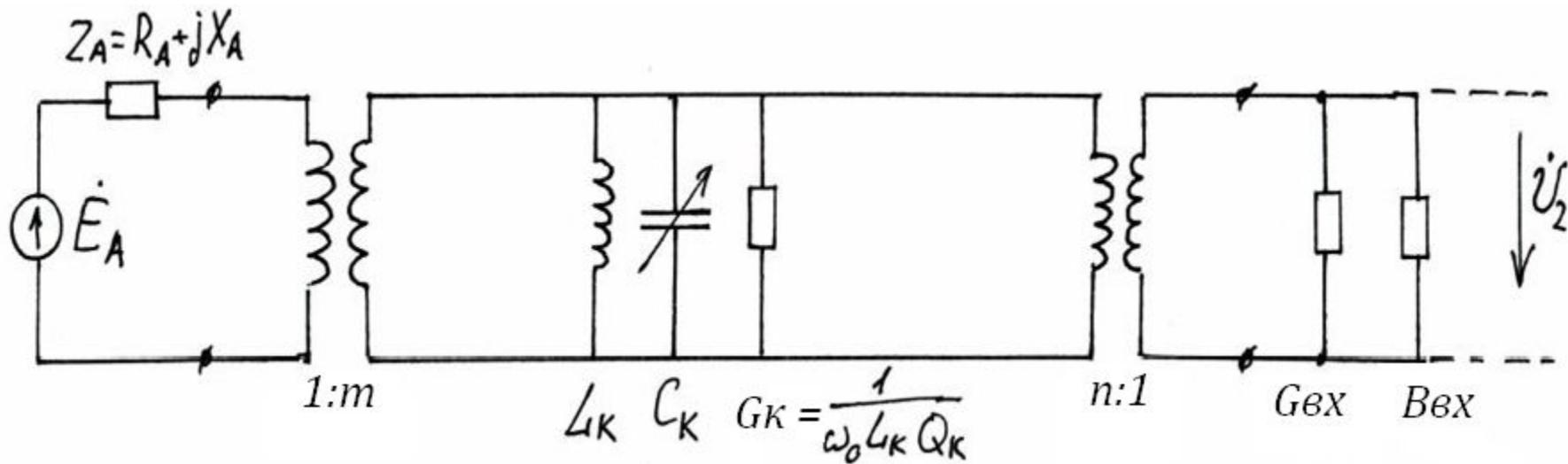


Обобщенная теория  
одноконтурного входного  
устройства (ВУ)

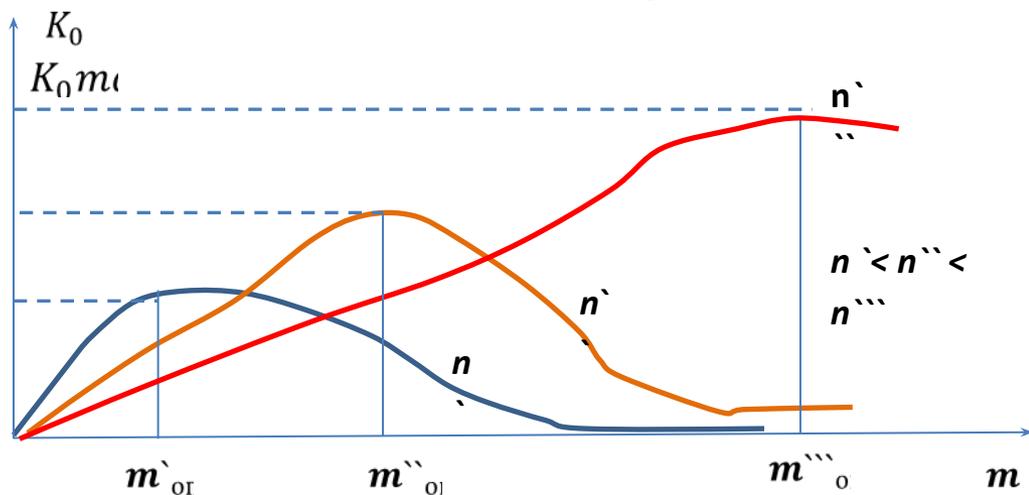
## Выбор степени связи контура ВЦ с антенной с точки зрения обеспечения максимального коэффициента передачи



$$K_0 = \frac{mn}{|Z_{A0}|(G_K + m^2 G_A + n^2 G_{BX})'}$$

$$m^2 G_A = G_K + n^2 G_{BX}$$

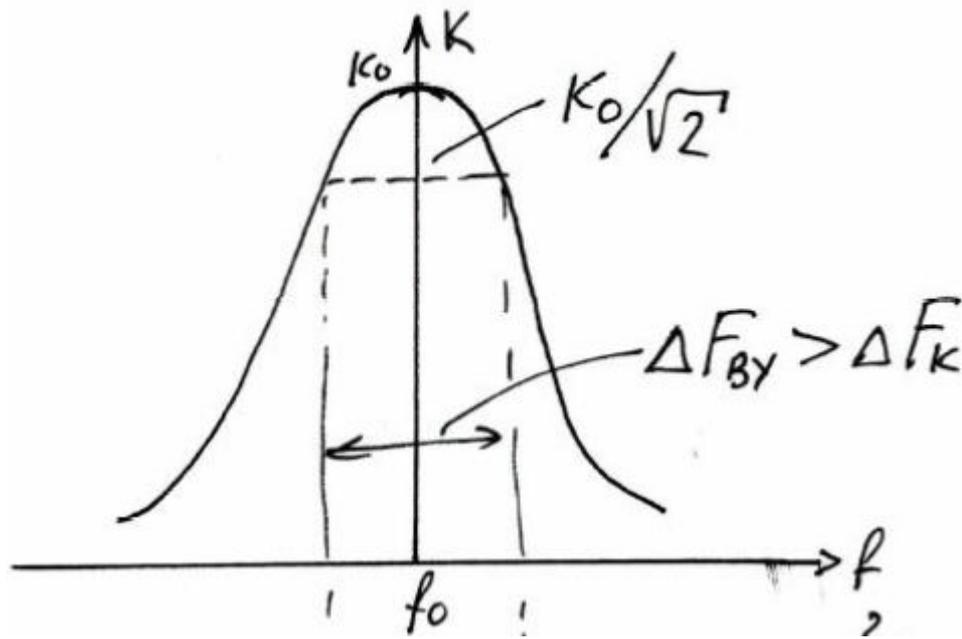
$$m_{\text{ОПТ}} = \sqrt{\frac{G_K + n^2 G_{BX}}{G_A}}$$



$$K_0 = \frac{mn}{2|Z_{A0}| \sqrt{G_{A0} \left( G_{BX} + \frac{G_K}{n^2} \right)}}$$

$$K_{0 \text{ ОПТ max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_{A0}}{G_{BX}}}$$

