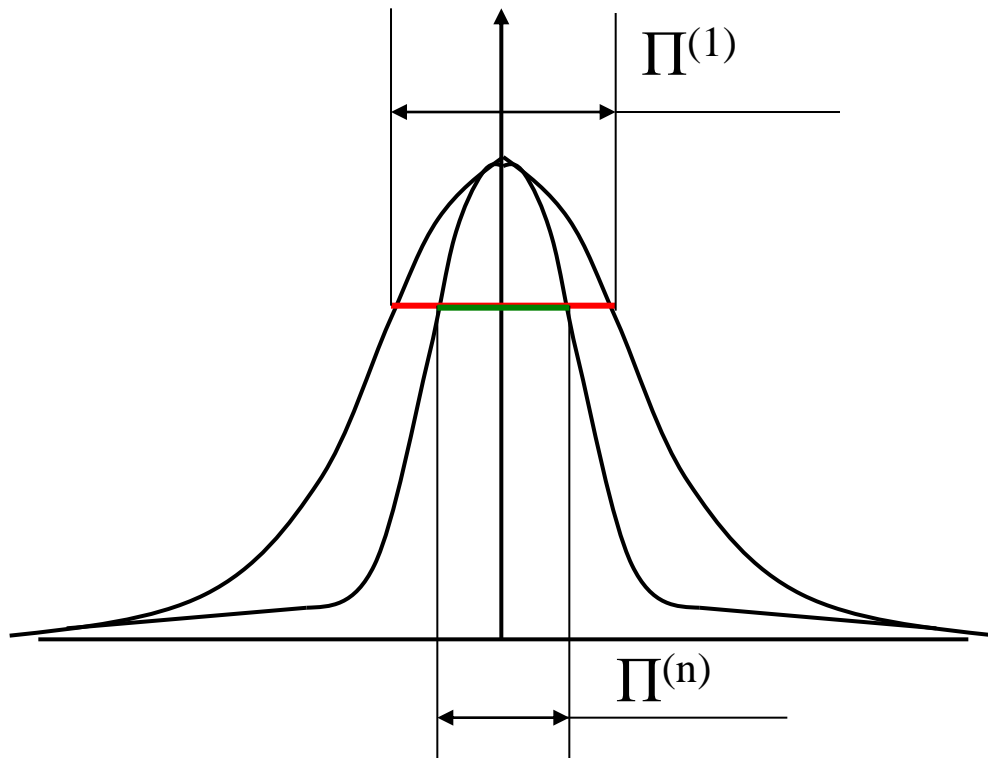
$$\gamma^2(\Delta f) = \exp \left[-A^2 (\Delta f)^2 \right] \quad A = \frac{2}{\Pi_{0,7}} \sqrt{2 \ln \sqrt{2}} - \text{коэффициент const}$$

$$\Pi_{\Sigma} = \int_{f=0}^{\infty} \gamma^2(f) df$$

Окончательно:

$$\Pi_{\Sigma} = 1,07 \Pi_{0,7}.$$





$$\Pi_{0,7}^{(n)} < \Pi_{0,7}^{(1)}$$

$$k_{\gamma}^{(n)} < k_{\gamma}^{(1)}$$

Вывод: полоса и коэффициент прямоугольности для « n » каскадов уменьшаются с ростом числа каскадов.

Достоинства резонансных усилителей (РУ):

- РУ малочувствительны к малым отклонениям параметров схемы от номинала;
- ФЧХ в пределах полосы линейна и не искажает спектр сложных сигналов:

$$\varphi^{(n)}(a) = -n \operatorname{arctg} a$$

Схема с настроенными в резонанс контурами не применима в широкополосных усилителях.

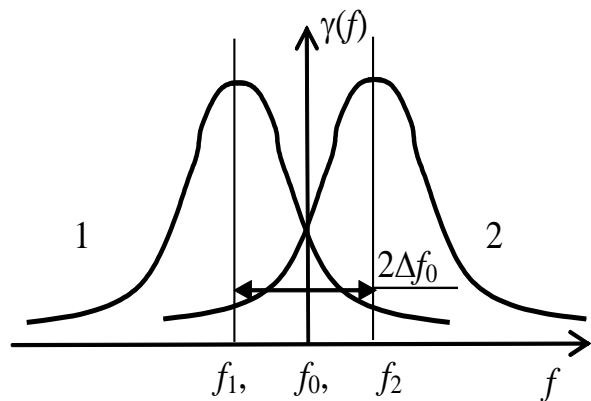
$$K = \left| \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right| = SR_{\text{кэ}} = \frac{S}{g_{\text{кэ}}} = \frac{S}{2\pi f_0 C d_3} \quad K = \frac{S}{2\pi C\Pi}$$

$$C = C_{\text{эк}} = C_{\text{к}} + C_{\text{вых}} + C_{\text{вх}}$$

Полосу одного каскада надо брать большую, так как при каскадировании полоса сужается

Избирательные усилители с парами расстроенных одноконтурных каскадов (с расстроенными двойками)

Позволяют достичь лучшей прямоугольности и необходимой полосы.



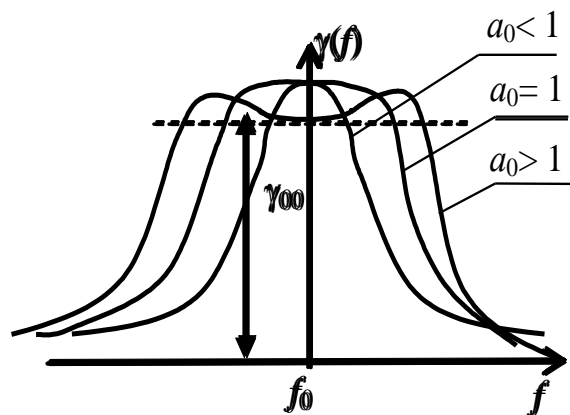
Число каскадов - чётное, $d_{\varepsilon 1} = d_{\varepsilon 2}$, частоты f_1 и f_2 настроены, выше и ниже центральной частоты и $f_0 = (f_1 + f_2)/2$.

Начальная расстройка $a_0 = 2\Delta f / (f_0 d\varepsilon)$.

При $a_0 < 1$ результирующая АЧХ имеет единственный максимум.

При $a_0 > 1$ - два максимума.

При $a_0 = 1$ - соответствует максимально плоская характеристика АЧХ.



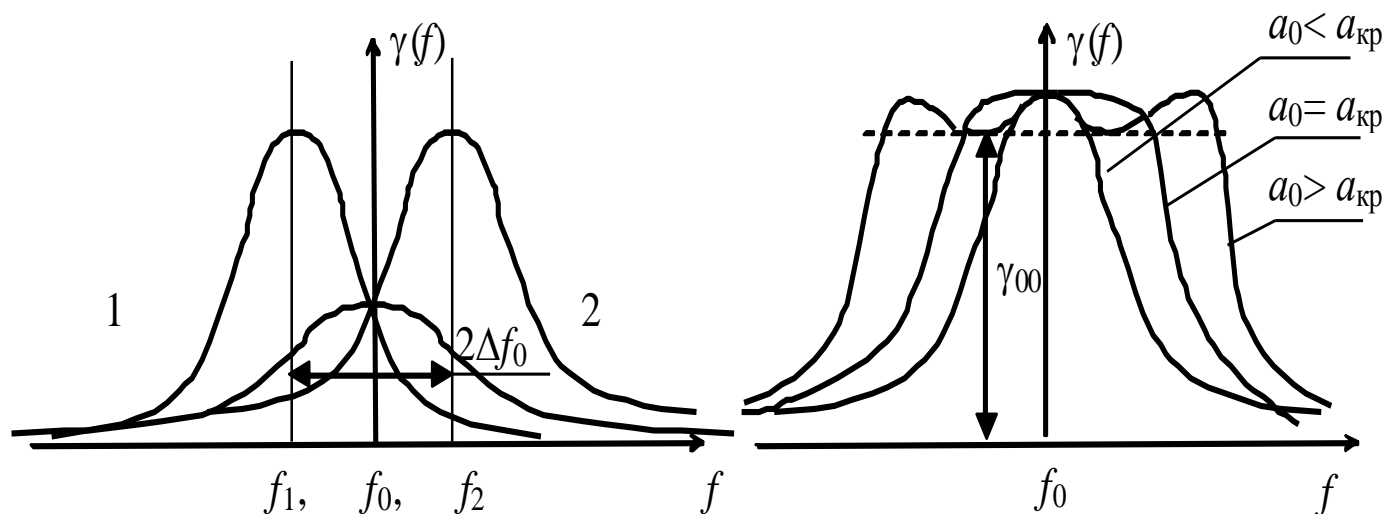
$$\gamma_{1-2}^{(n/2)}(ja) = \frac{1}{((1 + j(a + a_0))(1 + j(a - a_0)))^{n/2}}.$$

Избирательные усилители настроенными на три частоты (расстроенные тройки)

$K^{(n)}$ широкополосного ИУ может быть увеличен, если соответствующим образом настроить колебательные контуры трех последовательных каскадов.

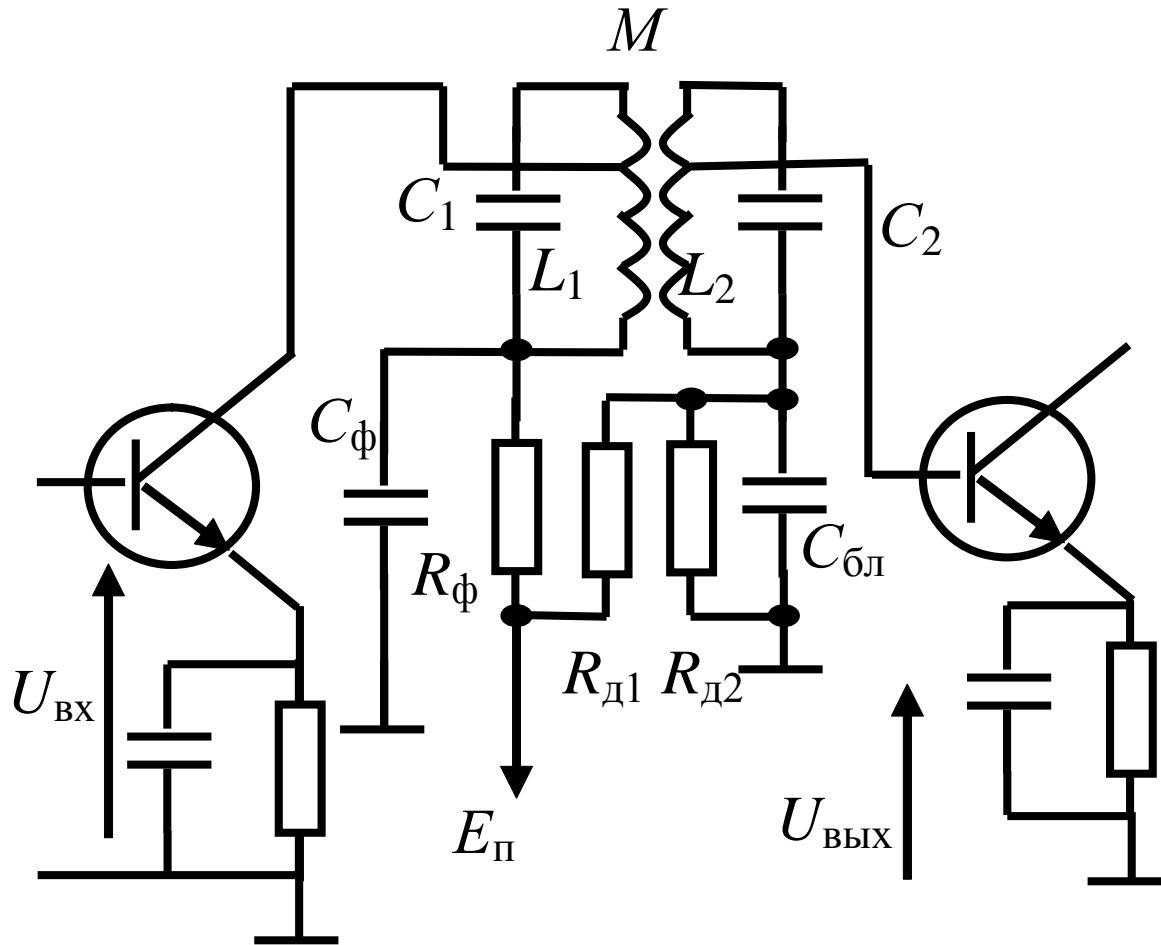
Затухание $d_{1,2}=d_3$, $d_3=2d_3$. АЧХ тройки представляет произведение АЧХ трех резонансных каскадов.

$$\gamma_{1-3}^{(n/3)}(ja) = \frac{1}{((1 + j(a + a_0))(1 + j(a - a_0))(1 + ja/2))^{n/3}}.$$



УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами

Каскад усилителя содержит два связанных контура, настроенных на частоту f_0 .



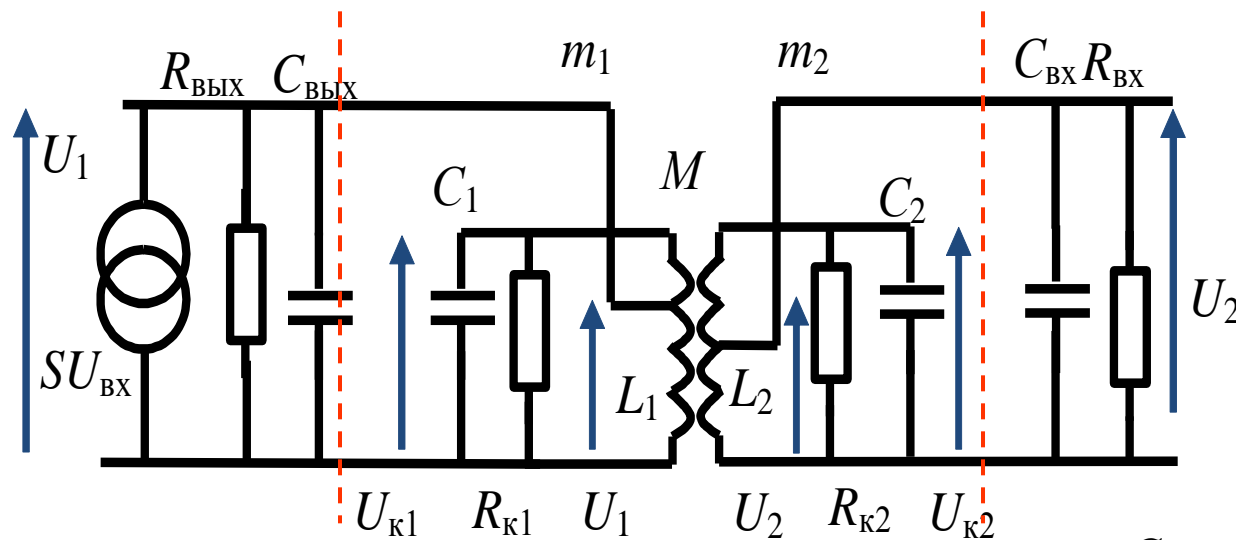
Полосовой усилитель

В узкополосных приемниках УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами позволяют получить высокую избирательность при малом числе каскадов.

В широкополосных УПЧ связанные контуры позволяют уменьшить контурные емкости, т.к. в каждый из контуров полосового фильтра входит только входная или только выходная емкости УЭ. За счет этого удастся увеличить K_0 .

$$K_0 = \left(\frac{S}{2\pi C\Pi} \right)$$

Форма частотной характеристики полосового фильтра практически не зависит от типа связи между контурами.



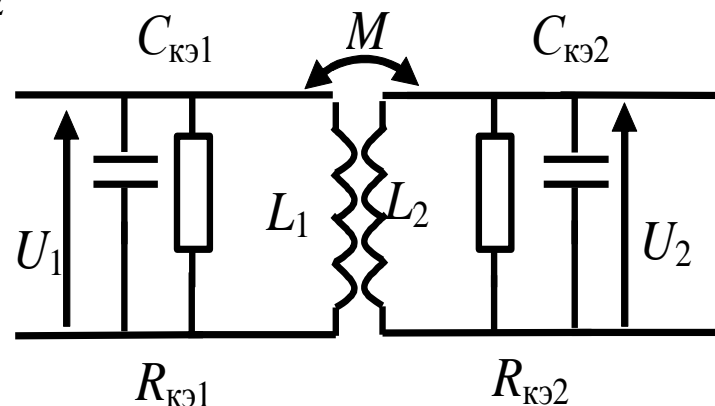
$$m_1 = \frac{U_1}{U_{k1}}, \quad m_2 = \frac{U_2}{U_{k2}}$$

$$C_{кэ1} = (m_1)^2 C_{\text{БЫХ}} + C_1$$

$$C_{кэ2} = (m_2)^2 C_{\text{БХ}} + C_2$$

$$R_{кэ1} = R_{K1} \parallel [R_{\text{БЫХ}} / (m_1)^2]$$

$$R_{кэ2} = R_{K2} \parallel [R_{\text{БХ}} / (m_2)^2]$$



Если $d_1 = d_2 = d_э$, то АЧХ каскада

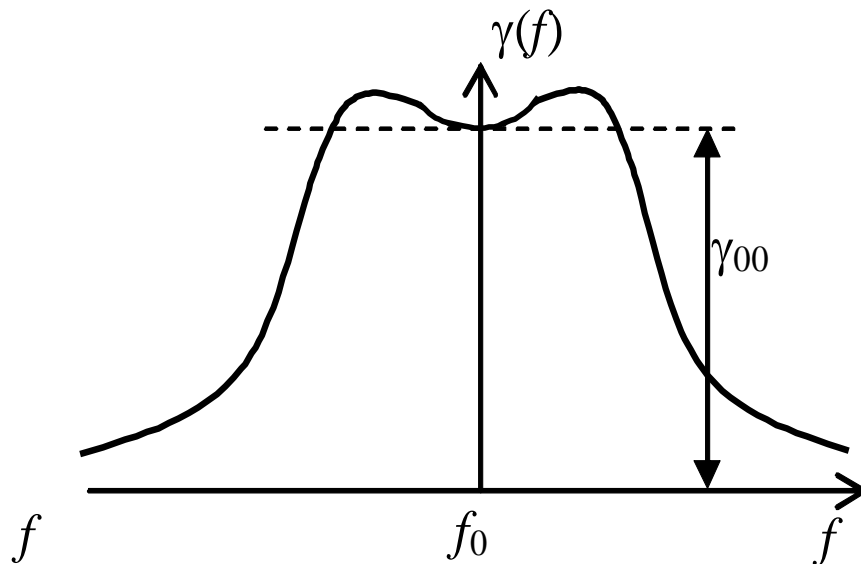
$$K(\omega) = \frac{m_1 m_2 S R_{кэ}}{\sqrt{(1 + \beta^2 - a^2)^2 + 4a^2}}$$

$$\beta = \frac{k_{\text{св}}}{d_э}, \quad k_{\text{св}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad d_э = \frac{1}{R_{кэ} \omega_0 C_{кэ}}, \quad R_{кэ} = \sqrt{R_{кэ2} R_{кэ1}}, \quad C_{кэ} = \sqrt{C_{э1} C_{э2}}.$$

При $\beta \leq 1$ частотная характеристика одногорбая.

При $\beta > 1$ имеет два горба.

Коэффициент прямоугольности для n -каскадного усилителя с полосовыми фильтрами равен коэффициенту прямоугольности $2n$ -каскадного усилителя с попарно расстроенными контурами.

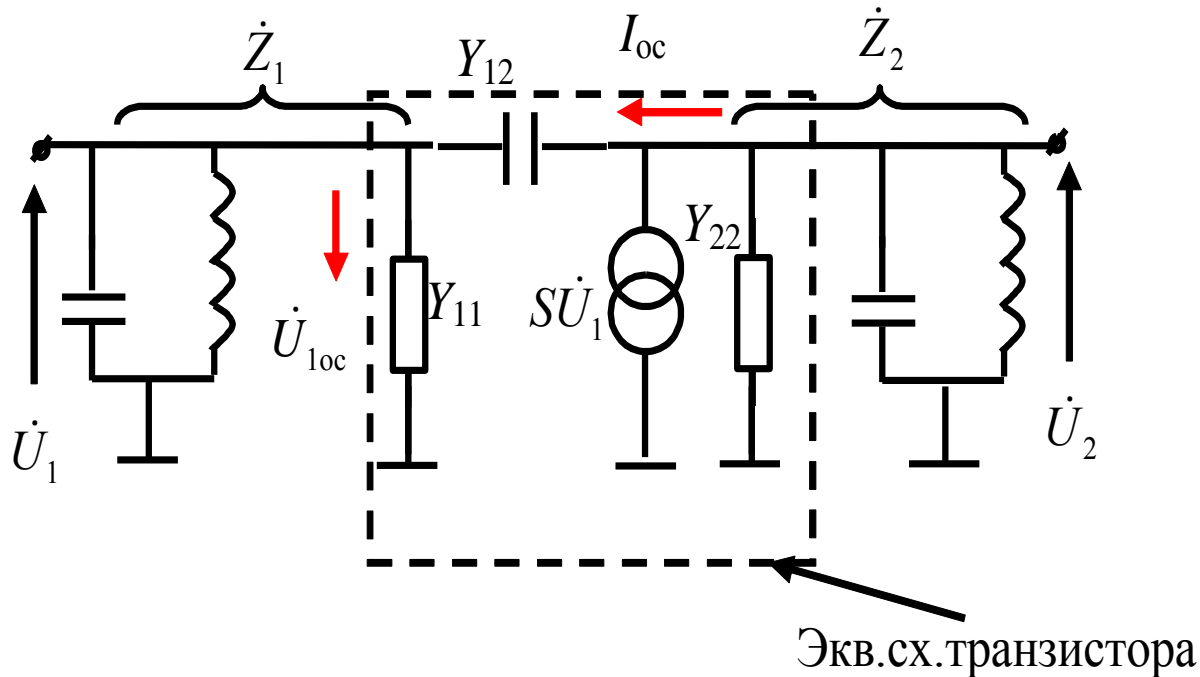


Такие усилители используются в УПЧ узкополосных приемников, где обеспечиваются необходимые усиление и прямоугольность малым числом (1...3) каскадов.

Паразитные ОС и устойчивость РУ

Паразитные ОС приводят к искажению АЧХ и возбуждению РУ

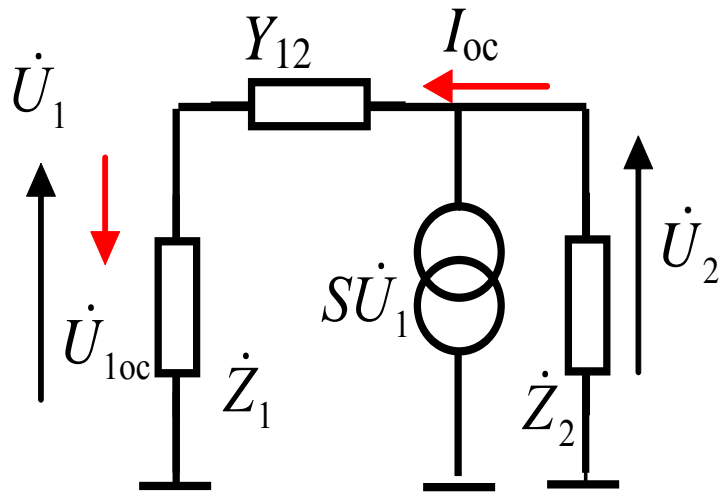
- Связь между деталями и монтажными проводами.
- ОС через цепи питания.
- ОС через внутреннюю проходную проводимость (y_{12}) УЭ.



БТ через Y_{12} .

ПТ – Y_{12} только C_{12} (схема с ОИ, то C_{3c})

\dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 резонансных контуров на входе и выходе УЭ, нагруженных его входной и выходной проводимостью.



Расчет усиления РК с паразитными связями

1. Определяют \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2
2. Определяют I_{oc} и U_{oc} обратной связи

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -S\dot{Z}_2. \quad U_2 = -S\dot{U}_1\dot{Z}_2, \quad \text{полагая:} \quad |\dot{K}| \gg 1, \quad |Y_{12}| \ll \left| \frac{1}{\dot{Z}_1} \right|.$$

Тогда:

$$\dot{I}_{oc} = \dot{U}_2 \dot{Y}_{12} = -S\dot{U}_1\dot{Z}_2\dot{Y}_{12}$$

$$\dot{U}_{loc} = \dot{I}_{oc} \dot{Z}_1 = -S\dot{Z}_1\dot{Z}_2\dot{Y}_{12}\dot{U}_1.$$

3. Определяют условия возбуждения из условий баланса амплитуд и фаз.

Порог самовозбуждения достигается при $\dot{U}_{loc} = \dot{U}_1$,

$$\left| \frac{\dot{U}_{loc}}{\dot{U}_1} \right| = \left| -S\dot{Z}_1\dot{Z}_2\dot{Y}_{12} \right| = 1 \quad \text{- баланс амплитуд,}$$

$$\arg(-S\dot{Z}_1\dot{Z}_2\dot{Y}_{12}) = 0. \quad \text{- баланс фаз.}$$

В частном случае если

-входной и выходной контуры одинаковы

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 = \frac{R_{кэ}}{1 + ja},$$

-и если предположить, что

$$Y_{12} = j\omega C_{12}$$

-числитель мнимый и отрицательный.

$$-j\omega C_{12} \frac{SR_{кэ}^2}{(1 + ja)^2} \geq 1.$$

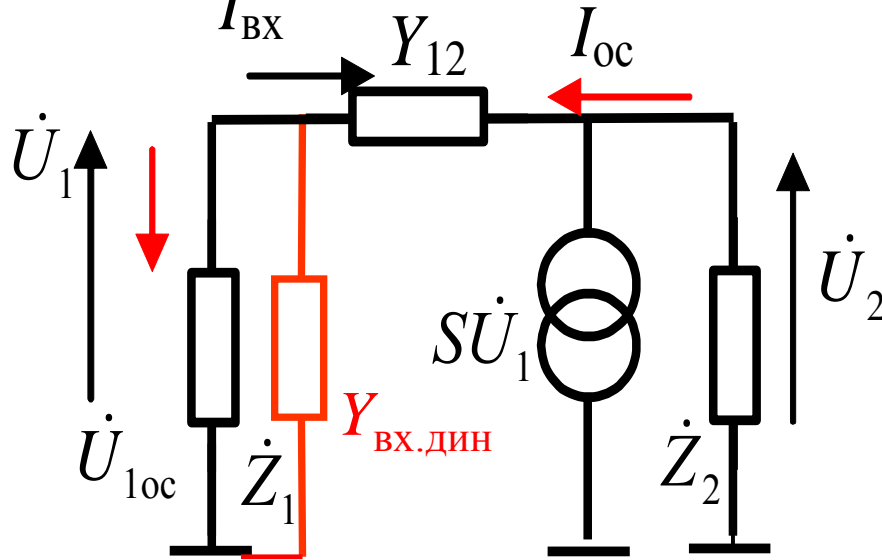
Самовозбуждение возможно, если знаменатель будет мнимым и отрицательным, что соответствует расстройке $a = -1$. Zk

$$-j\omega C_{12} \frac{SR_{кэ}^2}{(1-j)^2} = 1. \quad -j\omega C_{12} \frac{SR_{кэ}^2}{(1-2j-1)} = 1. \quad \cancel{-j}\omega C_{12} \frac{SR_{кэ}^2}{\cancel{-2j}} = 1.$$

$$\omega C_{12} SR_{кэ}^2 = 2 = W. \quad \text{При } W < 2 \text{ возбуждение не возникает}$$

Однако к входному контуру остается подключенной входная проводимость УЭ $Y_{вх \text{ дин}}$, которая искажает его АЧХ.

Учет входной динамической проводимости нелинейного элемента $Y_{\text{ВХ.ДИН}}$



$$\dot{Y}_{\text{ВХ.ДИН}} = \frac{\dot{I}_{\text{ВХ}}}{\dot{U}_1} = \frac{(\dot{U}_1 - \dot{U}_2) Y_{12}}{\dot{U}_1} = \cancel{(1 + K)} Y_{12} \quad \text{и при } K \gg 1 \quad K = -S\dot{Z}_2$$

$$\dot{Y}_{\text{ВХ.ДИН}} \cong K Y_{12} = j\omega C_{12} S \frac{R_{\text{кэ}}}{1 + ja},$$

$$W = \omega C_{12} S R_{\text{кэ}}^2.$$

$$\dot{Y}_{\text{ВХ.ДИН}} \cong \frac{jW}{(1 + ja) R_{\text{кэ}}}.$$

С учетом динамической проводимости

$$Z_1' = (Z_1 \parallel Z_{\text{вх.дин}}) = \frac{Z_1 \frac{1}{Y_{\text{вх.дин}}}}{Z_1 + \frac{1}{Y_{\text{вх.дин}}}} = Z_1 \frac{1}{1 + Z_1 Y_{\text{вх.дин}}},$$

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 = \frac{R_{\text{кэ}}}{1 + ja},$$

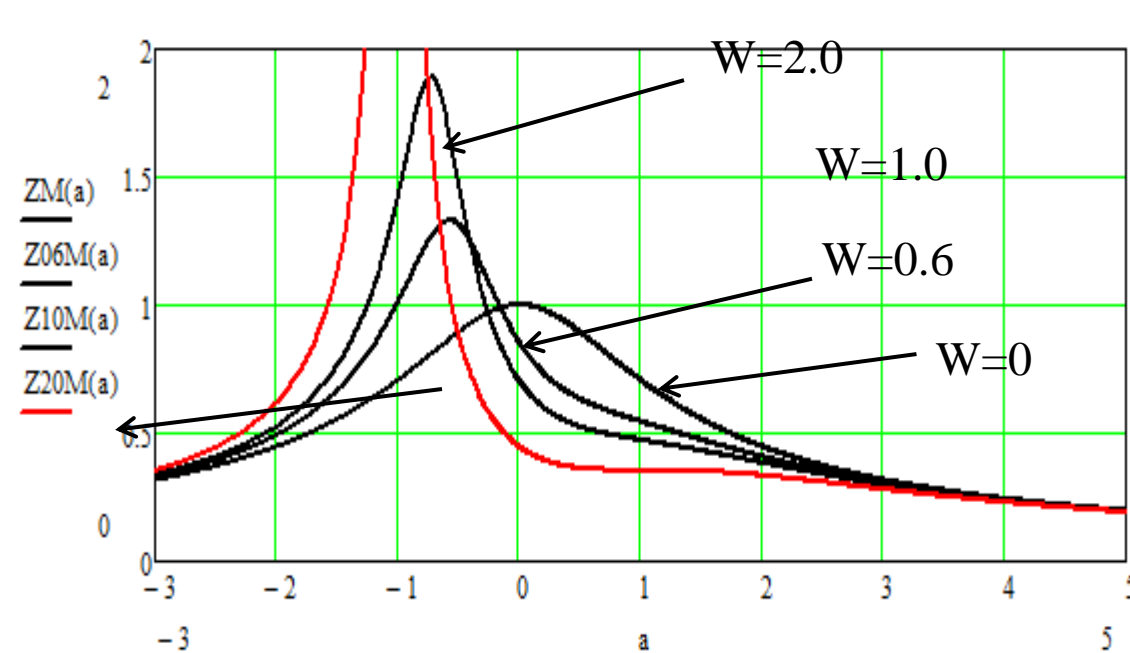
$$\dot{Y}_{\text{вх.дин}} \cong \frac{jW}{(1 + ja)R_{\text{кэ}}}.$$

$$Z_1' = \frac{R_{\text{кэ}}}{(1 + ja) \left(1 + \frac{jW}{(1 + ja)^2} \right)},$$

отражает возбуждение.

$$\gamma(ja) = \frac{K'(ja)}{K_0} = \frac{1}{(1 + ja) \left(1 + \frac{jW}{(1 + ja)^2} \right)}.$$

Зависимость $|\gamma(a)|$ для разных значений параметра W :



$$\omega C_{12} S R_{кэ}^2 = W$$

С ростом W полоса каскада сужается, усиление увеличивается, резонанс смещается к $a = -1$.

Определение условия сохранения устойчивости

$$\omega C_{12} S R_{кэ}^2 = W < 2, \quad \text{Умножив обе части на } S, \text{ легко преобразовать к виду:}$$

$$S R_{кэ} = \sqrt{W \frac{S}{\omega C_{12}}}$$

$$K_{0\text{уст}} = \sqrt{W \frac{S}{\omega C_{12}}}$$

$$\frac{S}{\omega C_{12}} = \frac{Y_{21}}{Y_{12}} = A \quad \text{- активность транзистора}$$

$$K_{0\text{уст}} = \sqrt{W \cdot A}$$

Параметр W ограничивают значением, при котором искажения полосы

$$\frac{\Delta\Pi}{\Pi} \text{ и усиления } \frac{\Delta K}{K} \text{ составляют } 10\ldots 20\%.$$

Для многокаскадного РУ, в котором искажения АЧХ возникают во входном и в выходном контуре каждого каскада, коэффициент W :

$$W \approx 2 \frac{\Delta K}{K} \left(1 - \frac{\Delta K}{K} \right) \approx 2 \frac{\Delta\Pi}{\Pi} \left(1 - \frac{\Delta\Pi}{\Pi} \right). \quad \frac{\Delta K}{K} = 0,1\ldots 0,2$$

$$W \approx 0,18\ldots 0,32$$

$$K_{\text{уст}} = \sqrt{W \cdot A} \quad \text{где} \quad A = \frac{S}{\omega C_{12}} = \frac{A_{21}}{A_{12}}.$$

Окончательно для

$$K_{\text{уст}} = (0,42\ldots 0,57) \sqrt{\frac{S}{\omega C_{12}}}.$$

$$\text{Д.б.} \quad K_0 \leq K_{\text{уст}} !!!$$

Методы повышения устойчивости усиления

При большой y_{12} входная и выходная проводимости $y_{вх}$ и $y_{вых}$, особенно, у БТр сильно зависят от $y_{н}$ нагрузки и $y_{г}$ – генератора сигнала:

$$y_{вх} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + y_{н}}, \quad y_{вых} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + y_{г}}.$$

В РК $y_{н}$ и $y_{г}$ быстро меняются с частотой, что и приводит к неустойчивости усилителей и большим искажениям резонансной характеристики.

Выше было показано, что $K_{уст} = \sqrt{WA}$,

$$A = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right| \quad - \text{активность усилительного элемента}$$

$$W = \omega C_{12} S R_{кз}^2 < 2$$

Для приборов с высокой величиной $|y_{12}|$ разработан ряд методов обеспечения устойчивости.

Пассивные методы - ограничение усиления K_0 уровнем $K_{уст}$.

- сгладить резонансный характер нагрузки, включив последовательно с резонансным контуром добавочный резистор $R_{ст}=50\dots200 \text{ Ом}$,
- шунтировать контур сопротивлением $R_{ш}$.
- ввести ООС,
- уменьшить коэффициент трансформации m_1 : $m_1^* = m_1 \frac{K_{уст}}{K_0}$.

Активные методы - повышение активности усилительного элемента (A).

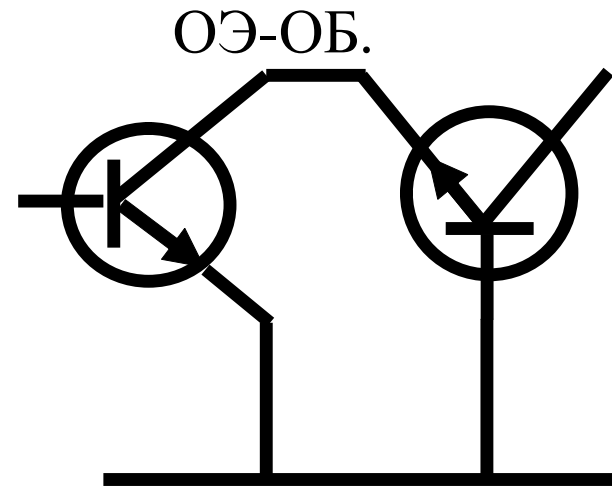
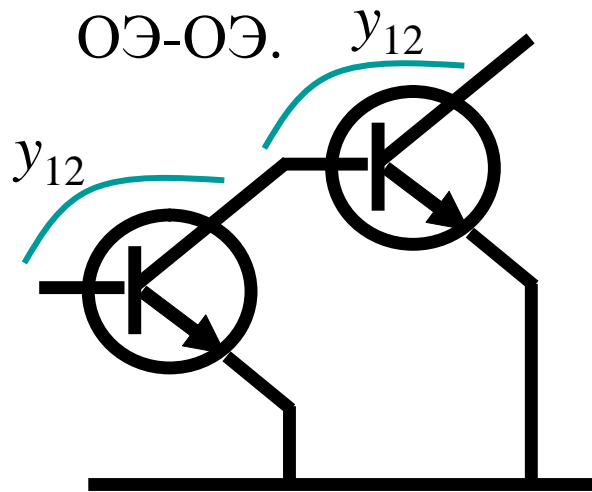
Наибольшее применение получили следующие методы:

- выбор транзисторов с малой проходной проводимостью y_{12} ,

$$A = \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right|$$

- применение *каскодных* (составных) *усилительных элементов*,
- *нейтрализация* или *коррекция* внутренней обратной связи через y_{12} внешней обратной связью $y_{\text{ней}}$, $y_{\text{кор}}$.