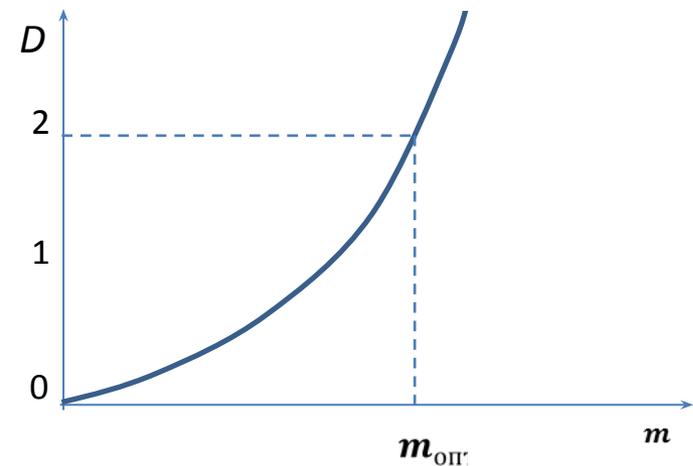
Коэффициент ухудшения избирательности (он же коэффициент шунтирования, определяющий допуск на увеличение результирующего затухания по сравнению с конструктивным):



$$D = \frac{\Delta F_{\text{ВЦ}}}{\Delta F_{\text{К}}} = \frac{G_{\text{КЭ}}}{G_{\text{К}}} = \frac{Q_{\text{К}}}{Q_{\text{КЭ}}}$$

$$D = 1 + m^2 \frac{G_{\text{А}}}{G_{\text{К}}} + n^2 \frac{G_{\text{ВХ}}}{G_{\text{К}}}$$

При оптимальной связи  $D \geq 2$  !



Основной недостаток оптимальной связи – существенное ухудшение избирательных свойств ВУ

## Выбор степени связи контура ВЦ с антенной с точки зрения обеспечения заданного расширения полосы пропускания

Требуем, чтобы  $D$  не превосходило некоторого допустимого значения ( $D \leq D_{\text{доп}}$   $D_{\text{доп}} = 1.2 \dots 1.5$ ).

$$D = 1 + m^2 \frac{G_A}{G_K} + n^2 \frac{G_{\text{ВХ}}}{G_K} \longrightarrow D - 1 = m^2 \frac{G_A}{G_K} + n^2 \frac{G_{\text{ВХ}}}{G_K}$$

Выберем  $m$  и  $n$  так, чтобы  $D \leq D_{\text{доп}}$ , но коэффициент передачи максимально возможным (меньшим  $K_{0 \text{ max}}$ ).

Это имеет место при равенстве вносимых проводимостей  $m_{\Delta F}^2 \cdot \frac{G_A}{G_K} = n_{\Delta F}^2 \cdot \frac{G_{\text{ВХ}}}{G_K} = \frac{D_{\text{доп}} - 1}{2}$

Определяем значения коэффициентов трансформации, обеспечивающих допустимое расширение полосы пропускания:

$$m_{\Delta F} = \sqrt{\frac{D_{\text{доп}} - 1}{2} \cdot \frac{G_K}{G_A}}$$

$$n_{\Delta F} = \sqrt{\frac{D_{\text{доп}} - 1}{2} \cdot \frac{G_K}{G_{\text{ВХ}}}}$$

Чем ближе  $D_{\text{доп}}$  к единице, тем слабее должна быть связь контура с антенной и ВУ

Чем больше проводимости  $G_A$  и  $G_{\text{ВХ}}$ , тем слабее должны быть связи

## Выбор степени связи контура ВЦ с антенной с точки зрения обеспечения заданного смещения резонансной частоты

Емкость антенны и АП нестабильны:

$$C_A = C_{A0} + \Delta C_A \quad C_{BX} = C_{BX0} + \Delta C_A$$

Соответственно нестабильна и емкость контура:

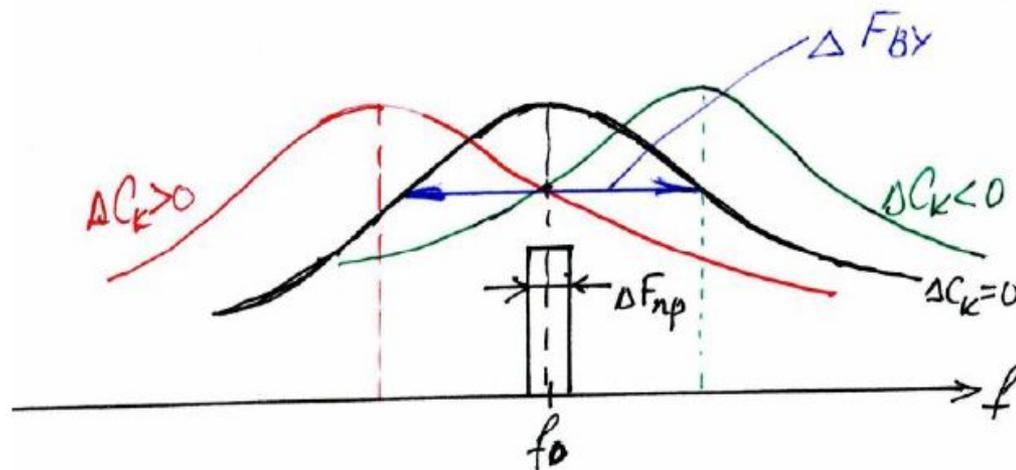
$$C_K = C_{K0} + \Delta C_K \quad \Delta C_K = C_A \cdot n_1^2 + C_{BX} \cdot n_2^2$$

Изменение емкости приводит к смещению резонансной частоты контура.