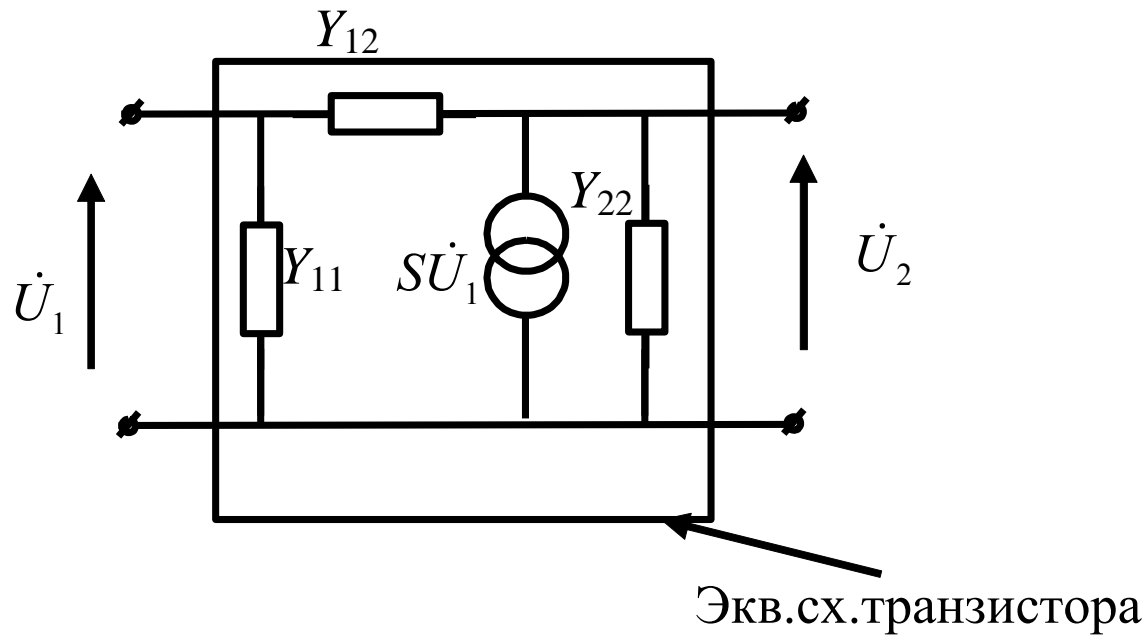
Каскодные схемы УЭ содержат попарно соединенные транзисторы. Наиболее широко применяются соединения общий эмиттер-общий эмиттер (ОЭ-ОЭ) и общий эмиттер-общая база (ОЭ-ОБ)



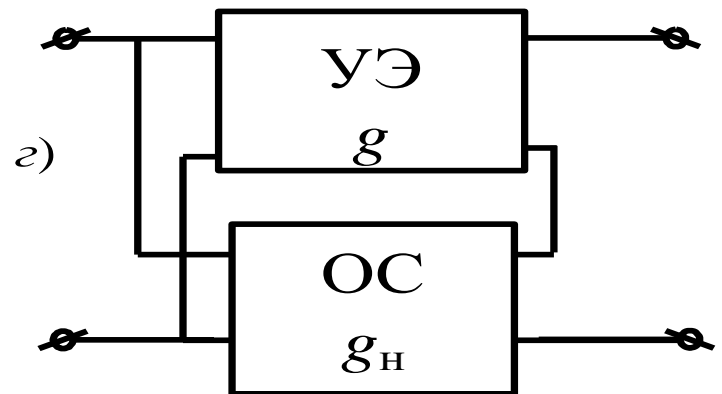
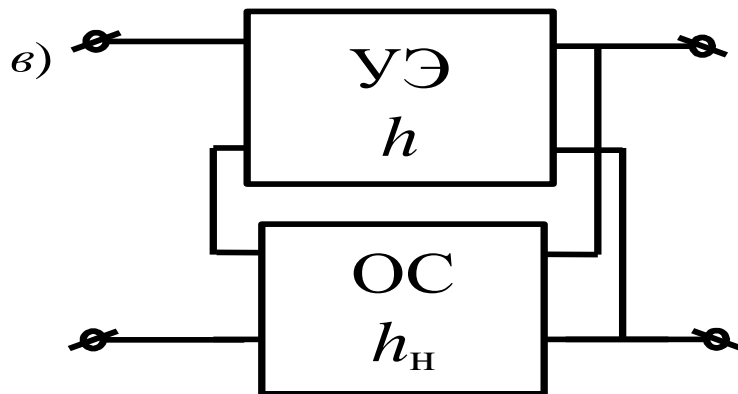
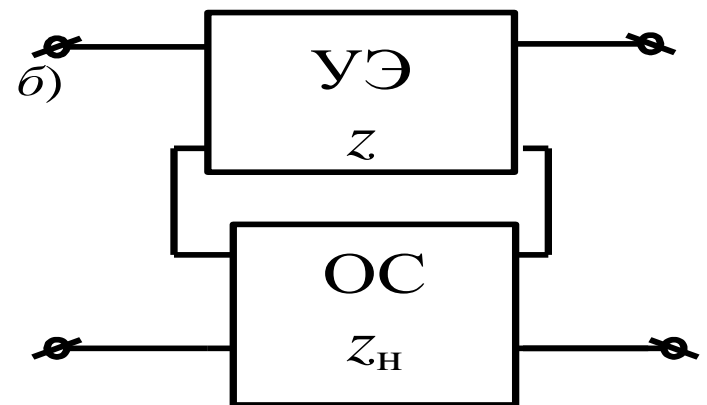
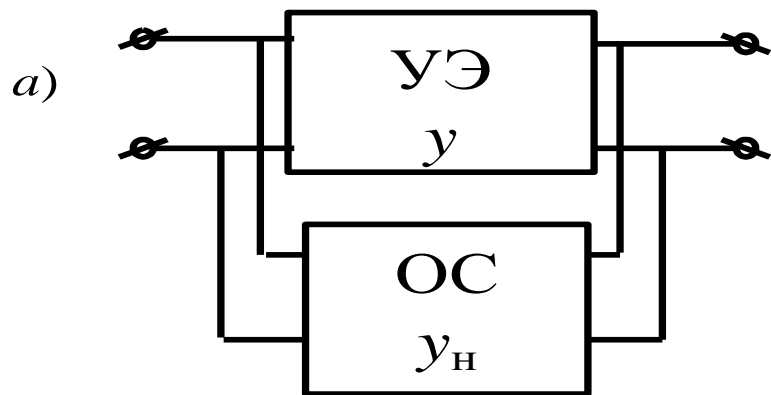
$$y_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{y_{12}} + \frac{1}{y_{12}}} = \frac{y_{12}}{2}$$

Нейтрализация – это обращение суммарной обратной связи в ноль ($y_{12}^* = y_{12} + y_n = 0$).

Коррекция – это доведение фазы суммарной обратной связи до отрицательной ($\arg y_{12}^* = \pi$).

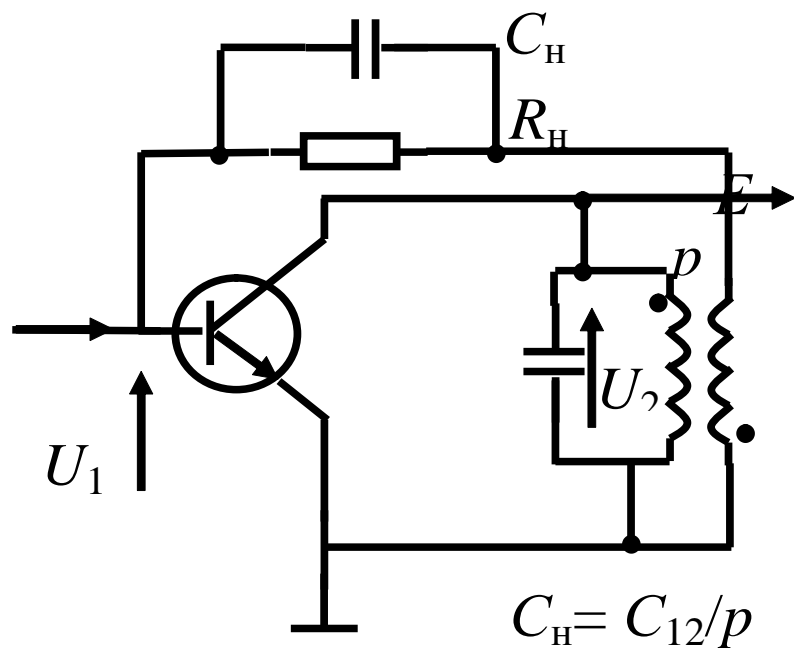


По способу включения цепи различают y , z , h , и g нейтрализацию и коррекцию.



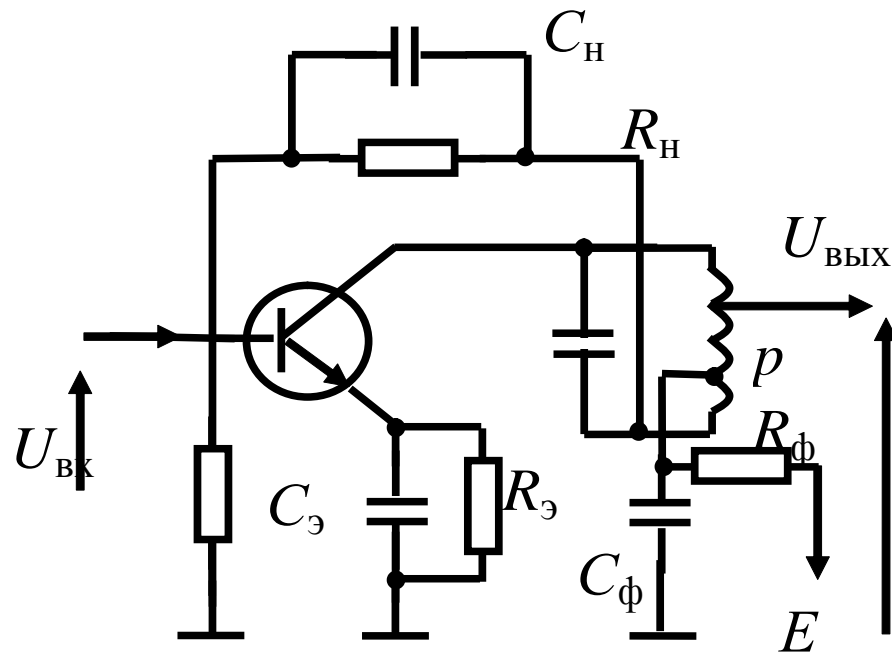
Во всех случаях матрицу УЭ с ОС получают суммированием соответствующих матриц УЭ и четырехполюсника ОС.

Y-нейтрализация - схема с трансформатором, обращающим фазу.



$$R_H = pR_{12}$$

Y-нейтрализация - схема с меняющим фазу подключением к контуру.



$$p = \frac{m}{1 + 2\pi f_0 C_{12} R_{12}}$$

Для практически использующейся схемы *коррекции* в ОС включают только C или R .

$$C_{\text{кор}} = \frac{m_1}{m_2} C_{12} + \frac{1}{2\pi f_s r_{12} C_{12}} \quad \text{Требует обращение фазы}$$

$$R_{\text{кор}} = \frac{r_{12}}{2\pi f_s r_{12} C_{12} - 1} \quad \text{Не требует обращение фазы}$$

Схемы нейтрализации и коррекции позволяют повысить $K_{\text{уст}}$ до трех раз.

[4-каска.усил.](#)

Недостаток - узкополосность.

Для R -коррекции еще и уменьшение входного и выходного сопротивления:

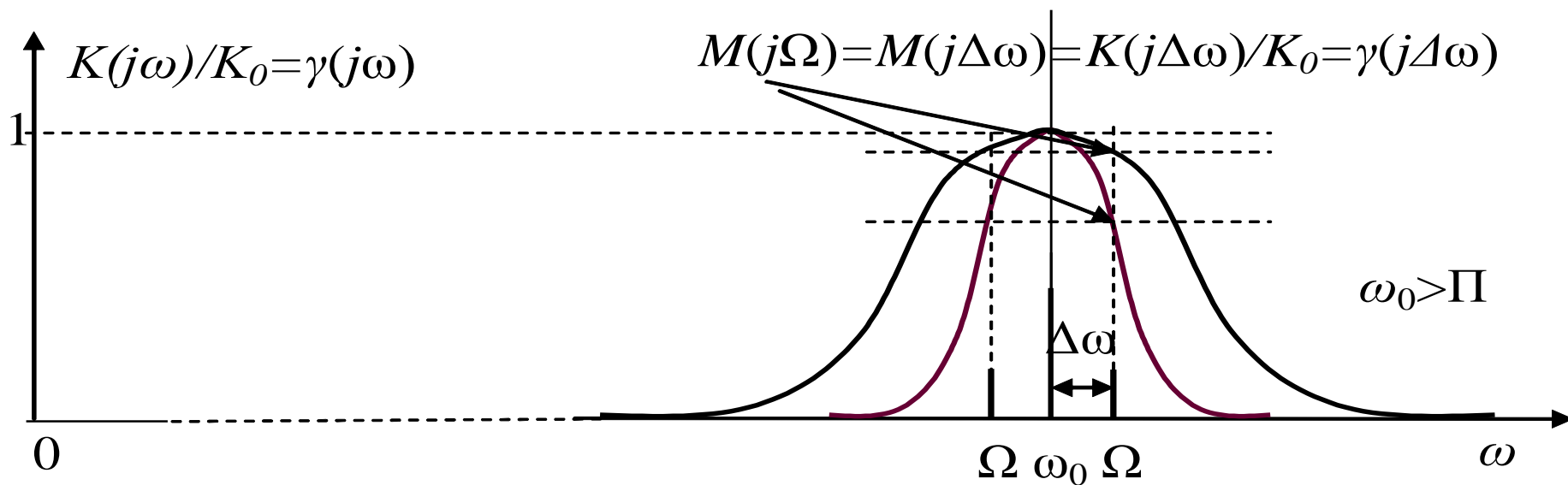
$$R_{\text{вхк}} = \frac{R_{\text{вх}} R_{\text{кор}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{вкор}}},$$

$$R_{\text{выхк}} = \frac{R_{\text{вых}} R_{\text{кор}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{вкор}}}.$$

Частотные искажения АМ-сигналов в ИУ. Низкочастотные эквиваленты (НЧЭ) ИУ.

С помощью выражения для комплексного коэффициента передачи ИУ можно рассчитать искажения огибающей в спектре АМ-сигнала

АЧХ и ФЧХ могут считаться симметричными относительно f_0 , если: $\frac{\Pi}{f_0} \ll 1$



Если комплексные амплитуды огибающей на входе и выходе обозначим $\Delta \dot{U}_{\text{М ВХ}}$ $\Delta \dot{U}_{\text{М ВЫХ}}$

$\dot{M}(j\Omega)K_0$, где K_0 – резонансное усиление,

$\dot{M}(j\Omega)$ – коэффициент частотных искажений огибающей.

$$\dot{M}(j\Omega) = \dot{\gamma}(j\Delta\omega)|_{\Delta\omega=\Omega}, \text{ где } \dot{\gamma}(j\Delta\omega)$$

резонансная характеристика полосового усилителя.

$\Delta\omega=\Omega$ – расстройка от резонанса, равная частоте модуляции.

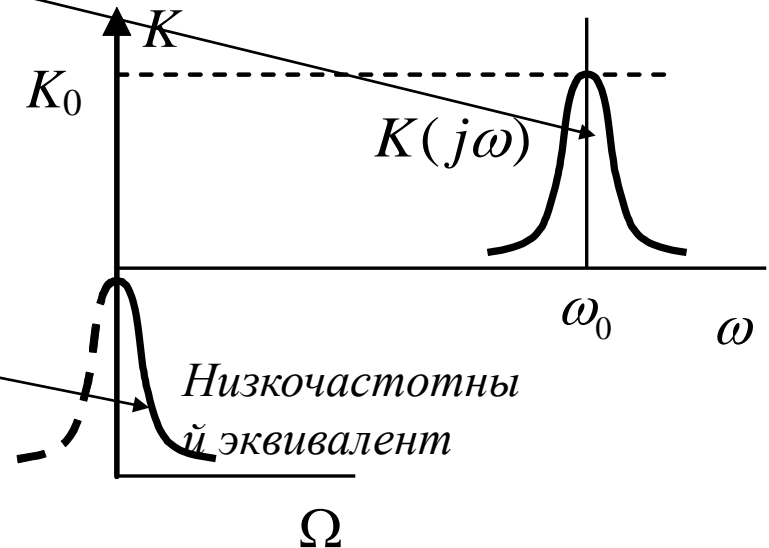
Для полосового ВЧ усилителя коэффициент усиления для огибающей:

$$\dot{K}(j\Delta\omega) = K_0\gamma(j\Delta\omega) = \frac{SR_{кэ}}{1 + ja} = \frac{SR_{кэ}}{1 + j\frac{2\Delta\omega}{\omega_0 d_э}}, \quad d_э = \frac{1}{R_{кэ}\omega_0 C},$$

$$\dot{K}(j\Delta\omega) = \frac{SR_{кэ}}{1 + j2\Delta\omega R_{кэ}C},$$

C - емкость контура ВЧ усилителя,
 $R_{кэ}$ – сопротивление контура на ω_0 .

$$\dot{K}(j\Omega) = \frac{SR_{кэ}}{1 + j2\Omega CR_{кэ}},$$

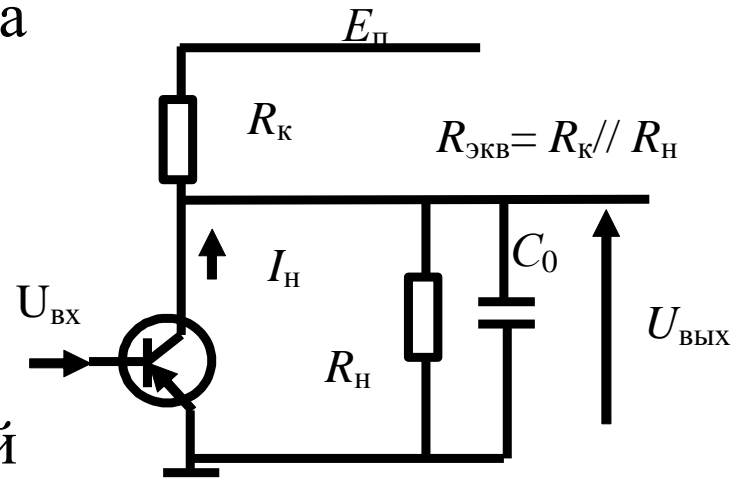


Определение. *Низкочастотным эквивалентом (НЭ) полосового усилителя назовем такой НЧ усилитель, комплексный коэффициент передачи которого равен комплексному коэффициенту передачи полосового усилителя для огибающей.*

Рассмотрим в качестве НЧ-эквивалента RC -усилитель.

$$\dot{K}_{RC}(j\Omega) = S \cdot Z_{\text{ЭКВ}} = \frac{S \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j\Omega C_0 R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{SR_{\text{ЭКВ}}}{1 + jX}$$

где C_0 , $R_{\text{ЭКВ}}$ – параметры эквивалентной схемы RC – усилителя в области верхних частот.



Для полосового усилителя
НЧ-эквивалент

$$\dot{K}(j\Omega) = \frac{SR_{\text{КЭ}}}{1 + ja} = \frac{SR_{\text{КЭ}}}{1 + j2\Omega CR_{\text{КЭ}}},$$

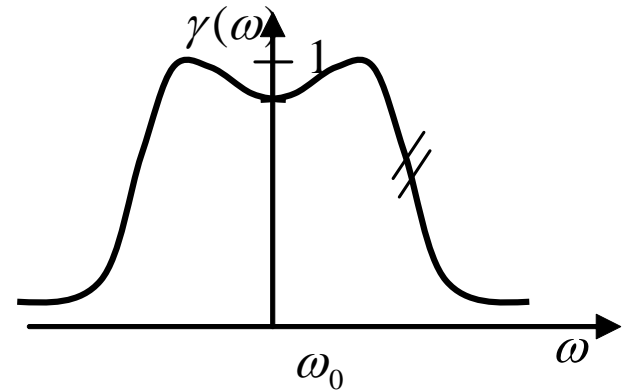
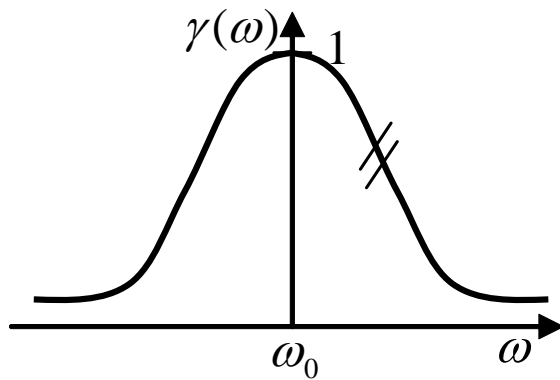
Для выполнения эквивалентности этого RC -усилителя
полосовому $a=X$ при $R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{КЭ}}$,

~~$$\Omega C_0 R_{\text{ЭКВ}} = 2\Omega CR_{\text{КЭ}}$$~~

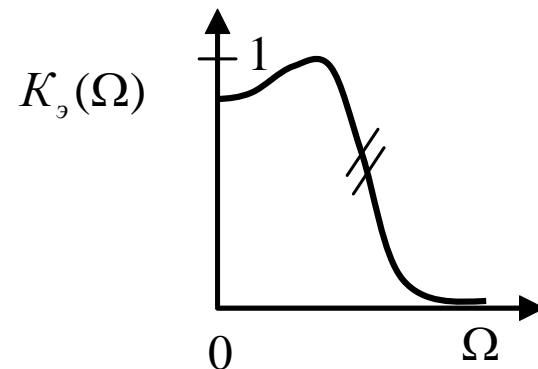
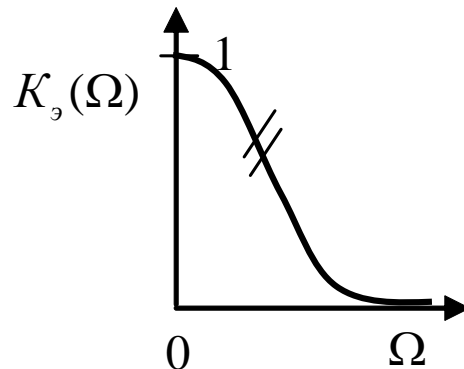
$C_0 = 2C$

Низкочастотным эквивалентом резонансного усилителя является RC-усилитель с $R_{\text{экв}}=R_{\text{кэ}}$ и $C_0=2C$, где C - емкость контура резонансного усилителя.