Относительное и абсолютное смещение частоты:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C_K}{C_{K0}} \quad \Delta f = -\frac{1}{2} \cdot f_0 \cdot \frac{\Delta C_K}{C_{K0}}$$

Пусть допустимое смещение резонансной частоты не превосходит  $\frac{\Delta F_{BY}}{2}$ , усиление уменьшается не более чем на 3 дБ:



$$\Delta f_{\text{доп}} \leq \frac{\Delta F_{BY}}{2} = \frac{f_0}{2 \cdot Q_{KЭ}}$$

$$\left| \frac{f_0}{2 \cdot Q_{KЭ}} \right| = \left| -\frac{1}{2} \cdot f_0 \cdot \frac{\Delta C_K}{C_{K0}} \right|$$

$$\frac{|C_A \cdot m^2 + C_{BX} \cdot n^2|}{C_{K0}} \leq \frac{1}{Q_{KЭ}}$$

$$m_{\Delta f} = \sqrt{\frac{C_{K0}}{2 \cdot Q_{KЭ} \cdot \Delta C_A}}$$

$$n_{\Delta f} = \sqrt{\frac{C_{K0}}{2 \cdot Q_{KЭ} \cdot \Delta C_{BX}}}$$

Для того, чтобы можно было увеличить  $m$  и  $n$  (а значит увеличить  $K_0$ ) следует:

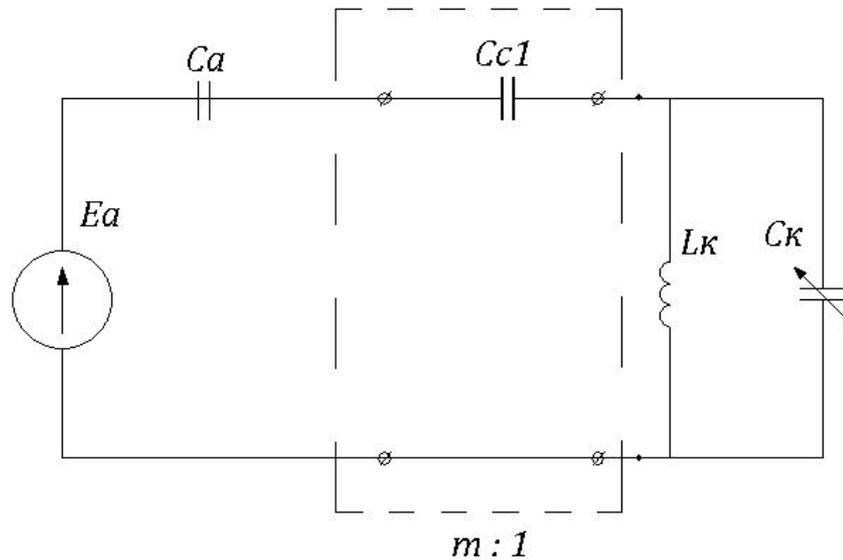
- уменьшать  $\Delta C_A, \Delta C_{BX}$
- увеличивать  $C_{K0}$

$$K_0 = \frac{m \cdot n}{\left| \frac{1}{j\omega_0 C_A} \right| \cdot \frac{1}{\omega_0 L_K \cdot Q_{KЭ}}}$$

$$K_0 = m \cdot n \cdot \omega_0^2 \cdot C_A \cdot L_K \cdot Q_{KЭ}$$

Чтобы  $K_0$  не изменялось при изменении частоты настройки, необходимо, чтобы  $m \cdot n \sim \frac{1}{\omega_0^2}$

# Внешнеемкостная связь с антенной



$$m = \frac{\dot{I}_{K32-2}}{\dot{I}_{K31-1}} = \frac{\frac{\dot{E}_A}{1}}{\frac{1}{j\omega C_A}} = \frac{j\omega \frac{C_{C1} C_A}{C_{C1} + C_A} \dot{E}_A}{\dot{E}_A} = \frac{C_{C1}}{C_{C1} + C_A}$$

$$m = \frac{C_{C1}}{C_{C1} + C_A} = const$$

Чем меньше  $C_{C1}$ , тем слабее связь с антенной

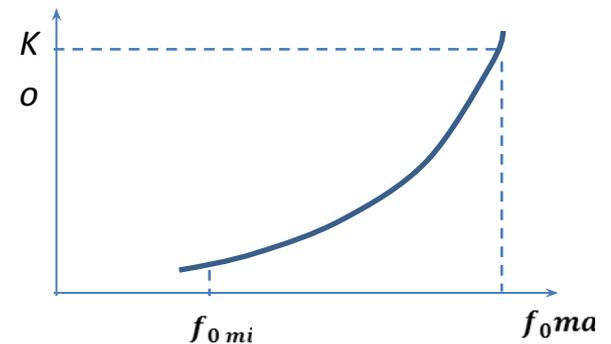
Если  $\eta = const$  (например полная связь с АП  $\eta = 1$ ), то  $K_0$  пропорционально квадрату частоты настройки ( $K_0 \sim f_0^2$ )

$$H = K_D^2$$

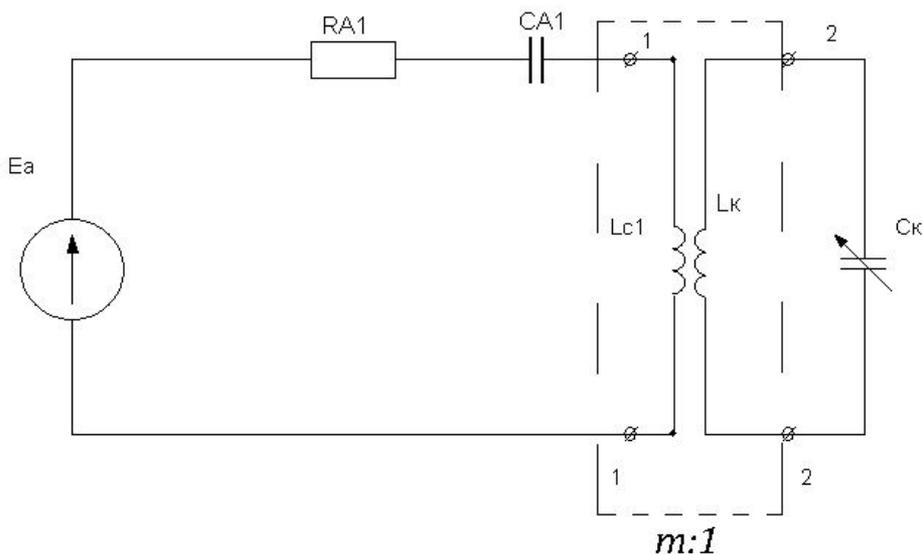
Применение внешнеемкостной связи:

- В случае растянутого диапазона ( $K_D < 1.3$ )

- При  $\eta \sim \frac{1}{\omega_0^2}$



# Трансформаторная связь с антенной



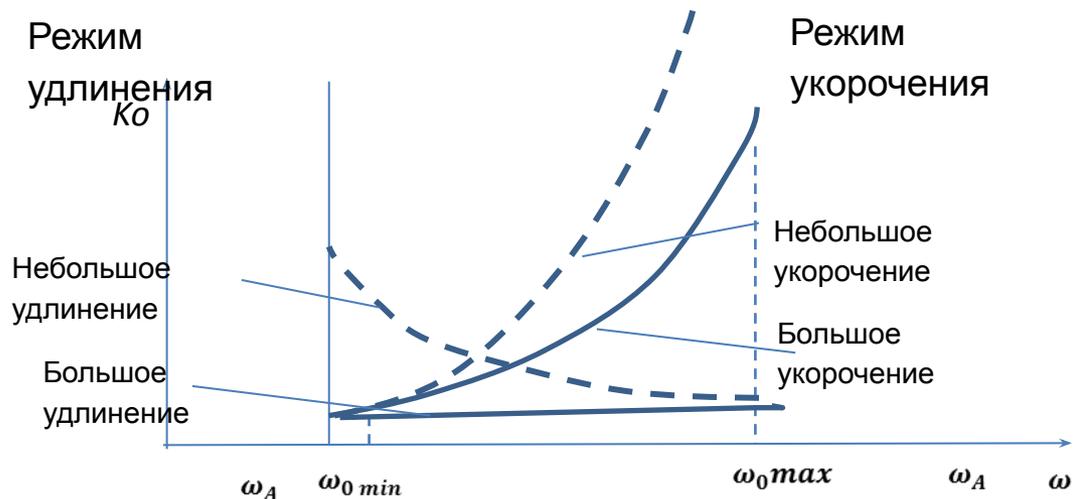
$$m = \frac{\dot{I}_{K3\ 2-2}}{\dot{I}_{K3\ 1-1}} = \frac{M}{L_K} \cdot \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2 - \omega_A^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}} \quad \omega_A = \frac{1}{\sqrt{L_{C1} C_A}}$$

$$m = k_{K1} \sqrt{\frac{L_{C1}}{L_K}} \cdot \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2 - \omega_A^2}$$

$\omega_A$  – резонансная частота паразитного антенного контура

Коэффициент конструктивной связи  $k_{K1} = 0.2 \dots 0.3$  – для однослойных катушек  
 $= 0.4 \dots 0.6$  – для многослойных катушек  
 $= 0.9$  – для катушек в броневых сердечниках



$$\omega_A \ll \omega_{0 \min}$$

$$\omega_A \gg \omega_{0 \max}$$

Режим большого удлинения

$$(\lambda_A \gg \lambda_{0 \max})$$

Режим большого укорочения

$$(\lambda_A \ll \lambda_{0 \min})$$

$$m = k_{K1} \sqrt{\frac{L_{C1}}{L_K}} \cdot \frac{\omega_A^2}{\omega_0^2}$$

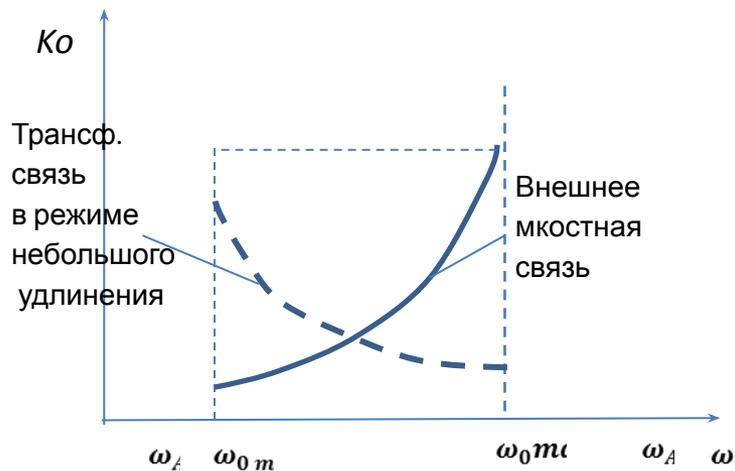
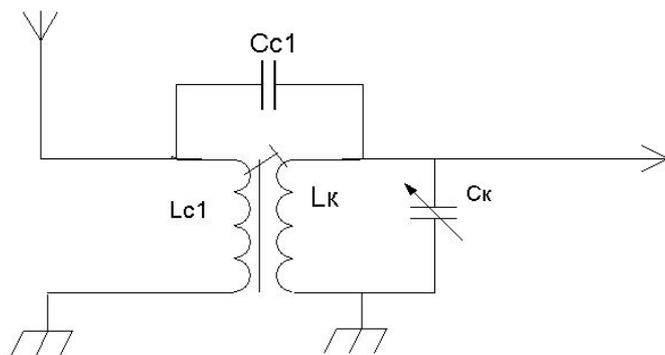
$$m = k_{K1} \sqrt{\frac{L_{C1}}{L_K}}$$