Характеристики ВЧ полосового усилителя

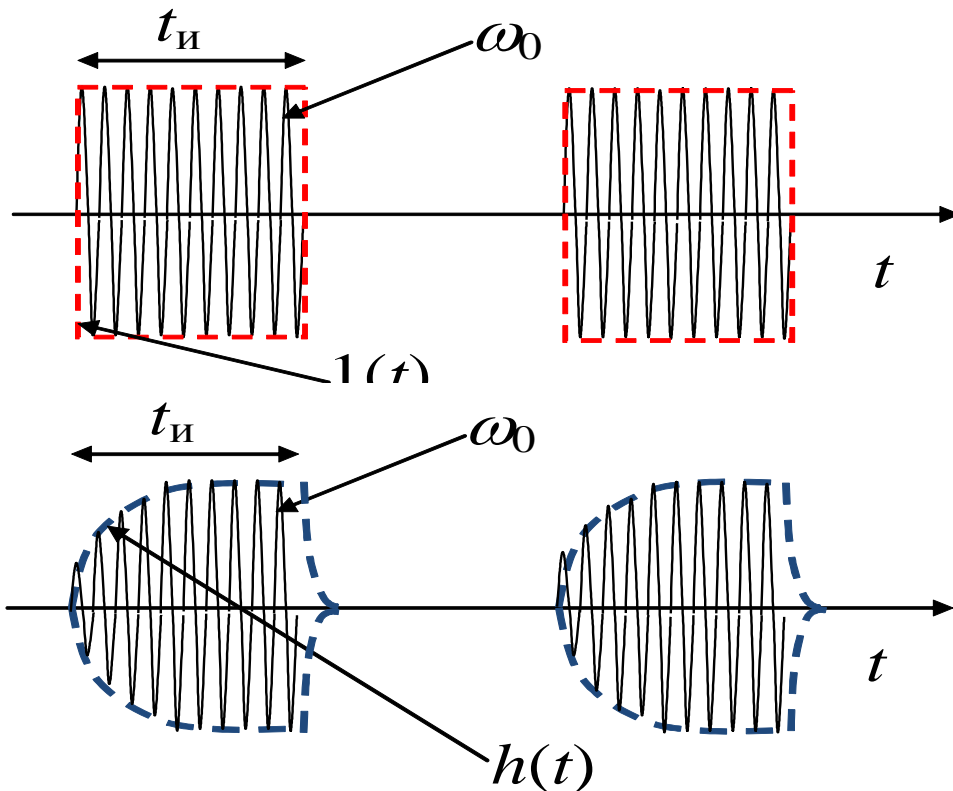


Характеристики его НЧ эквивалента



Переходные процессы в полосовых усилителях.

Определение. Переходной характеристикой полосового усилителя называется зависимость от времени напряжения огибающей $h(t)$ на выходе при подаче на вход колебания с огибающей вида единичной ступеньки напряжения $l(t)$.



$$U_{\text{BX}}(t) = l(t)U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi).$$

$$\dot{K}(j\Delta\omega) = K_0\gamma(j\Delta\omega),$$

Полученное выражение
АЧХ для ИУ

$$\gamma(j\Delta\omega) = \frac{SR_{\text{кэ}}}{1 + ja} = \frac{SR_{\text{кэ}}}{1 + j \frac{2\Delta\omega}{\omega_0 d_3}},$$

Если использовать НЧЭ, то задача определения $h(t)$ полосового усилителя сводится к определению $h(t)$ его НЧЭ.

Нормированный коэффициент передачи НЧ эквивалента n -каскадного ИУ.
$$\dot{\gamma}(j\Omega) = \frac{1}{\left(1 + j \frac{2\Omega}{\omega_0 d_3}\right)^n}.$$

Пологая $j\Omega = p$ операторное изображение:

$$Y(p) = \frac{1}{\left(1 + \frac{2p}{\omega_0 d_3}\right)^n} = \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\alpha}\right)^n} = \frac{1}{(1 + p_1)^n}, \text{ где } \alpha = \frac{\omega_0 d_3}{2}, \quad p_1 = \frac{p}{\alpha}.$$

Табличный оригинал
$$\frac{1}{(1 + p_1)^n} \Rightarrow 1 - \exp(-t) \sum_{m=0}^{n-1} \frac{t^m}{m!}.$$

По теореме Карсона $f(p) \Rightarrow \varphi(t)$, то $f(p/\alpha) \Rightarrow \varphi(\alpha t)$.

$$y(\alpha t) = 1 - \exp(-\alpha t) \sum_{m=0}^{n-1} \frac{(\alpha t)^m}{m!},$$

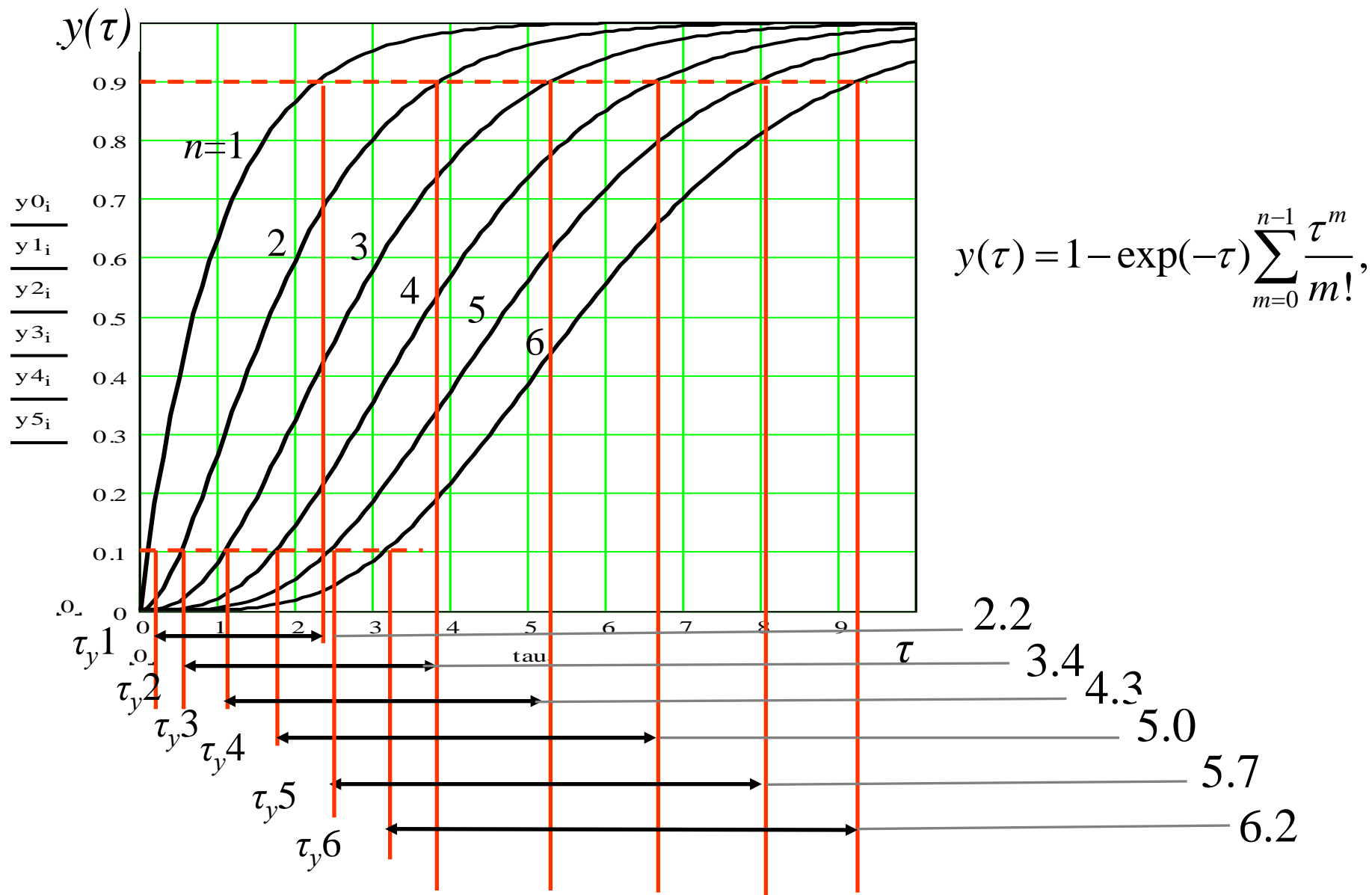
Обозначим $\tau = \alpha t$ $\tau = \frac{\omega_0 d_3 t}{2}$ ω_0 резонансная частота ИУ.

τ – безразмерное время установления

$$y(\tau) = 1 - \exp(-\tau) \sum_{m=0}^{n-1} \frac{\tau^m}{m!},$$

$y(\tau)$ – нормированная зависимость амплитуды $U_{\text{ВЫХ}}$ n -каскадного ИУ от времени при подаче на его вход единичной ступеньки радиоимпульса

$$U_{\text{ВХ}}(t) = 1(t) U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi).$$



Определим зависимость полосы приемника от длительности установления радиоимпульса

$$\left\{ \begin{array}{l} \Pi^{(n)} = \Pi^{(1)} \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} = f_0 d_3 \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} : \\ \frac{\tau}{t} = \pi f_0 d_3 \cdot \end{array} \right.$$

$\tau = \frac{\omega_0 d_3 t}{\omega_0 = 2\pi f_0}$

$$t_{yc} \Pi^{(n)} = \frac{\tau_{yc}^{(n)} \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}}{\pi}.$$

Расчет MCAD

Мало зависит от n , и $\cong 0,7$.

0.318	x	2.2	\approx	0.7
0.205	x	3.4	\approx	0.7
0.162	x	4.3	\approx	0.7
0.138	x	5.0	\approx	0.7
0.123	x	5.7	\approx	0.7
0.111	x	6.2	\approx	0.7

$\Pi_{пр} \cong \frac{0,7}{t_{yc}}.$

- полоса ИУ для пропуска импульсного сигнала длительность $t_{и}=t_{yc}$

Вывод: Зная длительность радиоимпульса t_{yc} можно определить необходимую полосу приемника $\Pi_{пр}$.

Аналогично можно рассчитать полосу для расстроенных двоек и на связанных контурах

$\Pi_{пр} \cong \frac{0,8}{t_{yc}}.$

Избирательные усилители с сосредоточенной избирательностью.

Раздельное крупносерийное изготовление усилителей и фильтров (избирательных систем), частности ФСС или ФСИ позволяет получать устройства обладающие предельными характеристиками.

Разрабатываемые приемные устройства получают каскадным соединением унифицированных покупных изделий имеющих разное функциональное назначение.

По мере развития микроэлектронных технологий и 50-омной схемотехники, для исключения вопросов согласования, узлы изготавливаются на стандартные входные и выходные сопротивления.

- Механические резонаторы в электро-механических фильтрах (100 кГц ... 10 МГц),
- Пассивные фильтры на электрических LC контурах (100кГц...100МГц),
- Активные RC -фильтры, (меньше 10 МГц)
- Кварцевые или пьезоэлектрические фильтры на объемных акустических волнах (ОАВ) (10 МГц...10 ГГц),
- Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) (10 МГц...10 ГГц)
- Микрополосковые СВЧ фильтры (500 МГц...30 ГГц)
- Дискретные цифровые фильтры и др.

Место установки ФСС в структуре ИУ:

- ФСС не должен быть включен в каскадах, определяющих коэффициент шума приемника, т.к. он имеет заметные потери в полосе пропускания;
- Усиление каскадов перед ФСС не должно быть большим, т.к. внеполосные сигналы и помехи могут ввести эти каскады в нелинейный режим.

Обычное место ФСС – после одного-трех входных каскадов, создающих усиление 20...30дБ.

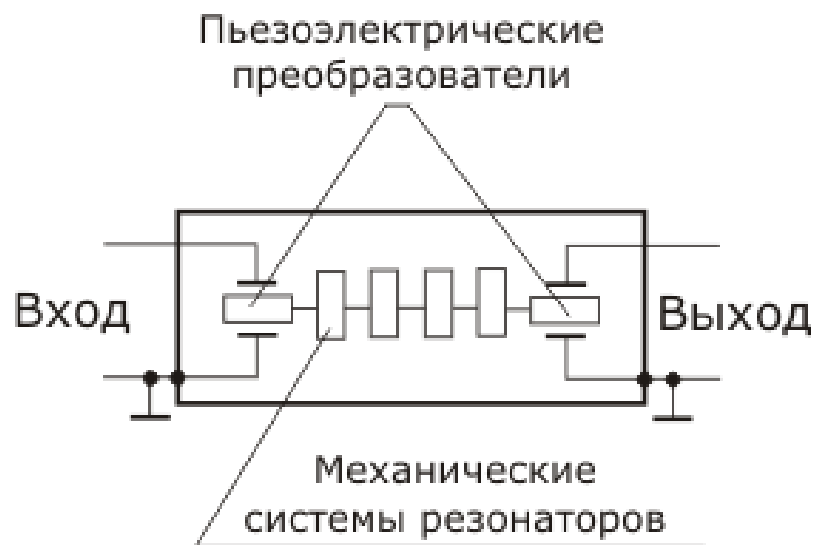
ФСС (ФСИ) как правило разрабатывались $f_{\text{пр стан}}$: 110 кГц, 465 кГц, 1,6 МГц, 1,9 МГц, 2,2 МГц, 15 МГц, 30 МГц, 60 МГц, 100 МГц.

В диапазоне выше 2,2 МГц $f_{\text{пр}}$ не стандартизируется .

Многозвенные фильтры из связанных контурах (резонаторах) с высокой собственной добротностью обладают лучшими характеристиками избирательности.

Электромеханические фильтры (ЭМФ)

Джонсон Р. Механические фильтры в электронике. Пер. с агл./Под ред. А.Е. Знаменского. М., Мир, 1986



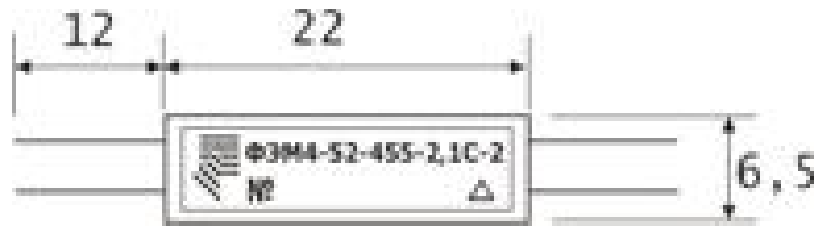
ЭМ или пьезомеханические фильтры состоят из цепочки ВЧ механических резонаторов (миниатюрных стальных дисков). Прототип ЭМ - камертонный усилитель.

ЭМП могут быть изготовлены на основе пьезоэффекта или эффекта магнитострикции. Изменение магнитной проницаемости сердечника под воздействием растяжения или сжатия и наоборот.

ЭМФ устройство компактное (объем порядка 1 см^3), которое включается между двумя усилительными элементами.

Выпускаются на унифицированный ряд частот и полос. Диапазон частот ограничен сверху до 10 МГц, снизу – габаритами.

Например: **ФЭМ4-51-500** и **ФЭМ4-52-455**



$$Q_s = 500 \dots 1000$$

$$K_\gamma = 1,6 \text{ по } \gamma = -60 \text{ дБ}$$

ЭМФ – сверхминиатюрная прецизионная монокристаллическая механическая колебательная система из 8 (10) резонаторов в герметичном металлическом корпусе с $\Pi = 0,5; 0,75, 1,0$ кГц

Предназначены для профессиональной приемно-передающей аппаратуры, как фильтры основной селекции в приемном, так и для формирования SSB в передающем тракте.

Пассивные фильтры на электрических LC-контурах

Расчет таких фильтров производится с помощью справочных таблиц, номограмм, и пакетов прикладных программ.

Таблицы можно найти: Справочник по радиоэлектронике. Т.2 под ред. Куликовского, М. Энергия, 1968

1 этап - выбор типа фильтра:

фильтр Баттерворта обладает максимально плоской АЧХ в полосе пропускания и затухания;

фильтр Чебышева имеет равновеликие пульсации АЧХ в полосе пропускания и монотонный спад в полосе непрозрачности либо равновеликие пульсации в полосе непрозрачности при плоской вершине;

фильтр Гаусса обладает линейной ФЧХ;

фильтр Кауэра (эллиптический) имеет равновеликие пульсации в полосе пропускания и задержания.

По таблицам выбирается низкочастотный прототип фильтра (ФНЧ), имеющий частоту среза $\omega_1=1$ р и характеристическое $R=1$ кОм.

Прототип затем пересчитывается в полосовой фильтр с нужной частотой, полосой и характеристическим сопротивлением.

ФСС на электрических контурах (Баттерворта)

f_0 - центральная частота,

Π_ϕ - полоса фильтра,

Q_0 - собственная добротность контуров,

R_r - сопротивление генератора и R_n -нагрузки,

$\rho=R$ - выбранное характеристическое сопротивление фильтра,

δ_{cc} - затухание по соседней станции при отстройке на полосу, т.е.
при $a=2$.

Одно звено фильтра

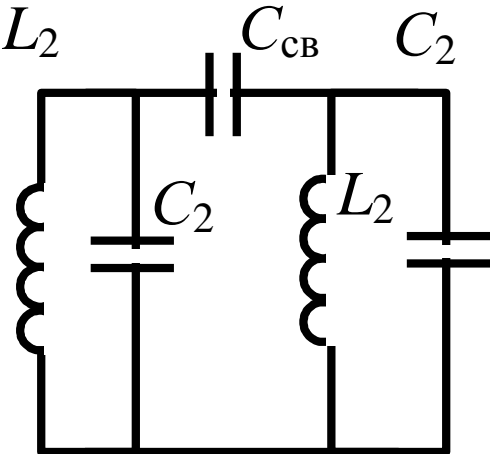
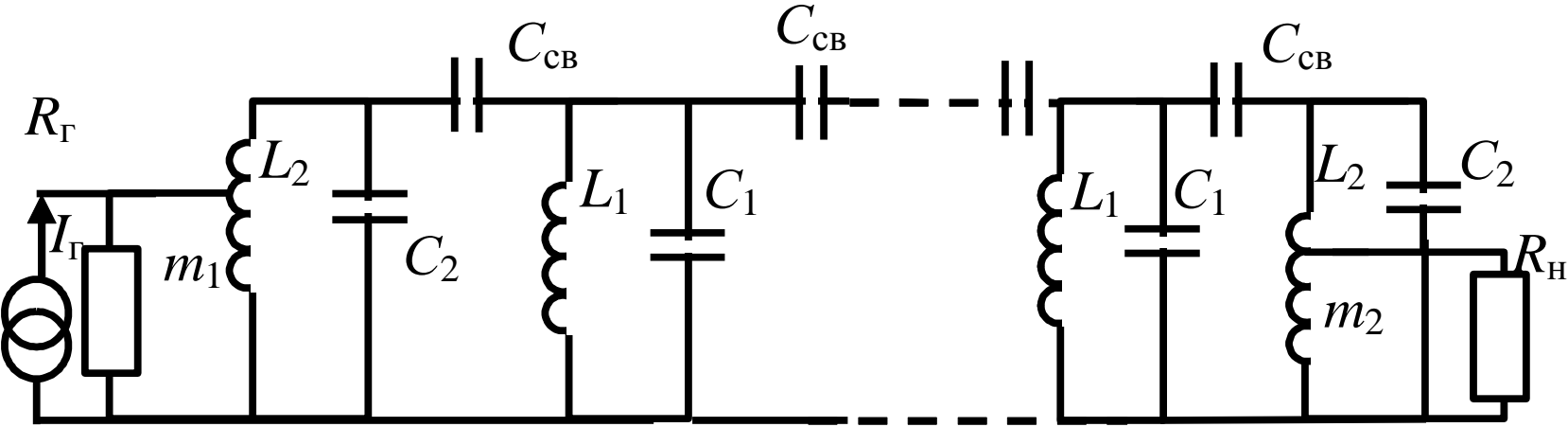


Схема полосового фильтра



ρ - выбирается 10...50 кОм.

$\Pi_\phi = \Pi_{пр}$ - полоса фильтра ($\Delta f_c + \Delta f_\Gamma + \Delta f_{пер}$), на $f_0 = Q_\phi \Pi_\phi$

$Q_0 = 300...500$ максимальное значение (задаем), на $f_0 = Q_0 \Pi_0$.

Q_ϕ – нагруженная добротность фильтра

Параметры фильтра определяются и расчетными формулами:

Для одного звена $C_{св} = \frac{1}{2\pi f_0 \rho}$, $C_2 = \frac{1}{2\pi \Pi_\phi \rho} - 2C_{св}$, $L_2 = \frac{\Pi_\phi \rho}{2\pi f_0^2}$.

Для фильтра построенного из этих звеньев $C_1 = 2C_2$, $L_1 = L_2/2$

Введем параметр $\beta = \frac{2\Pi_0}{\Pi_\phi} = 2 \frac{Q_\phi}{Q_0}$, а так как $Q_\phi = \frac{f_0}{\Pi_\phi}$, то $\beta = \frac{2f_0}{Q_0 \Pi_\phi}$;

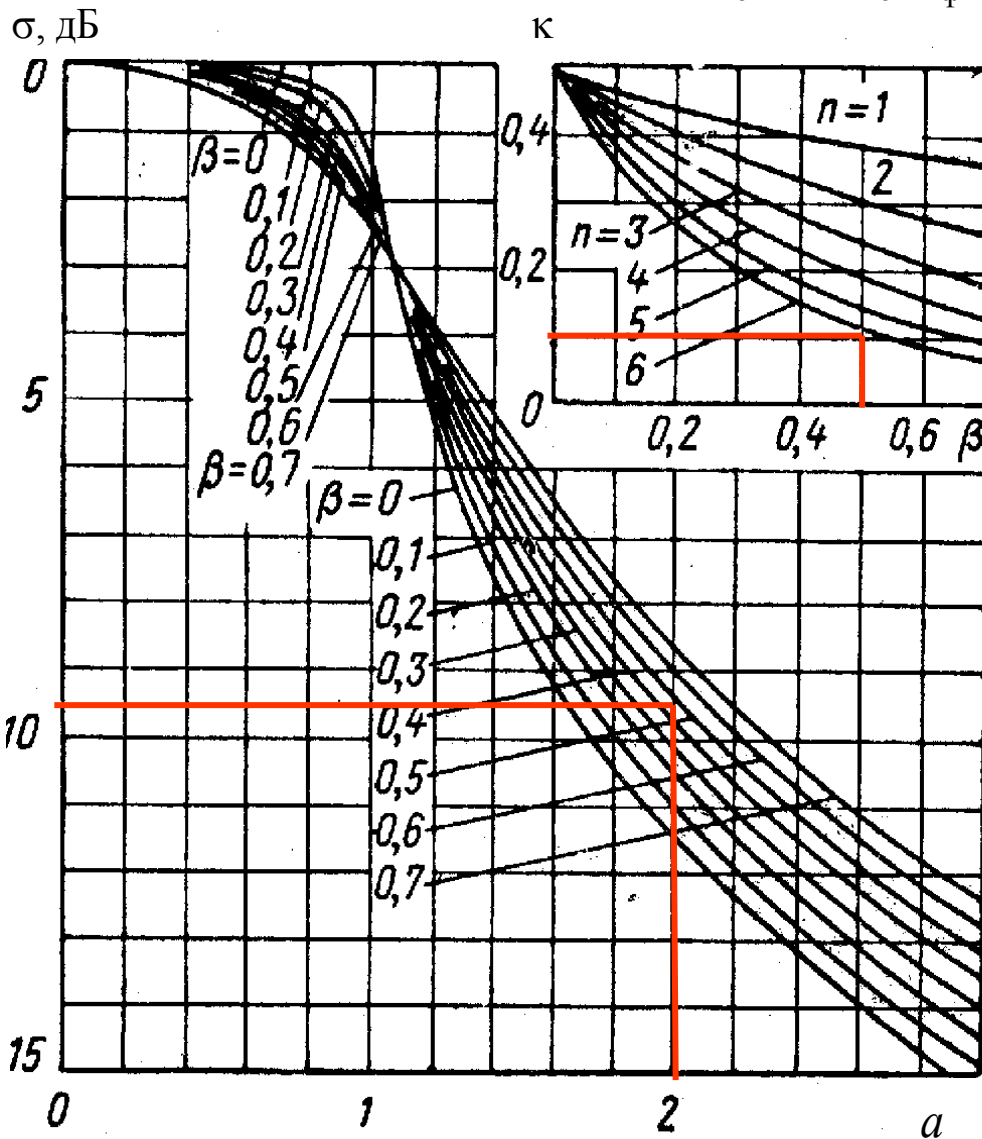
$$m_1 = \sqrt{\frac{R_\Gamma}{\rho}}, \quad m_2 = \sqrt{\frac{R_H}{\rho}};$$

σ_1 – затухание на одно звено фильтра на частоте $= f_{сс}$ и

κ – коэффициент передачи ФСС определяется по графику ниже.

$$\beta = \frac{2Q_\phi}{Q_0} = \frac{2f_0}{Q_0\Pi_\phi}$$

Например $\beta=0,5$



По графику для $a=2$, (затухание при отстройке $\Delta f = f_{cc} = \Pi_\phi$) определяется $\sigma_1(a)=9,5$ дБ одного звена фильтра

Для заданного $\sigma_{cc}=53$, находим число контуров $\sigma_{cc}=\sigma_\phi(a)=n\sigma_1(a)$

$$n=5,6\approx 6$$

Коэффициент к-передачи ФСС зависит от β и числа звеньев n .

Для $\beta=0,5$ и $n=6$ $\kappa=0,1$

Можно оценить вносимые ФСС на LC электрических контурах потери

$$L(\partial B) \cong \frac{4,34 \cdot n}{(\Pi / f_0) Q_0} = 10,4 \partial B$$

Активные RC фильтры (АРСФ)

-Радиоприемные устройства / Под ред. Жуковского А.П. М., Высшая шк., 1989 и Фомин и др. 2007 г.

В профессиональных РпрУ на умеренно высоких частотах (до 10 МГц). Позволяют совместить усиление и избирательность.
1 способ.

Принцип: замена индуктивности в LC -фильтрах гираторами.
Гиратор, это активный УЭ (транзистор) преобразующий емкостное сопротивление нагрузки C_H на выходных зажимах в индуктивное сопротивление на входных зажимах согласно соотношению:

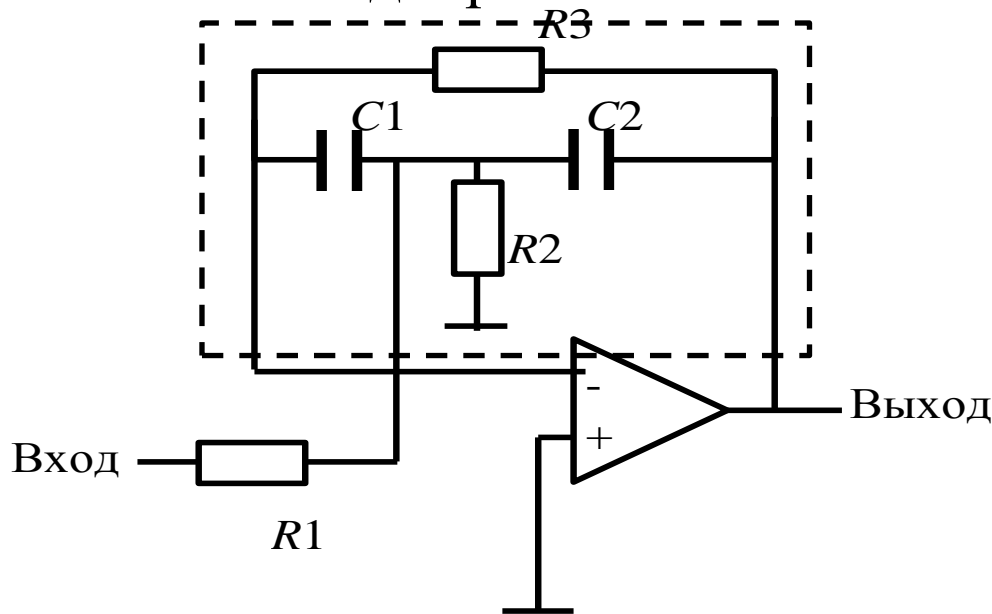
$$Z_{BX} = R_G^2 j\omega C_H \quad \text{где } R_G - \text{сопротивление гирации.}$$

На частотах 100-200 кГц - используются гираторы выпускаемые промышленностью в виде микросхем (409СС1, 247УП7).
Были разработаны гибридно-пленочные схемы гираторов.

2 способ

АРСФ состоят из усилителей (ОУ) и RC -цепей.

Цепи выше второго порядка не используются. Для увеличения порядка соединяют звенья каскадно, что приводит к повышению добротности и повышает рабочую частоту АРСФ.



В окрестностях $f_{пч}$ Т- фильтр (заграждающая ООС) имеет малый коэффициент передачи, в результате общий K_{ϕ} - возрастает. При $C_1=C_2=C$ и заданных f_0 , Π и K_{ϕ} сопротивления в схеме:

При $Q > 10$ – узкополосный фильтр

При $Q < 10$ – широкополосный фильтр

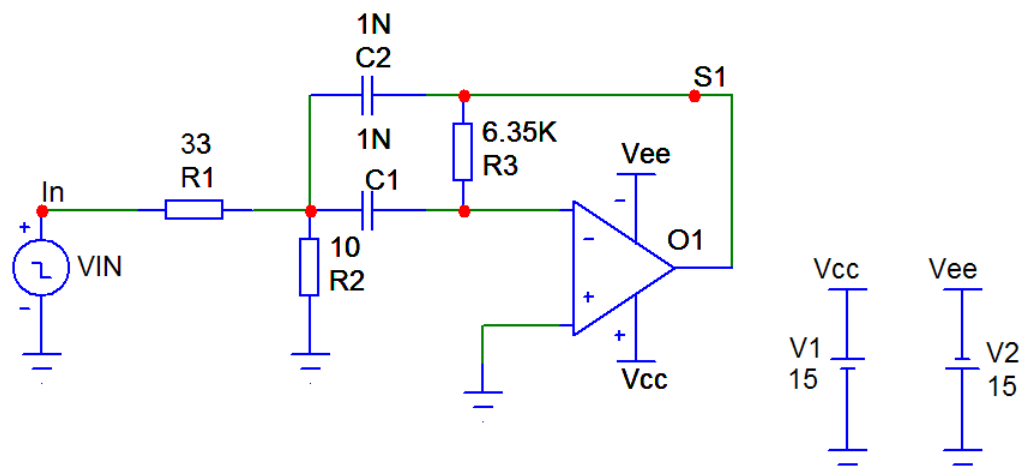
$$R_2 = 1/\pi PC,$$

$$R_1 = R_2/2 K_{\phi},$$

$$R_3 = R_2(4Q^2 - 2 K_{\phi})$$

$$Q_{\max} = 0,5\sqrt{K}, \quad Q \leq 0,1Q_{\max}$$

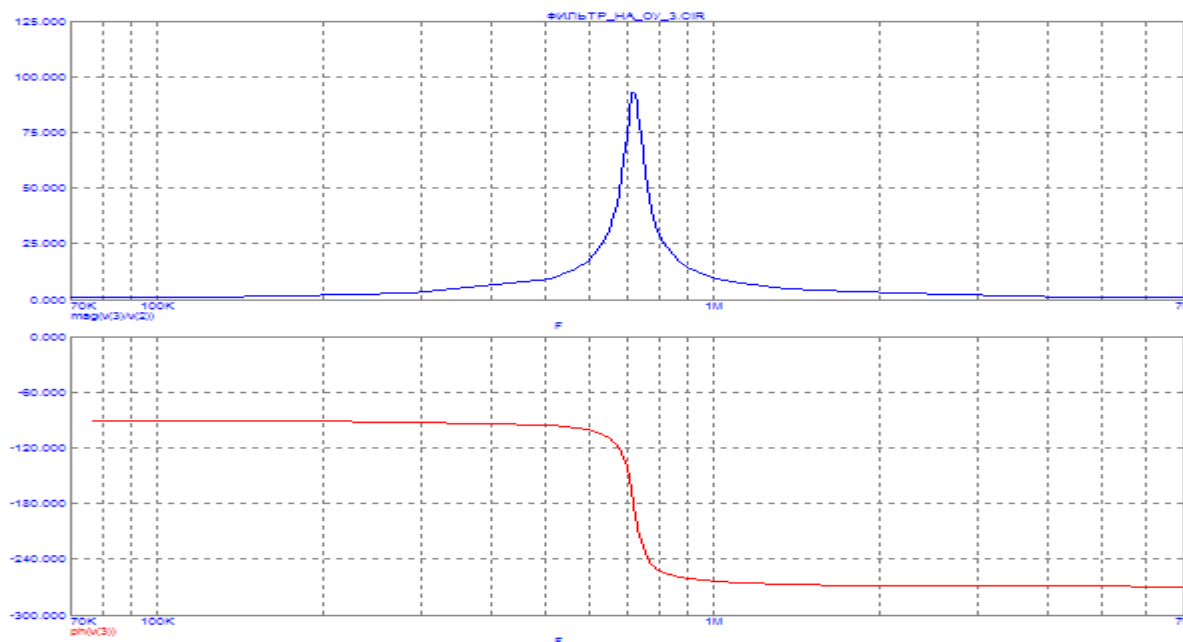
Моделирование АРСФ (ПФ)

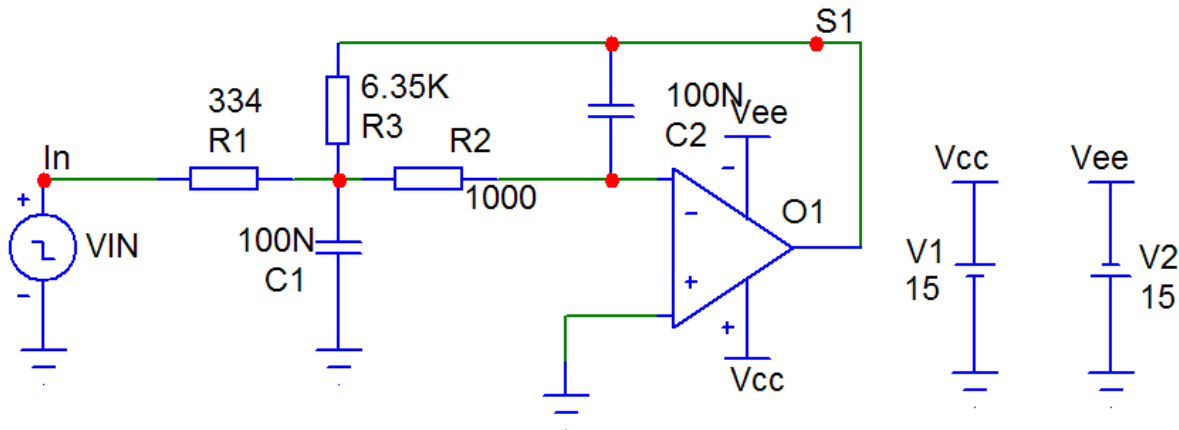


$$\omega_0 := \frac{\sqrt{R1 + R2}}{\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot R3 \cdot C1 \cdot C2}}$$

$$\omega_0 = 4.53 \times 10^6$$

$$f_0 = 7.21 \times 10^5$$

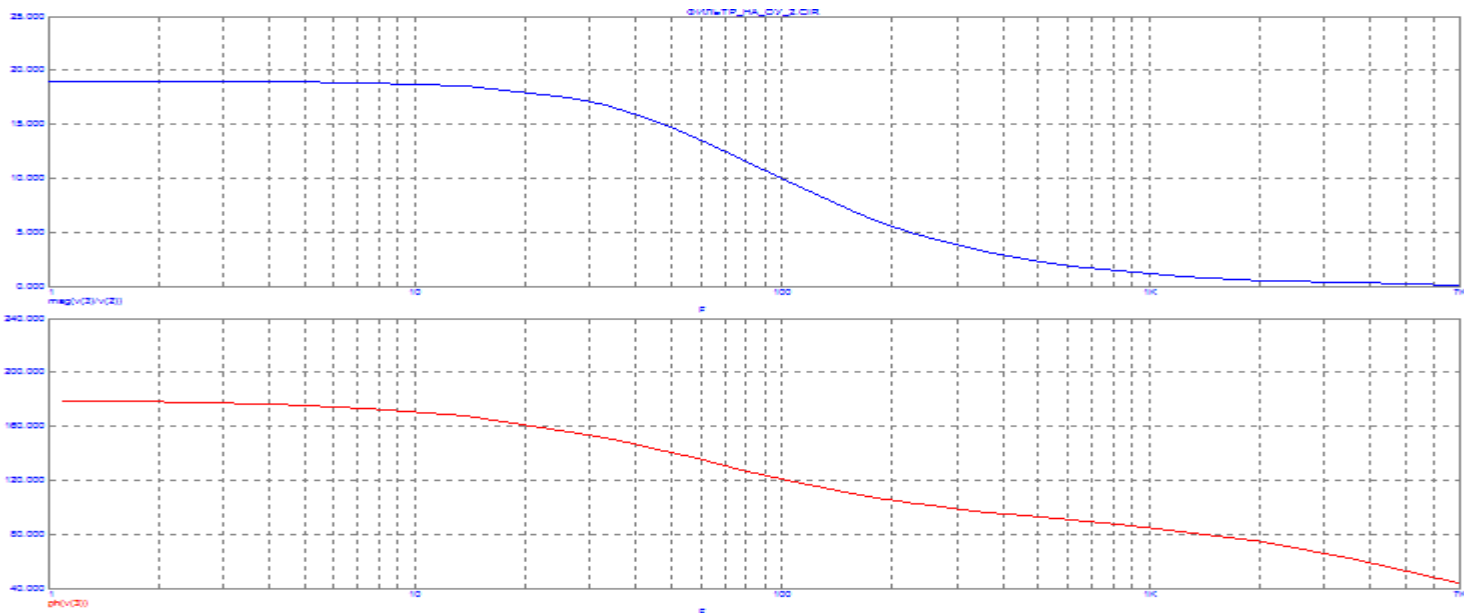




$$\omega_0 := \frac{1}{\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C2 \cdot C1}}$$