$$m \sim \frac{1}{\omega_0^2}, \quad K_0 = const$$

$$m = const, \quad K_0 \sim \omega_0^2$$

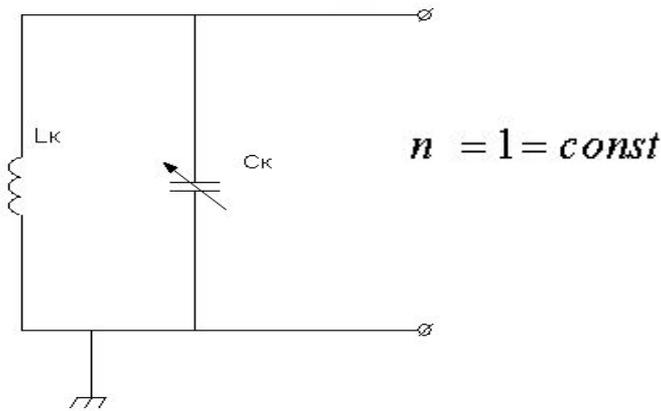
Но  $m \ll 1$ ,  $K_0$  - мал

## Комбинированная связь с антенной

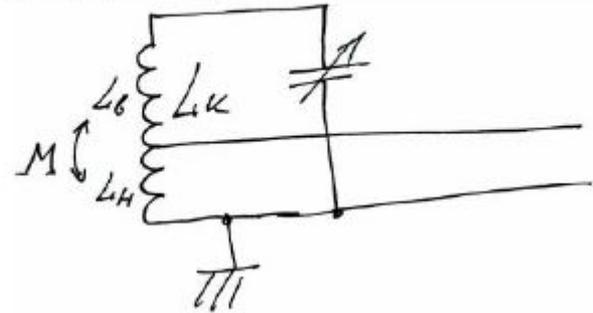


## Варианты связей с АП

### 1. Полная связь

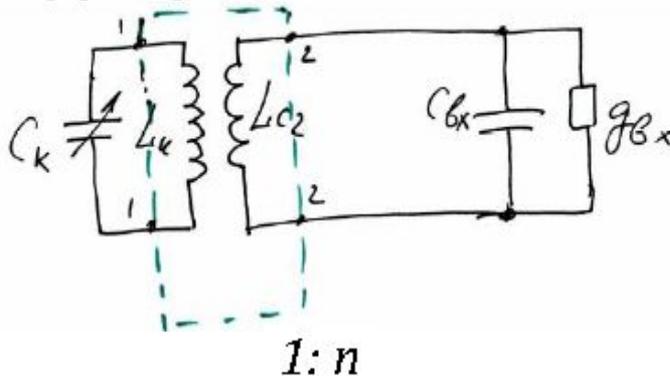


### 2. Автотрансформаторная связь



$$m = \frac{L_H + M}{L_K} = \frac{L_H + M}{L_H + L_B + 2M} = const$$

### 3. Трансформаторная связь

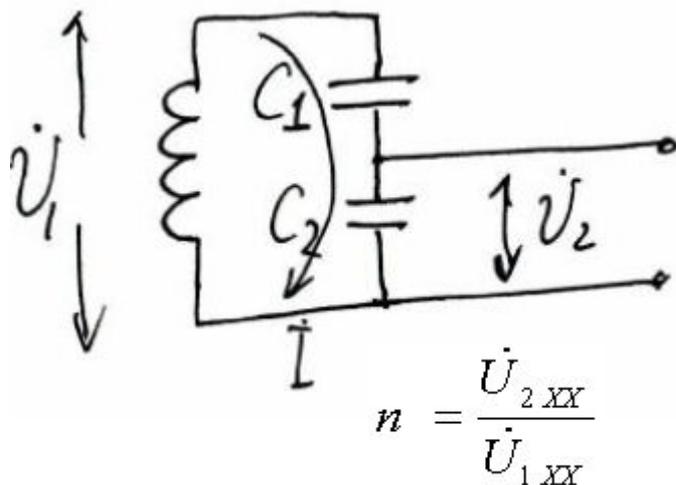


$$\omega_{BX} = \frac{1}{\sqrt{L_{C2} C_{BX}}}$$

Обычно  $\omega_{BX} \gg \omega_{0\max}$  - режим большого укорочения

$$n = k_{K2} \sqrt{\frac{L_{C2}}{L_K}} = const$$

#### 4. Внутримкостная связь

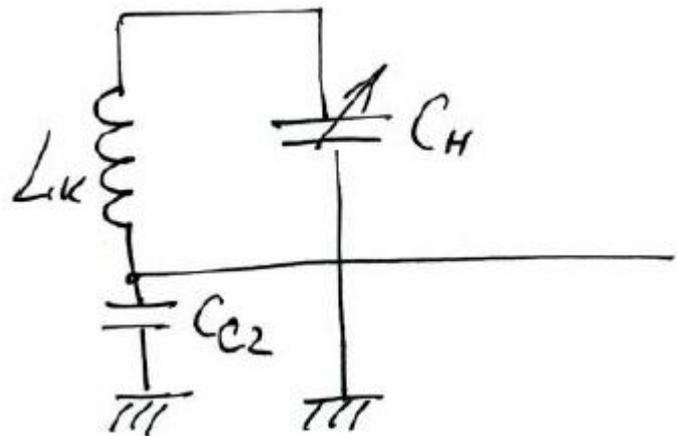


$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_1}{\frac{1}{j\omega \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} = \dot{U}_1 \cdot j\omega \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\dot{U}_2 = \dot{I} \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = \dot{U}_1 \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \approx \frac{C_1}{C_2} \quad (\text{при } n \ll 1)$$

Чем больше  $C_2$ , тем слабее связь с АП, тем меньше  $n$



$$n = \frac{C_n}{C_{c2}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_k C_{c2}} \sim \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{при } n \ll 1)$$

## Рекомендуемые комбинации видов связей (емкостная антенна)

Связь с антенной	Связь с АП
<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Внешнеемкостная</li> <li>▪ Трансформаторная, большое укорочение</li> </ul> $(m = const)$	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Внутриеюкостная</li> </ul> $\left( n = \frac{1}{\omega_0^2} \right)$
<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Трансформаторная, большое удлинение</li> <li>▪ Комбинированная</li> </ul> $\left( m = \frac{1}{\omega_0^2} \right)$	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Трансформаторная</li> <li>▪ Авто трансформаторная</li> <li>▪ Полная</li> </ul> $(n = const)$