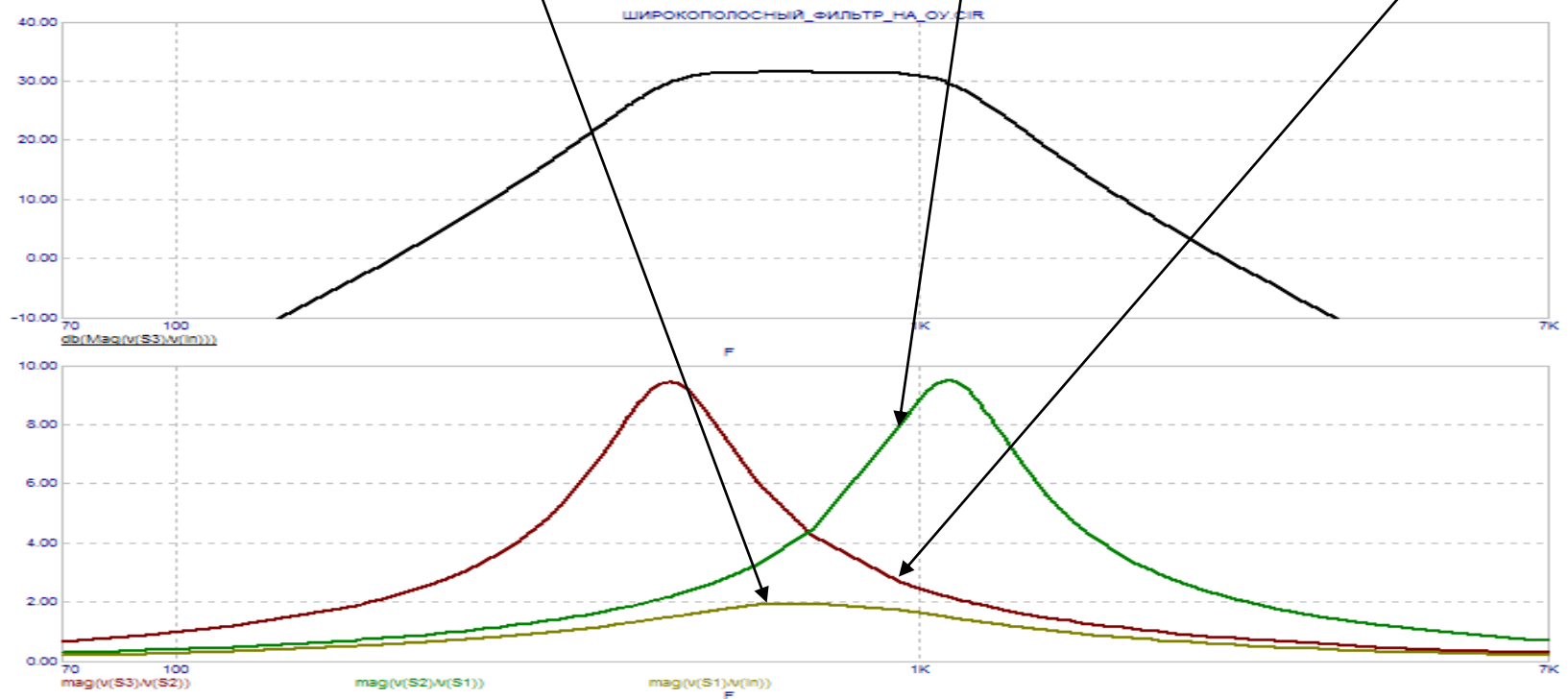
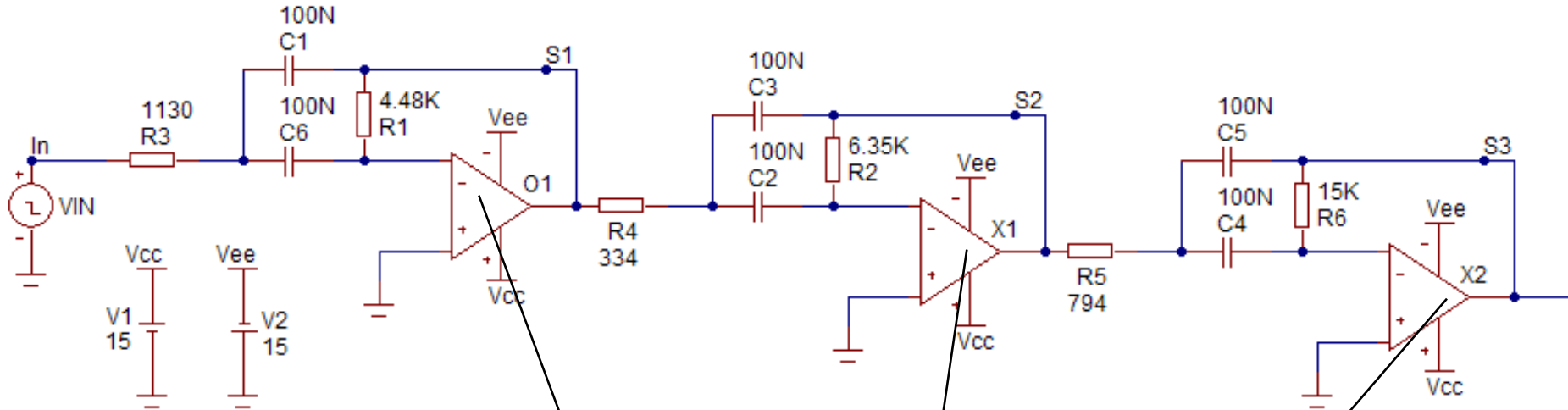
$$\omega_0 = 1.73 \times 10^4$$

$$f_0 := \frac{\omega_0}{2 \cdot \pi}$$



Моделирование АРСФ (ШПФ)

ШФ



Модели выше приведенных фильтров хорошо работают при изменении параметров схемы в широких пределах.

Повышение диапазона рабочих частот до 100 МГц и выше достигается применением ВЧ транзисторов и ОУ.

Звено второго порядка можно выполнить, соединяя АРСФ работающие как ФНЧ и ФВЧ. Использование сверхвысокочастотных транзисторов позволяет повысить рабочие частоты АРСФ до 100 МГц

Кварцевые (пьезоэлектрические ПЭ) фильтры

Фильтры на объемных акустических волнах (ОАВ)

- РПУ/ Под ред. Жуковского А.П. М.: Высшая школа, 1989.

Фильтры на ОАВ представляют собой электромеханическую резонансную систему, выполненную из пластины пьезоэлектрика (кварц, пьезокерамика) с нанесенными на ее поверхность электродами и контактными площадками.

Рабочий диапазон – стандартный унифицированный ряд ПЧ и полос.

Работают до 300-400 МГц за счет возбуждения ПЭ на высших гармониках.

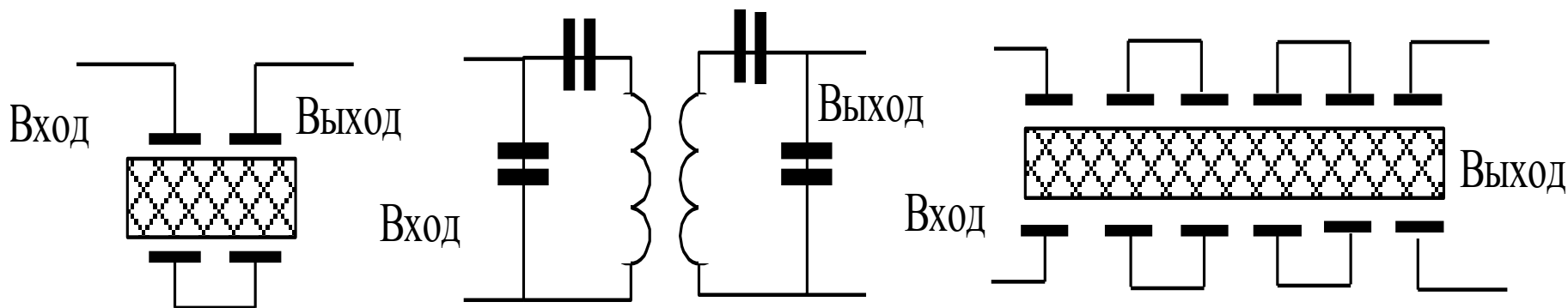
Обладают высокой термостабильностью.

Кварц - $\Delta f = 5 \times 10^{-7}$ 1/град,

Пьезоэлектрик синтетический - $\Delta f = 1 \times 10^{-5}$ 1/град.

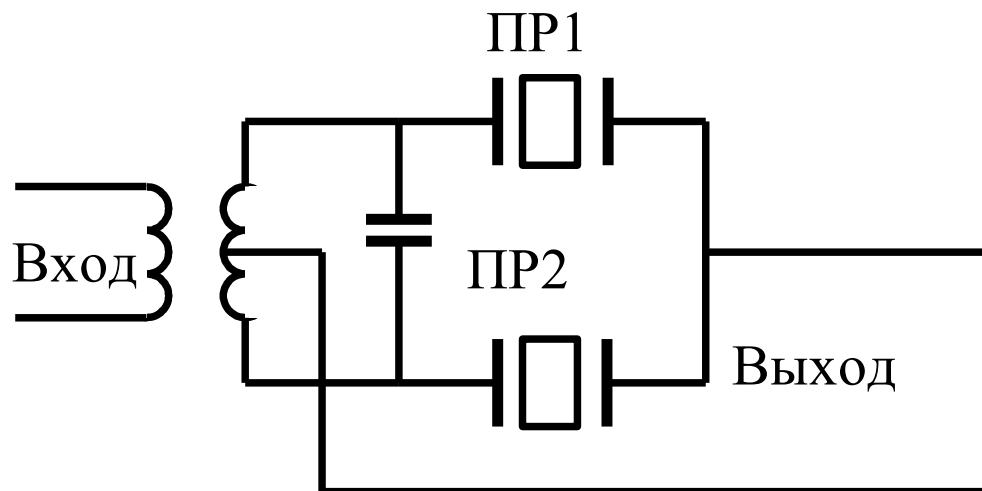
При определенных размерах электродов основная доля акустической энергии локализуется в объеме между верхним и нижним электродами и экспоненциально затухает при удалении от электродов.

Это позволяет разместить на одной пластине несколько акустически-связанных резонаторов, электрическим эквивалентом которых, являются индуктивно связанные контуры.

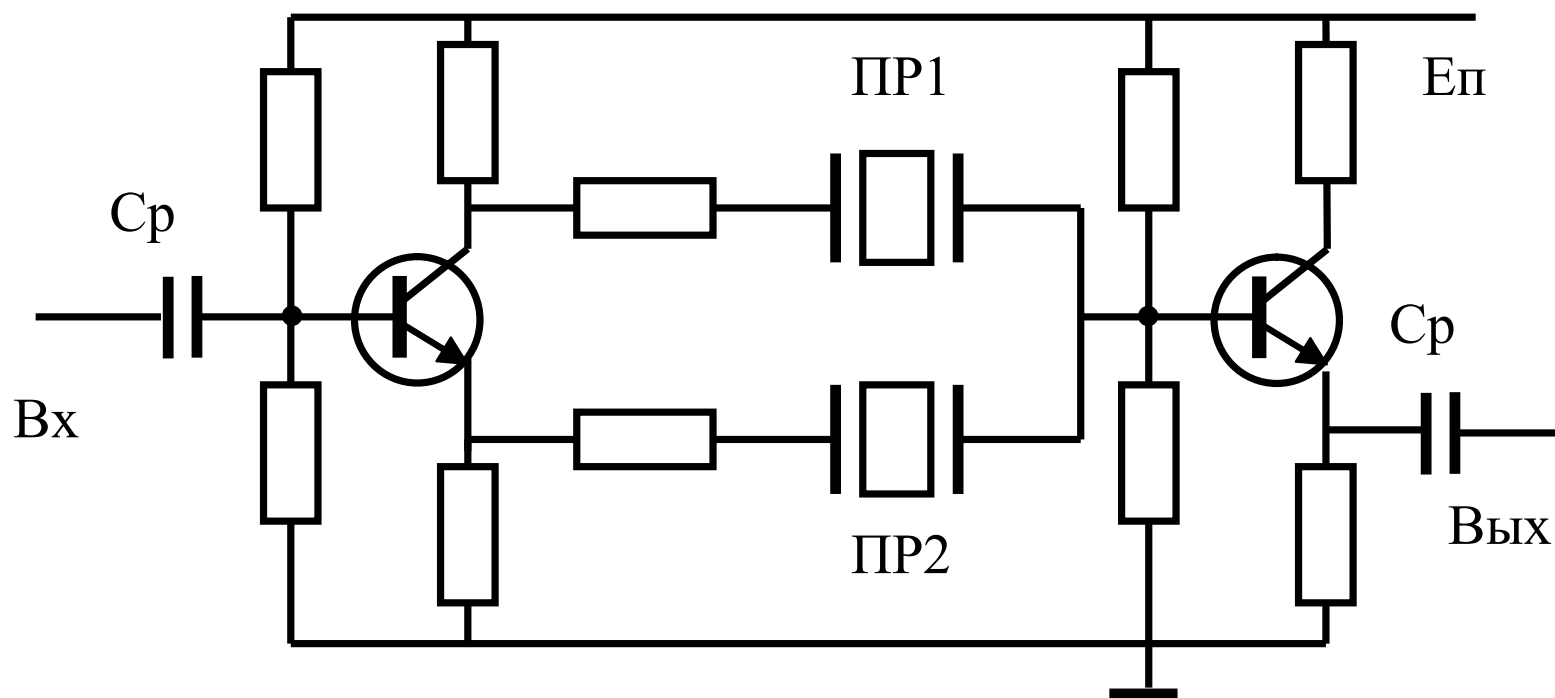


Таким образом реализуются многозвенные ФСИ с затухание в полосе запираия до 80 дБ и более.

Хорошую избирательность
дает включение по
дифференциально-мостовой
схеме.

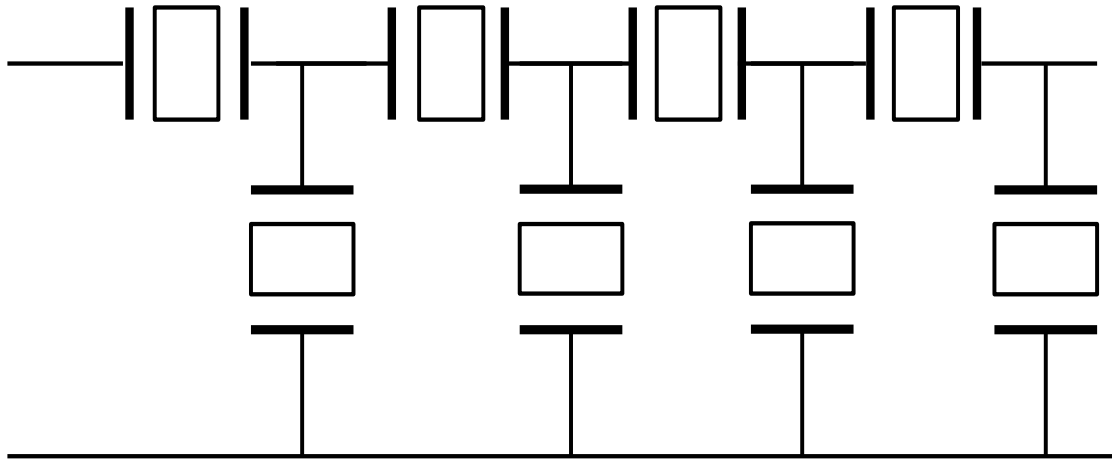


В микроэлектронном исполнении дифференциальный
трансформатор заменяется фазоинверсным каскадом.



При построение ПКФ используются лестничные схемы из Г-образных звеньев.

Восьмирезонаторный фильтр ПФ1П-1М на $f_{пч} = 465$ кГц.



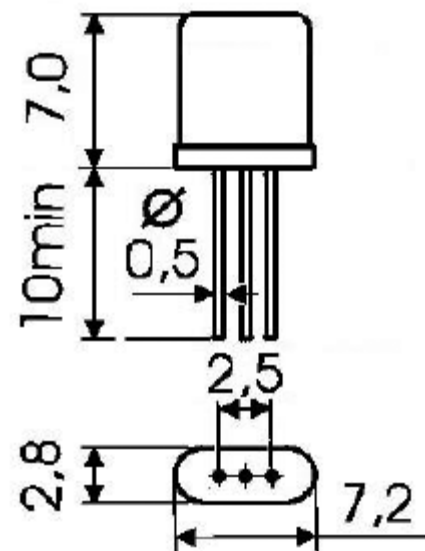
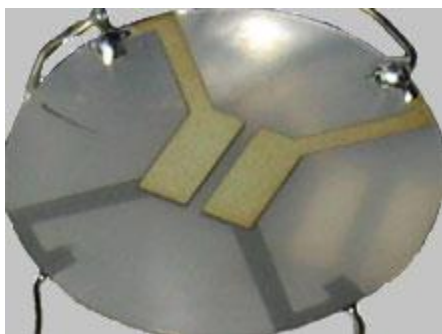
Полосы пропускания от десяти до сотен Гц и коэффициенте прямоугольности $K_{п0,001} = 1,5 \dots 2$.

Недостатки: высокая стоимость, размеры и невысокая механическая прочность.