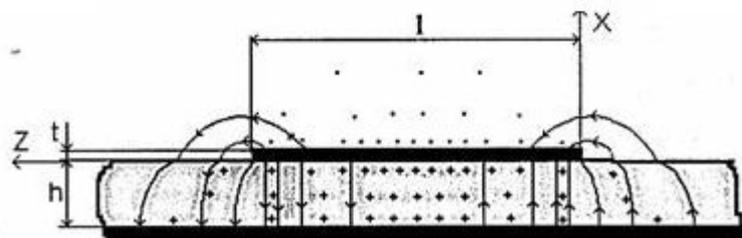
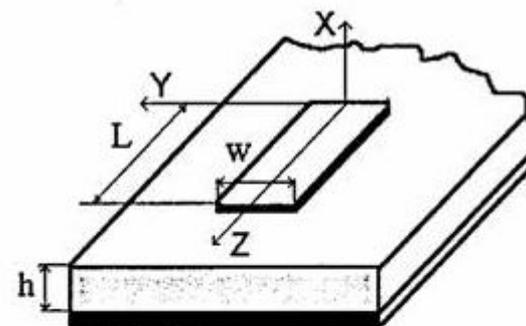
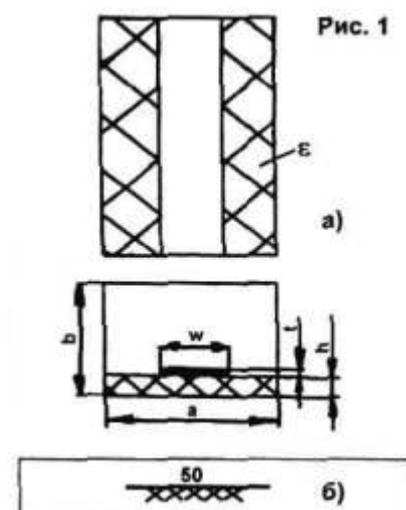
# Входные цепи приемников СВЧ

Входные цепи СВЧ помимо функций частотной избирательности и ослабления паразитного излучения колебаний гетеродина через приемную антенну **СЛУЖАТ** для уменьшения влияния изменений выходного комплексного сопротивления АФТ на характеристики первого каскада, т.е. для их **развязки**.

На частотах 300...500 МГц входные цепи СВЧ выполняются на элементах с распределенными параметрами.

По способу реализации СВЧ-резонаторы делят на плоскостные и объемные.

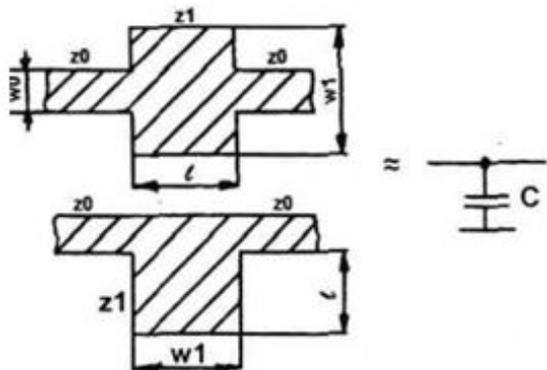
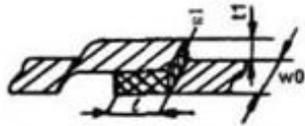
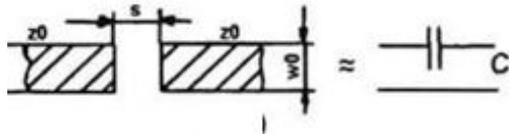
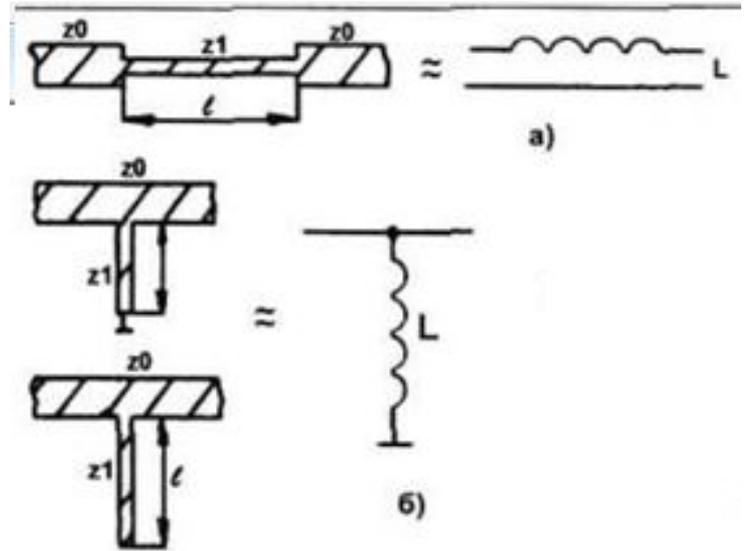
Плоскостные резонаторы: на основе несимметричной МПЛ, симметричной МПЛ, щелевой



Индуктивности выполняются в виде отрезка МПЛ с большим  $z_1$  (около 100 Ом), при этом его длина  $l = \frac{\lambda_1}{8}$ , а индуктивность

вычисляется по формуле  $L = \frac{2\pi z_1 l}{\omega \lambda_1}$

Последовательная индуктивность, включается в разрыв МПЛ линии передачи, имеющей сопротивление  $z_0$ . Параллельная индуктивность, если она выполнена в виде короткозамкнутого шлейфа, обеспечивает КЗ по постоянному току.



Емкость может образовываться путем введения зазора в МП-линии передачи, но она при этом невелика (около 1 пФ).

Для получения большей последовательной емкости используют трехслойную структуру. В качестве диэлектрика можно использовать фторопластовую пленку, пластинку слюды или кварца. При этом емкость достигает 30 пФ. Ее можно применять как параллельную, замкнув нижнюю обкладку через отверстие в плате с обратной стороной.

Параллельную емкость можно также выполнить в виде неоднородности либо в виде шлейфа.

Резонатор в виде короткозамкнутого отрезка линии передачи, включенного в линию, в торцевых металлических стенках которого прорезаны одинаковые отверстия. Отверстие на входе резонатора обеспечивает возбуждение колебаний в резонаторе, а отверстие на его выходе служит для передачи энергии в нагрузку.