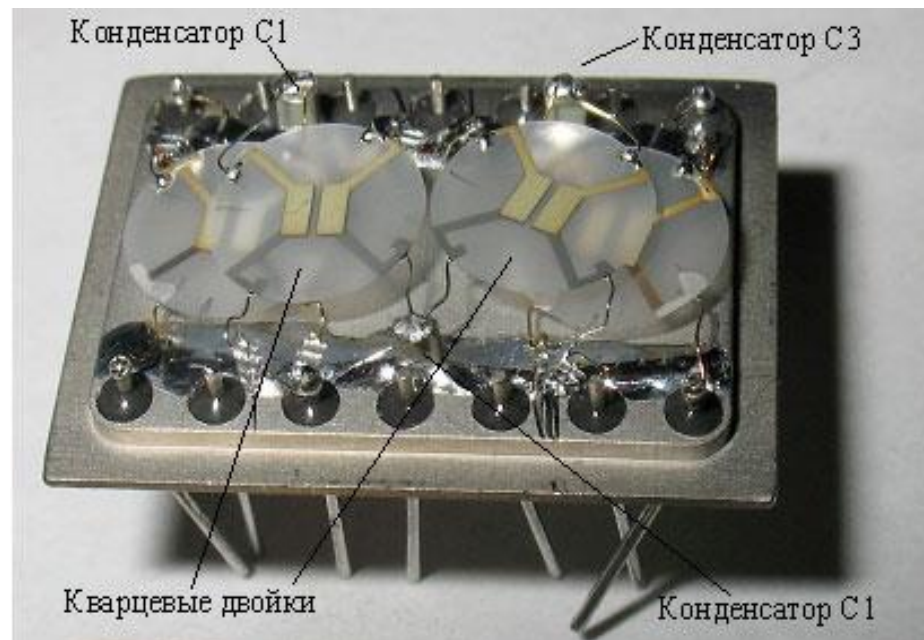
Кварцевая пластина с одним резонатором



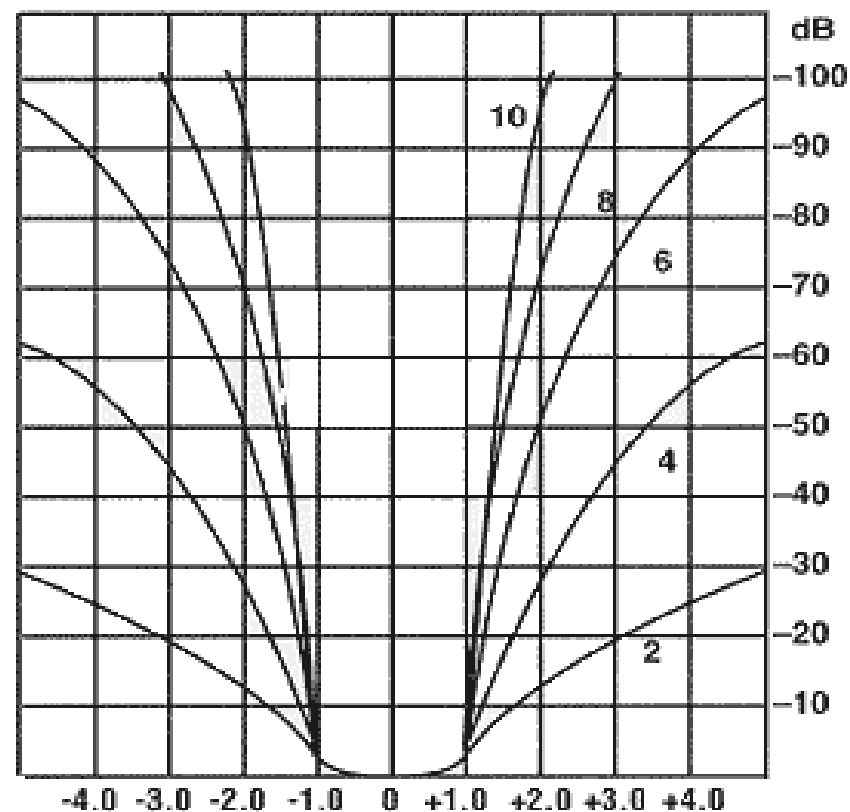
Кварцевая пластина с двумя резонаторами



Многозвенный кварцевый фильтр



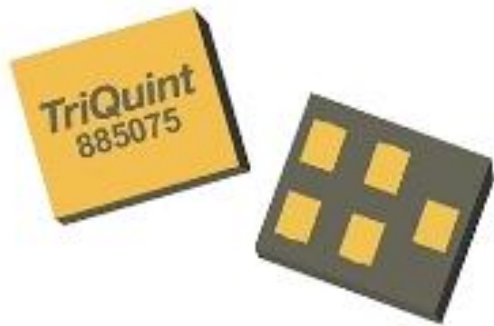
Характеристика
избирательности кварцевого
фильтра при увеличении
числа звеньев



Компания Qorvo (Корво) представила 2016 году фильтры на ОАВ 885067 и 885075 для стандарта LTE (4G) систем связи. Предназначены для передатчиков и приемников.

Характеристики:

Центральная частота	-2350 МГц
Полоса пропускания	-100 МГц
Потери	- 1,2 дБ
Габариты ДхШхВ	-1,1х0,9х0,5 мм
Температура	- от – 40 до+90 С
Потери вне полосы	- более 45 дБ



Достоинства ОАВ:

- Слабая зависимость от температуры
- Большая добротность
- Большая передаваемая мощность до частот 2,7 ГГц и выше

Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ)

ПАВ. с англ. Под ред. А.Олинера, М., Мир, 1981

Достоинства ПАВ по сравнению ОАВ:

- высокая технологичность, надежность и повторяемость результатов,
- получение относительных полос от 0,01 до 100%,
- возможность получения АЧХ близкой к прямоугольной, при линейной ФЧХ,
- возможность получения малых потерь.

Доступность ПАВ для управления на всем пути их распространения облегчает создание разнообразных устройств:.

- линий задержки,
- многоотводных линий задержки,
- полосовых и согласованных фильтров,
- формирователей сигналов сложной формы,
- генераторов и пр.

Материалами для создания фильтров на ПАВ являются пьезоэлектрические монокристаллы:

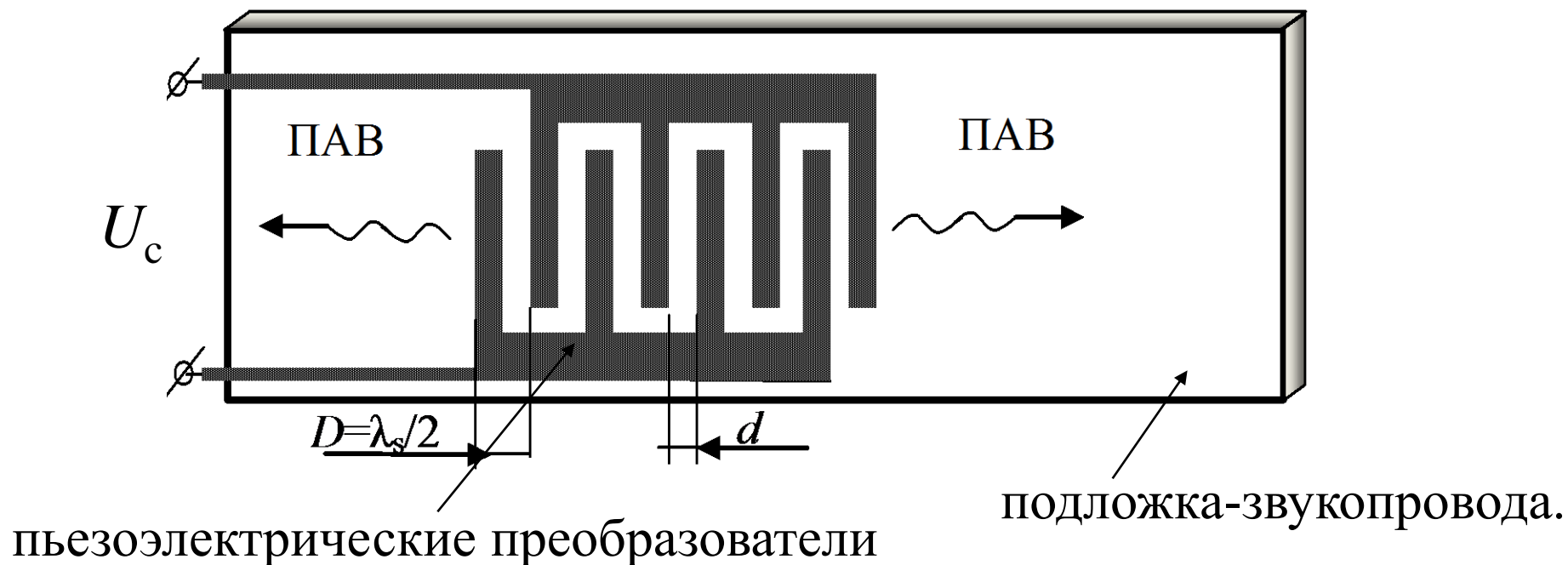
- кварц,
- танталат и ниобат лития,
- германат висмута и др.
- поликристаллические материалы (уплотненная пьезокерамика на основе титаната бария)

Основные параметры пьезоэлектриков:

- скорость распространения ПАВ ($V_s = 1,6 \dots 6,3 \times 10^3$ м/с),
- коэффициент электромеханической связи k_s определяет эффективность преобразования энергии электромагнитных волн в энергию ПАВ,
- затухание в материале,
- коэффициент анизотропии,
- температурная и временная стабильность характеристик материала.

Конструкция ПАВ.

Пьезоподложка прямоугольной или сложной формы вырезается из пьезоэлектрика под определенными углами к его кристаллографическим осям.



При воздействии U_c вследствие пьезоэффекта образуются упругие деформации, которые распространяются в обе стороны от преобразователя в виде ПАВ и паразитных ОАВ.

ВШП работают наиболее эффективно на частоте акустического резонанса ($D=\lambda_s/2$) когда ПАВ, возбуждаемые каждой парой электродов, складываются в фазе.

Эта частота определяется как
$$f_0 = \frac{V_s}{2D},$$

где V_s - скорость распространения ПАВ в пьезоэлектрике.

$$V_s = 1,6 \dots 6,3 \times 10^3 \text{ м/с}$$

Если минимально возможный зазор $d = 1 \text{ мкм}$ ($D=2d$), то

$$f_0 = \frac{V_s}{2D} = \frac{1,6 \dots 6,3 \times 10^3}{2 \times 2 \times 10^{-6}} \simeq 0,4 \dots 2 \text{ ГГц}$$

$f_{\text{гр макс}}$ – ограничено этой частотой.

$f_{\text{гр мин}}$ - ограничена размерами пьезоподложки и составляет 10 МГц

Для кварца $V_s = 3,15 \times 10^3 \text{ м/с}$, для ниобата лития $V_s = 3,48 \times 10^3 \text{ м/с}$.

Δf – полоса определяется числом пар электродов или штырей N :

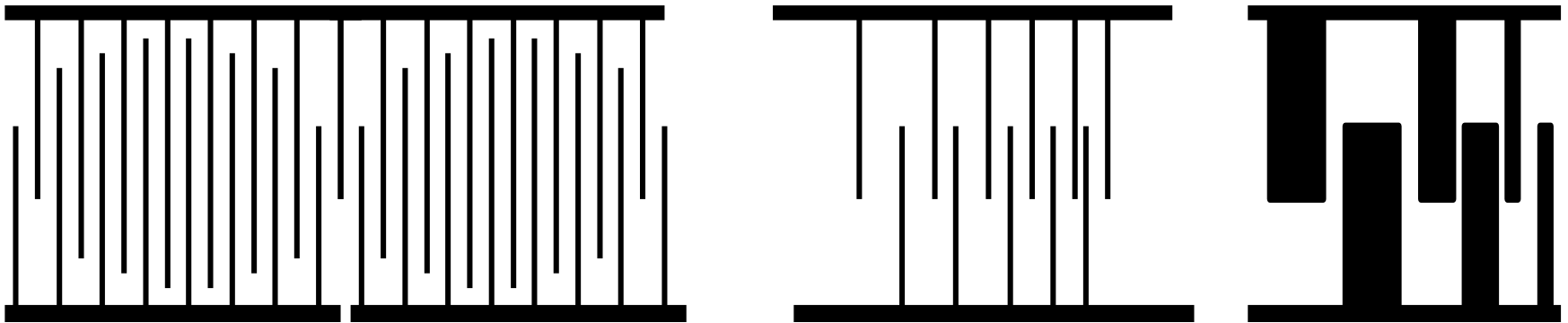
$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{N}; \quad N = Q_a \quad - \text{ акустическая добротность.}$$

АЧХ или импульсный отклик фильтра определяется топологией электродной структуры ВШП.

АЧХ зависит от

- 1) перекрытия по длине встречных штырей,
- 2) ширины штырей и расстояний между ними в направлении распространения ПАВ,
- 3) удаления части штырей и т.п.

Такое конструирование называют **аподизацией**.

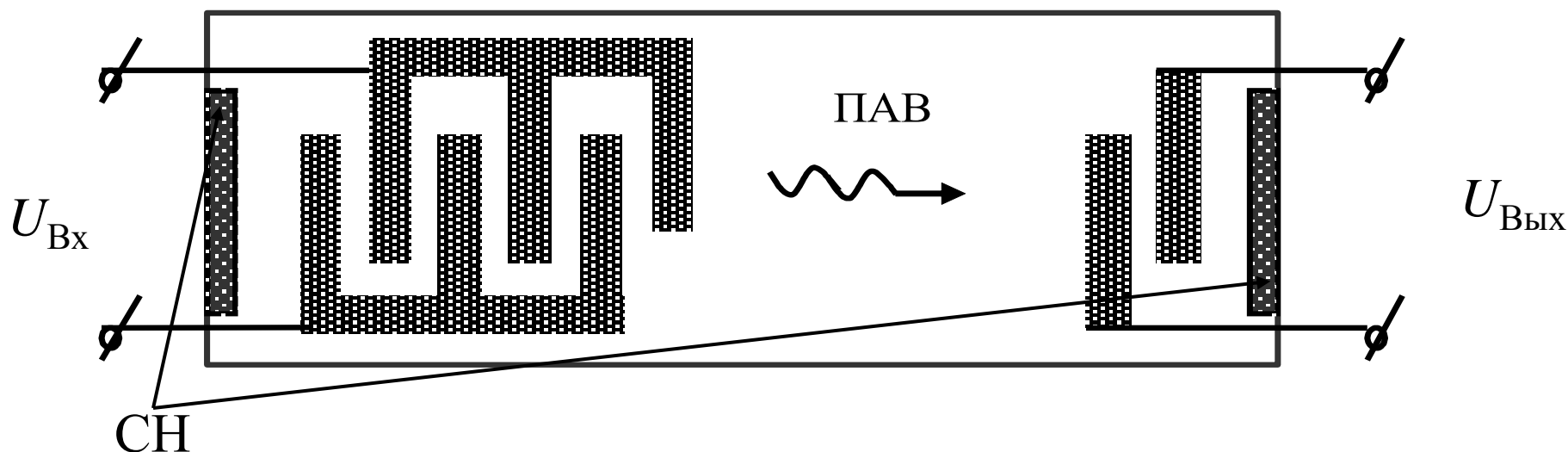


Фильтры ПАВ конструктивно хорошо сочетается с интегральной схемотехникой.

В настоящее время разработано и используется в РЭА различных типы фильтров на ПАВ.

Условно можно разделить на *трансверсальные* и *резонаторные* фильтры.

Простейшая реализация *трансверсального* фильтра



Достоинства: обладают отличной формой АЧХ и линейной ФЧХ, что дает значительные преимущества при создании аппаратуры с использованием цифровых видов модуляции.

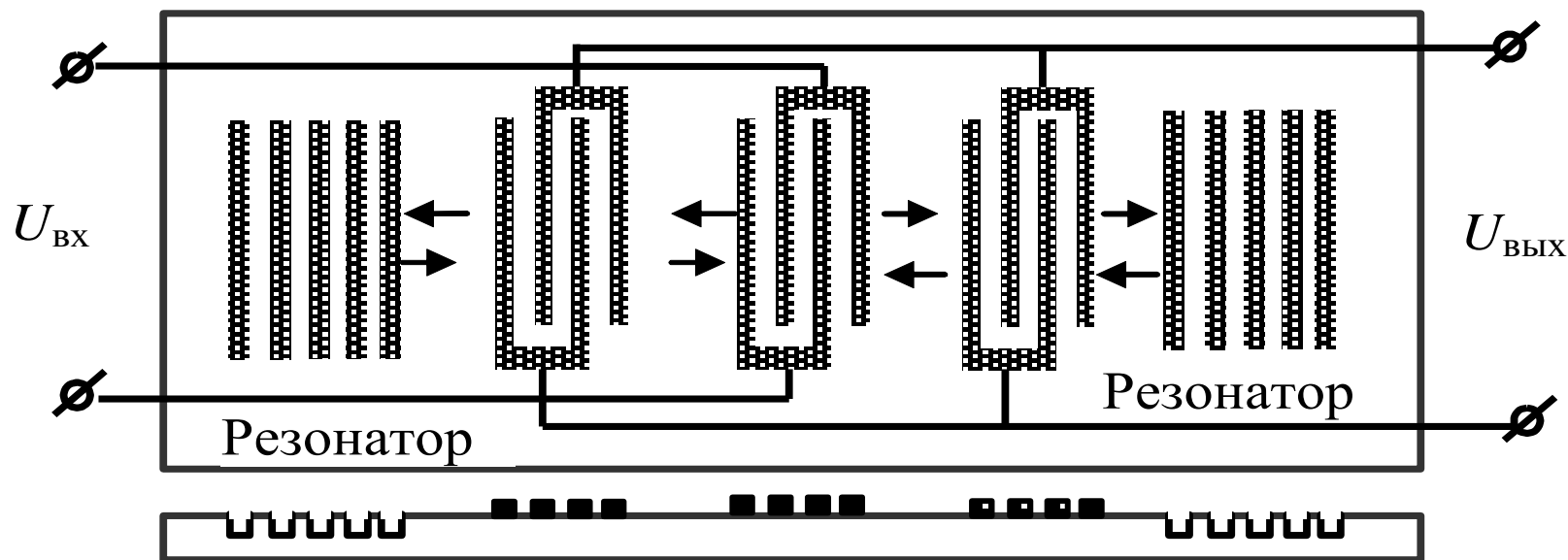
Недостаток: значительное затухание на в полосе пропускания.

- половина энергии входного сигнала поглощается поглотителем, что соответствует потерям 3 дБ.
- на выходе должна оставаться часть энергии ПАВ. Иначе не удастся реализовать заданную АЧХ.

В результате потери в полосе пропускания для данного типа фильтров на ПАВ достигает 15 ... 25 дБ

Это не позволяет использовать данный тип ПФ в первых каскадах высокочувствительных приемников

Основой построения *резонаторных* являются ПАВ-резонаторы. Принцип работы этих резонаторов основан на отражении ПАВ (а точнее приповерхностной волны, проникающей вглубь пьезоэлектрика) отражательными решетками.

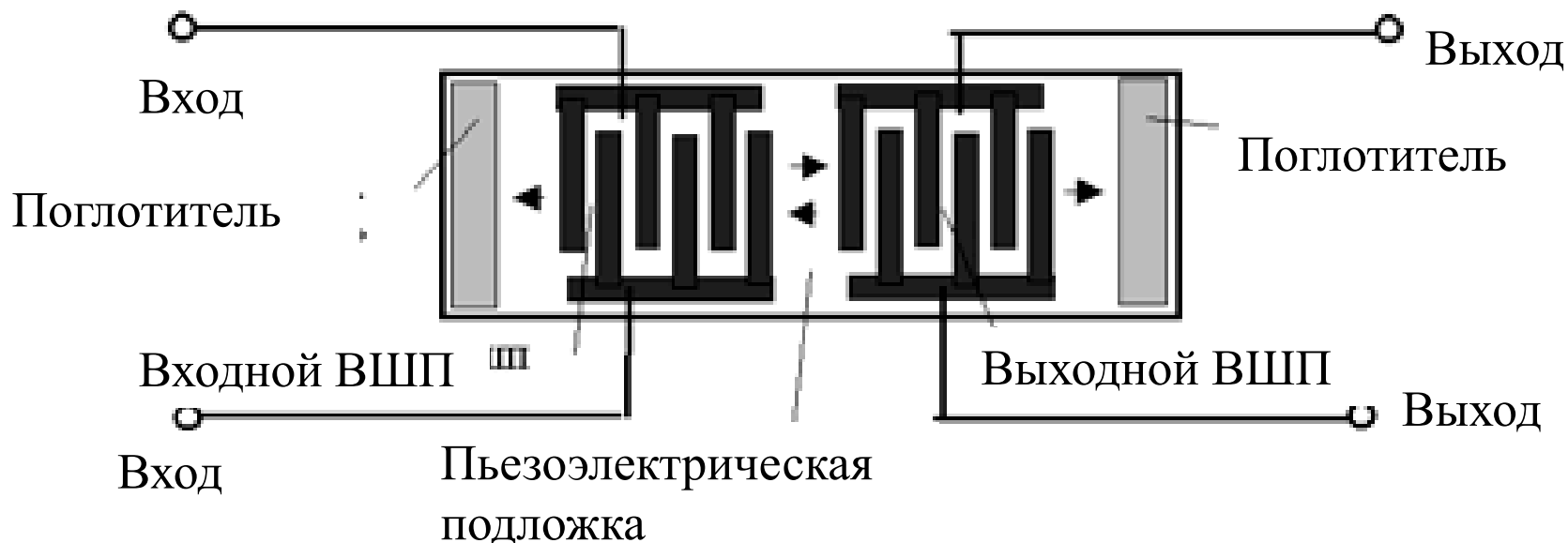


Расстояние в решетке между проводящими полосками (или канавками), равно половине длины волны.