Резонатор получил название "проходной резонатор" и широко применяется в технике СВЧ.

В прямоугольных резонаторах широко применяются неоднородности, состоящие из нескольких штырей.

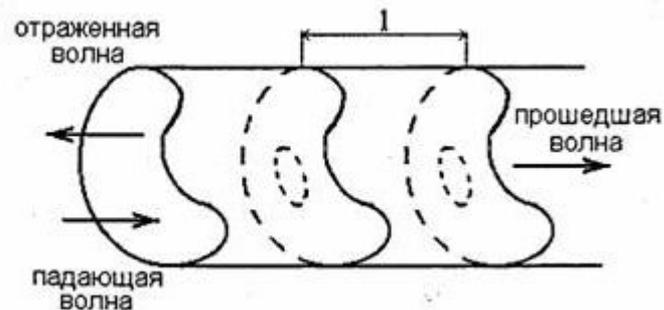
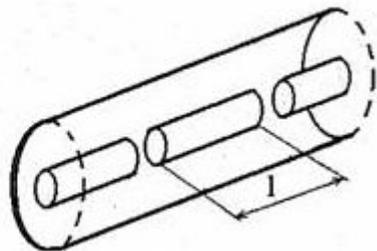
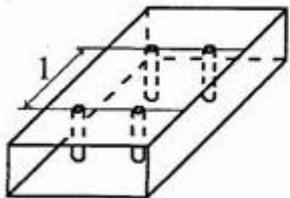


Рис. Объемный "проходной резонатор"

Подбором количества стержней, их диаметра и расстояний между ними можно получить значения коэффициента отражения, соответствующие заданным значениям нагруженной добротности резонатора.

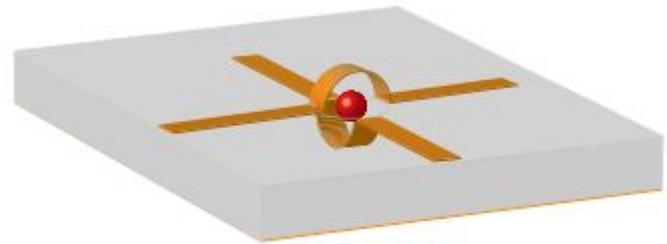
В полосковых и коаксиальных линиях роль неоднородности может выполнять зазор (щель) в центральном проводнике

**Ферритовый резонатор (ФР) – это тщательно отшлифованная сфера диаметром 0,3 ... 1мм из монокристалла ЖИГ (на основе ферромагнитных свойств железо-иттриевого граната) , помещенная в центре двух ортогонально расположенных петель связи, плоскость которых совпадает с направлением постоянного подмагничивающего поля с напряженностью  $H_0$ .**

Резонатор помещается между полупетлями, на держателе из материала с хорошей теплопроводностью. Каждая из петель соединена одним концом с подводящей линией, а другой ее конец заземлен по СВЧ помощью четвертьволнового отрезка.

На нерезонансных частотах ЖИГ ведет себя как диэлектрик и связь между линиями отсутствует в силу их перпендикулярности.

На частотах, близких к резонансу возникают компоненты поля, обеспечивающие сильную связь



Достоинство ФР является высокая добротность (до  $Q = 10^4$ ) вплоть до миллиметровых волн.

Это единственный тип резонаторов СВЧ, когда резонансная частота не зависит от размеров резонатора, а определяется напряженностью постоянного подмагничивающего поля с напряженностью  $H_0$ :  $f_0 = \frac{\gamma_0 H_0}{2\pi}$ , где  $\gamma_0 \approx 0,22 \text{ МГц} \cdot \text{рад} \cdot \text{м} \cdot \text{А}^{-1}$  - гиромагнитная постоянная.

Другое достоинство ФР – способность перестраиваться по частоте в широком диапазоне изменением  $H_0$  при сохранении линейной зависимости  $f_0(H_0)$ .

Недостаток - сильная зависимость резонансной частоты от температуры.

# УСИЛИТЕЛИ В РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Усиление сигналов в приемнике происходит:

до ПрЧ - на принимаемой частоте;

после ПрЧ – на промежуточной частоте.

Кроме **усиления** должна производиться и **частотная избирательность**, поэтому усилители содержат резонансные нагрузки или частотно-избирательные элементы каскадной связи.

Диапазонные усилители должны иметь контуры с переменной настройкой..  
Выполняются одноконтурными с применением полевых или биполярных транзисторов в дискретном или интегральном исполнении.

Первые каскады приемников (УРЧ) лучше выполнять на ПТ: малый коэффициент шума, большое входное сопротивление, высокая линейность усиления.

В УПЧ – лучше БТ, которые обеспечивают высокой К усиления.

На СВЧ – лучше применять полупроводниковые параметрические усилители (ППУ) или туннельные усилители.