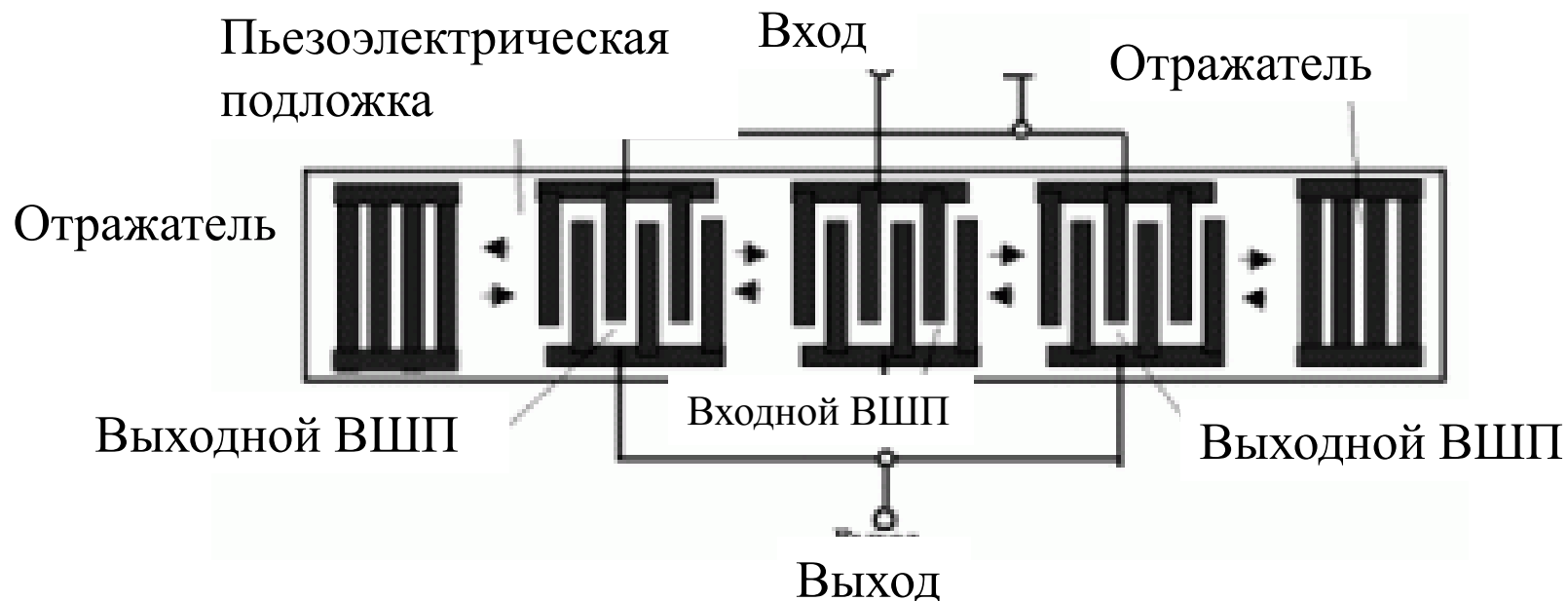
Расстояние между отражателями кратно длине акустической волны на частоте настройки резонатора.

В результате между отражателями возникает стоячая волна.

Трансверсальный фильтр



Резонаторный фильтр



Число резонаторов может быть увеличено. По такому принципу обычно реализуются узкополосные полосовые фильтры. Потери в полосе пропускания при этом определяются добротностью резонаторов и могут быть 2 ... 3 дБ.

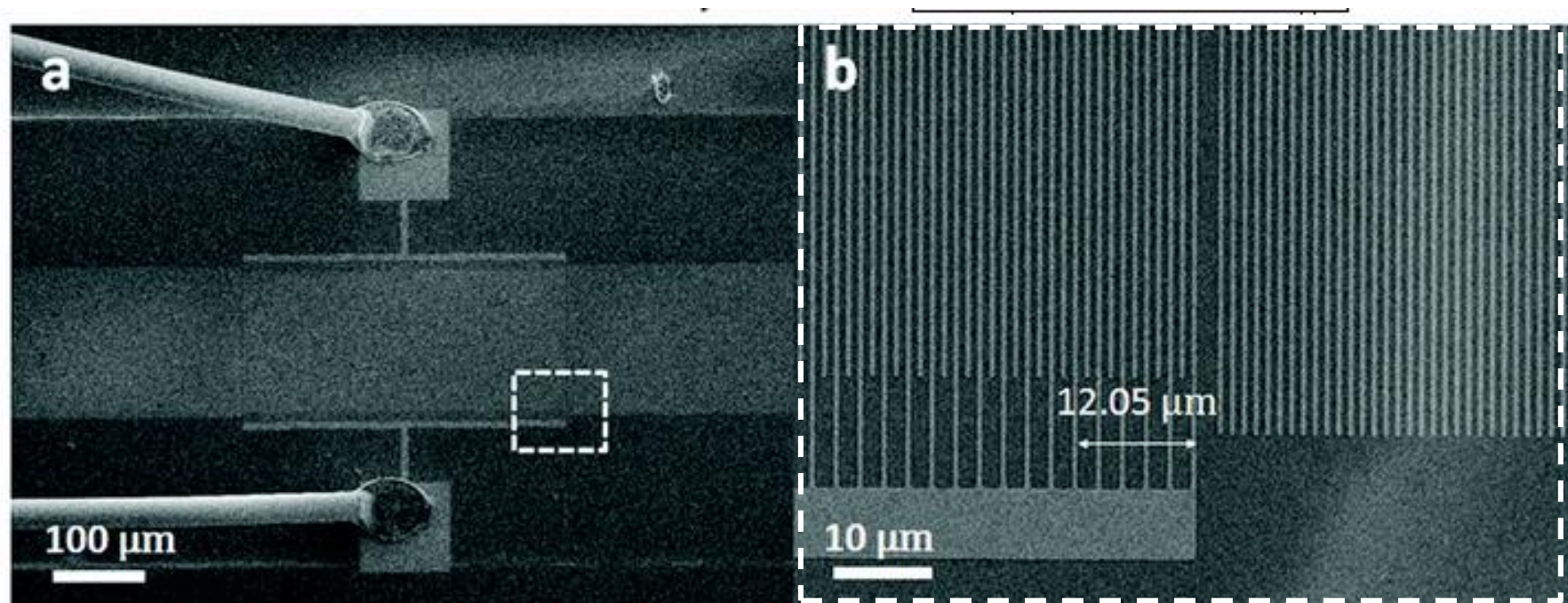
Фильтры на ПАВ используют: в простых пейджерах, в сложных приемниках для сотовой связи, телевизорах, оптоволоконных системах передачи данных.

По назначению устройства на ПАВ можно разделить на классы:

- полосовые фильтры для обработки сигналов на ПЧ,
- линии задержки,
- резонаторы,
- фильтры с малыми потерями для входных цепей приемников,
- антенные дуплексоры для связных приемников, в том числе, систем AMPS, GSM, CDMA.

Научно-производственное предприятие «БУТИС»
выпускает системы в основе которых фильтры на ПАВ.
Частный диапазон выпускаемых фильтров 20...3330 МГц с
разнообразными характеристиками.

Фильтр



Микрополосковые фильтры МПФ

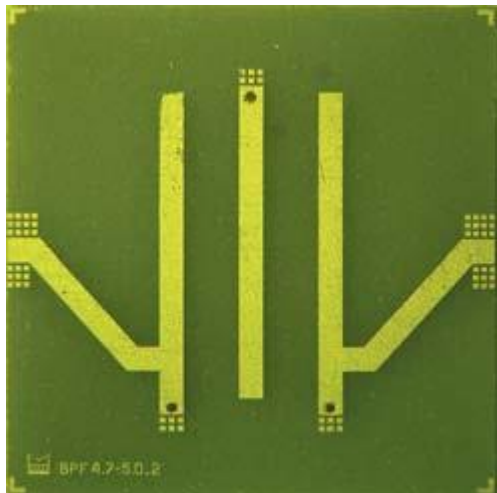
Основные требования к электрическим характеристикам

- КСВН и уровень потерь полосе пропускания,
- подавление на заданных отстройках,
- требования к паразитным полосам,
- габаритным параметрам.

Основные типы топологии микрополосковых ППФ:

- ППФ на встречных линиях;
- ППФ на «шпильках»;
- ППФ на полуволновых резонаторах;
- ППФ на полуволновых резонаторах с торцевой связью;
- и др

ППФ на встречных линиях



ППФ на полуволновых резонаторах

с боковой связью



ППФ на «шпильках»



с торцевой связью



Достоинствами данного конструктивного исполнения:

- предельно малые габаритные размеры,
- возможность совмещение технологией ГИС устройств в состав которых входят.

Недостаток — относительно низкая добротность резонаторных элементов ($Q \approx 200\text{--}250$), что приводит к большим потерям в полосе пропускания.

Материал подложек - поликор ВК-100 с $\varepsilon = 9,8$.

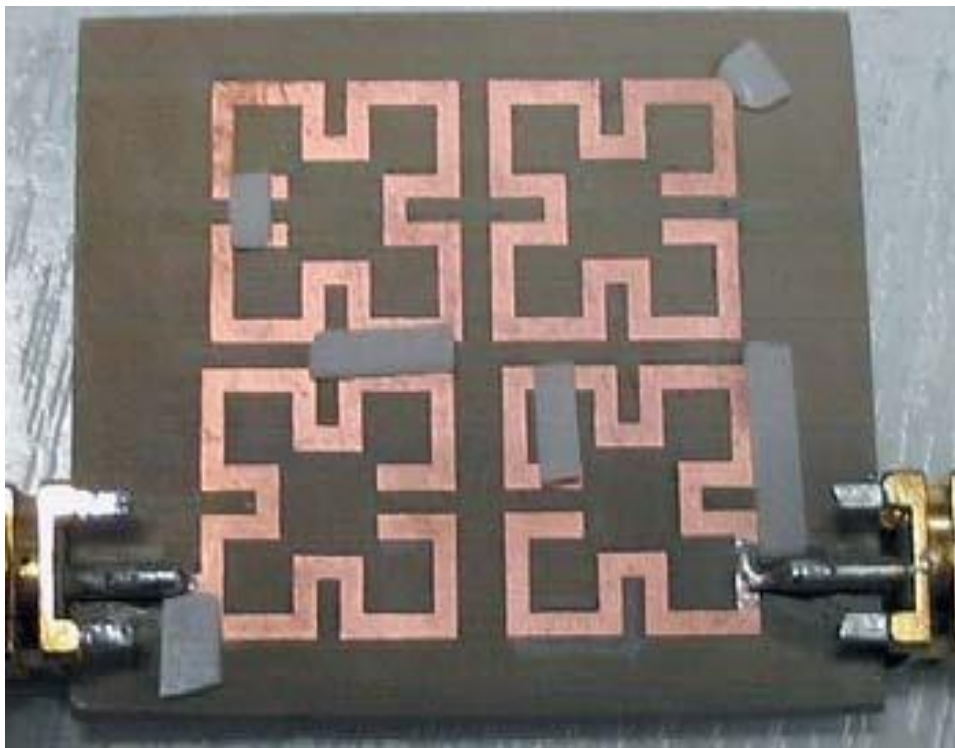
Основные электрические характеристики фильтров:

- f_0 центральная частота настройки,
- Δf ширина полосы пропускания,
- L_0 затухание на центральной частоте,
- $K_{\Pi(N\partial Б)}$ коэффициент прямоугольности по уровню NдБ.

	f_0 , ГГц	Δf , ГГц	L_0 , дБ	$K_{П(НдБ)}$	Размер подложки, мм
ППФ на встречных линиях	4,85	0,3	1,5	3,5 (–20 дБ)	9×9
ППФ на «шпильках»	4,85	0,3	2,5	2,7 (–30 дБ)	13×9
ППФ на полуволновы х резонаторах с боковой связью	10	4	1,5	2,0 (–40 дБ)	3,5×25
ППФ на полуволновы х резонаторах с торцевой связью	36,6	0,8	3,0	3,0 (–20 дБ)	2,5×13

Современные системы связи (GPS, ГЛОНАСС и др.) требуют узкополосных фильтров с жесткими требованиями к линейности фазовой характеристики (неравномерности группового времени задержки).

Для таких систем разработаны новые топологии полосковых фильтров, которые имеют линейную ФЧХ и обладают меньшими габаритными размерами по сравнению с классическими типами.



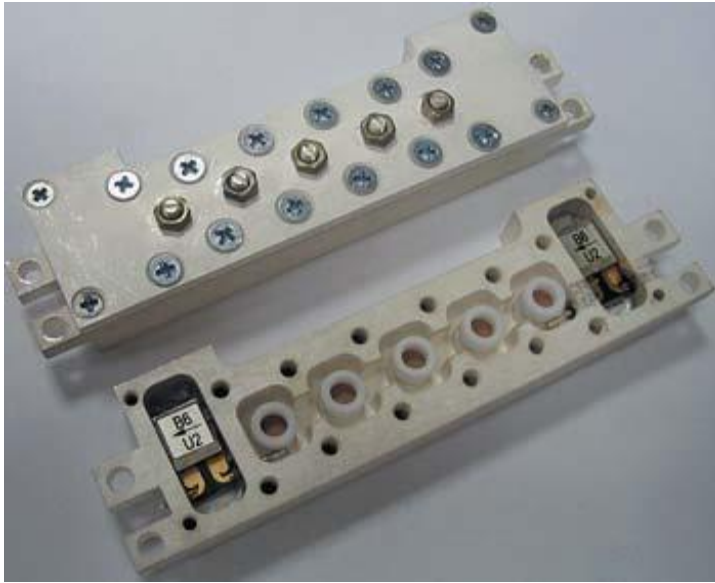
ППФ на полуволновых резонаторах с перекрестной связью (в качестве материала подложки используется ФЛАН-10).

$f_0 = 1200$ МГц,
 $\Delta f = 60$ МГц, $L_0 \approx 2,5$ дБ,
 $K_{П(-20\text{дБ})} \approx 2,5$,
размер подложки 34×28 мм)

Фильтры на диэлектрических резонаторах

Такие ППФ занимают промежуточное положение между фильтрами на полых металлических волноводах и МПФ.

Имеют меньше габариты и потери в полосе пропускания.



Направленный ППФ пятого порядка



ППФ четвертого порядка

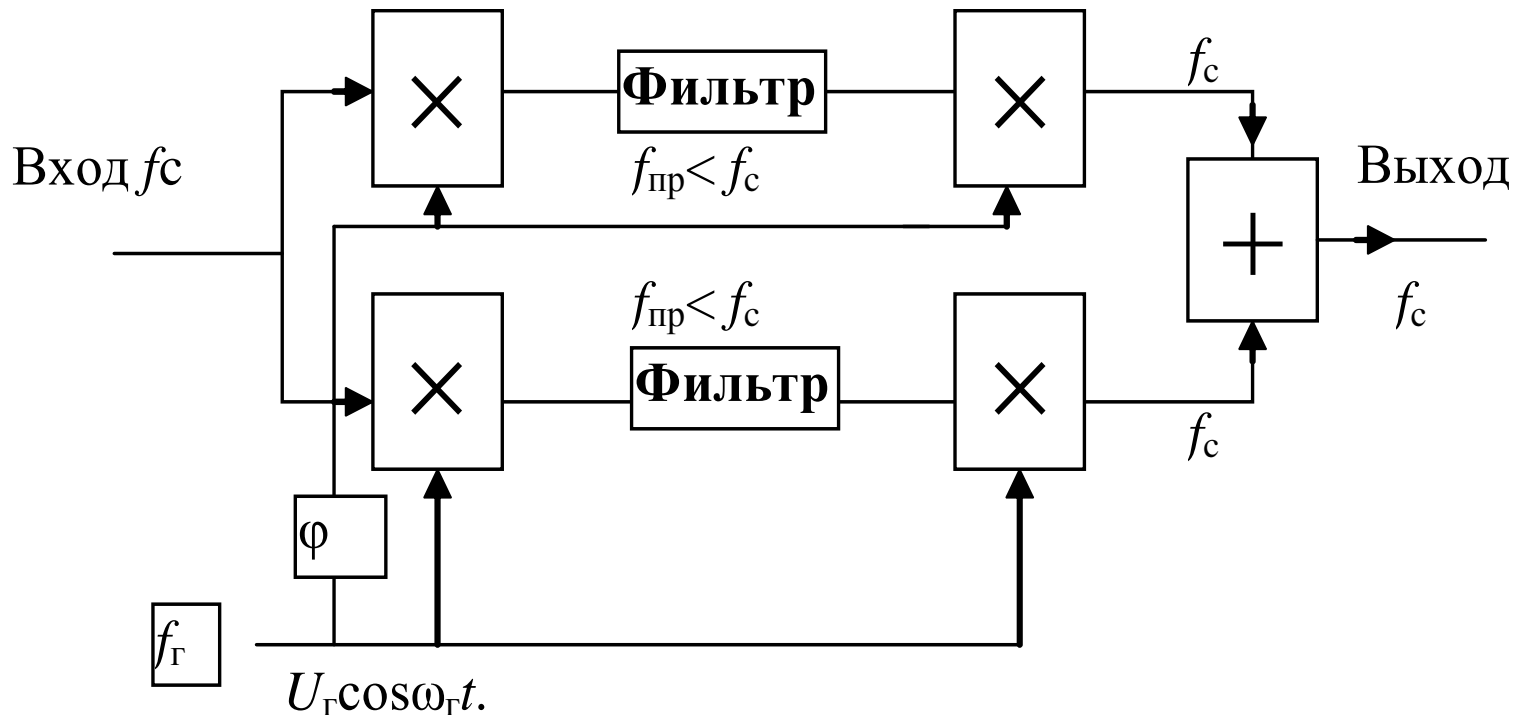
Диэлектрические резонаторы цилиндрической формы, и их конструктивное расположение в канале прямоугольного сечения, позволяет сократить расстояние между резонаторами и уменьшить габариты изделия.

	f_0 , ГГц	Δf , МГц	L_0 , дБ	$K_{П(НдБ)}$
ППФ пятого порядка	9,47	40	2,5	2,5 (по уровню –40 дБ)
ППФ четвертого порядка 1	12,55	60	1,5	2,0 (по уровню –25 дБ)

Параметрические фильтры

Для повышения частоты используют так называемые параметрические фильтры с двойным преобразованием частоты.

Преимуществом этих фильтров является совместимость с технологией интегральных схем.



Первый перемножитель вместе с ФНЧ, выполнен в виде высокоизбирательного RC -активного фильтра, является смесителем с низкой $f_{пч}$.

Второй перемножитель является балансным модулятором.

Сигнал преобразуется в сторону уменьшения частоты, фильтруется и вновь преобразуется к исходной частоте. При этом нестабильности частоты гетеродина в этой схеме взаимно компенсируются.