## **Основные параметры усилителей:**

коэффициент усиления,

избирательность,

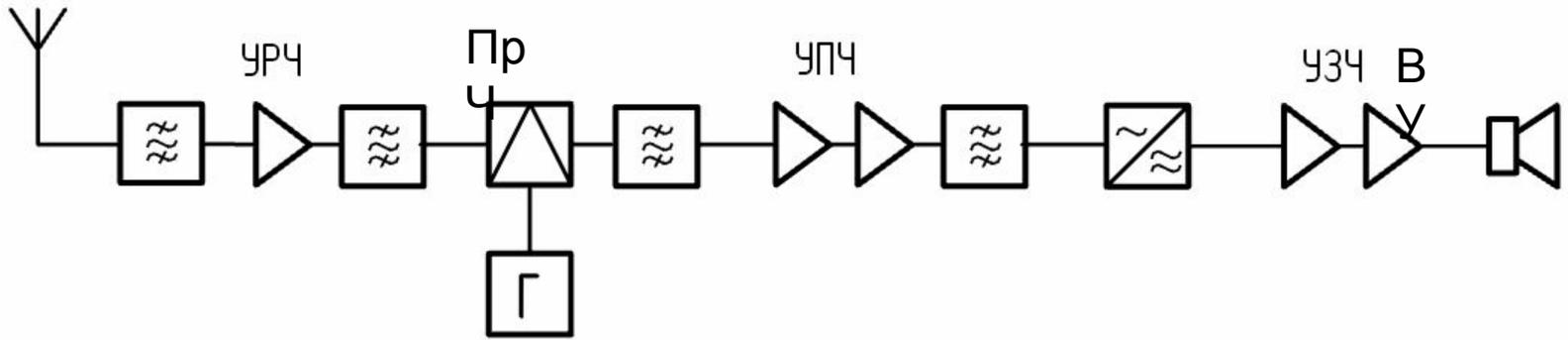
коэффициент шума,

коэффициент искажения сигнала,

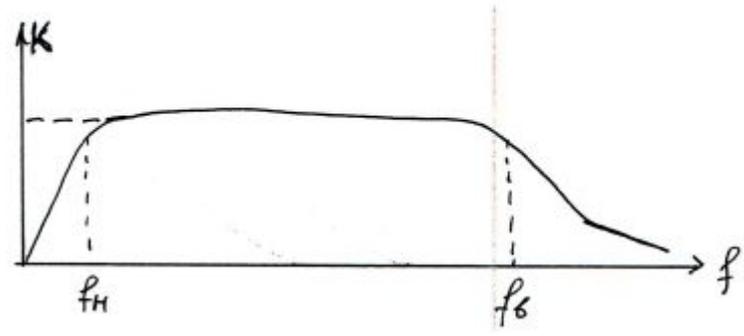
устойчивость - способность сохранять основные свойства и характеристики в процессе эксплуатации.

Применяются: схемы с ОЭ и ОБ в каскадах на БТ, схемы с ОИ и ОХ в схемах с ПТ.

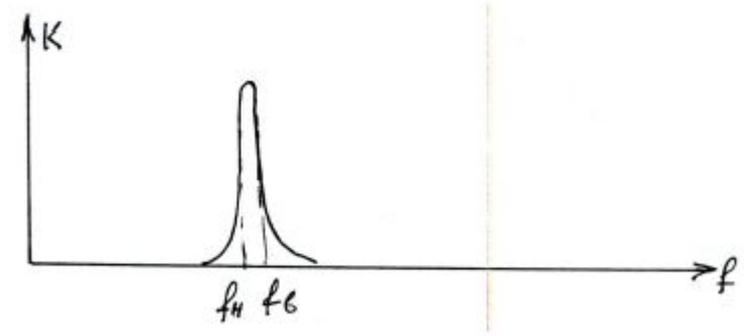
Усилители в РПрУ: УРЧ, УПЧ, УЗЧ, ВУ



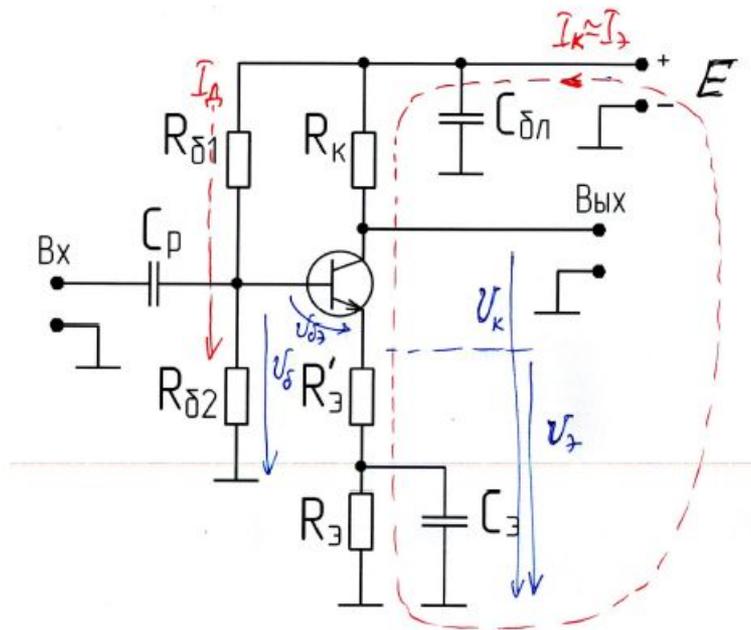
Апериодические усилители  $\frac{f_B}{f_H} \gg 1$



Резонансные усилители  $\frac{f_B}{f_H} \approx 1$



### Примеры схем широкополосных усилительных каскадов



Усилитель на биполярном  $n-p-n$  транзисторе, схема с ОЭ, с резистивной нагрузкой, с однополярным питанием, эмиттерная стабилизация режима по постоянному току

Пример расчета:

$E=12\text{ В}$ ,  $R_{\delta 1}=9\text{ кОм}$ ,  $R_{\delta 2}=3\text{ кОм}$ ,  $R_{\text{Э}}=1.17\text{ кОм}$ ,  $R'_{\text{Э}}=30\text{ Ом}$ ,  $R_{\text{К}}=1\text{ кОм}$

$$I_{\text{Д}} = \frac{E}{R_{\text{Б1}} + R_{\text{Б2}}} = \frac{12}{9 + 3} = 1\text{ мА}$$

$$U_{\text{Б}} = I_{\text{Д}} \cdot R_{\text{Б2}} = 1 \cdot 3 = 3\text{ В}$$

$$U_{\text{Э}} = U_{\text{Б}} - U_{\text{БЭ}} = 3 - 0.6 = 2.4\text{ В}$$

$$I_{\text{Э}} \approx I_{\text{К}} = \frac{U_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}} + R'_{\text{Э}}} = \frac{2.4}{1.17 + 0.03} = 2\text{ мА}$$

$$U_{\text{К}} = E - I_{\text{К}} \cdot R_{\text{К}} = 12 - 2 \cdot 1 = 10\text{ В}$$

$$U_{\text{КЭ}} = U_{\text{К}} - U_{\text{Э}} = 10 - 2.4 = 7.6\text{ В}$$

$$y_{21} \approx 30_{[1/\text{В}]} \cdot I_{\text{Э}} = 30 \cdot 2 = 60\text{ мСм}$$

Глубина отрицательной обратной связи по ВЧ:

$$F = 1 + y_{21} \cdot R'_{\text{Э}} = 1 + 60 \cdot 0.03 = 2.8$$

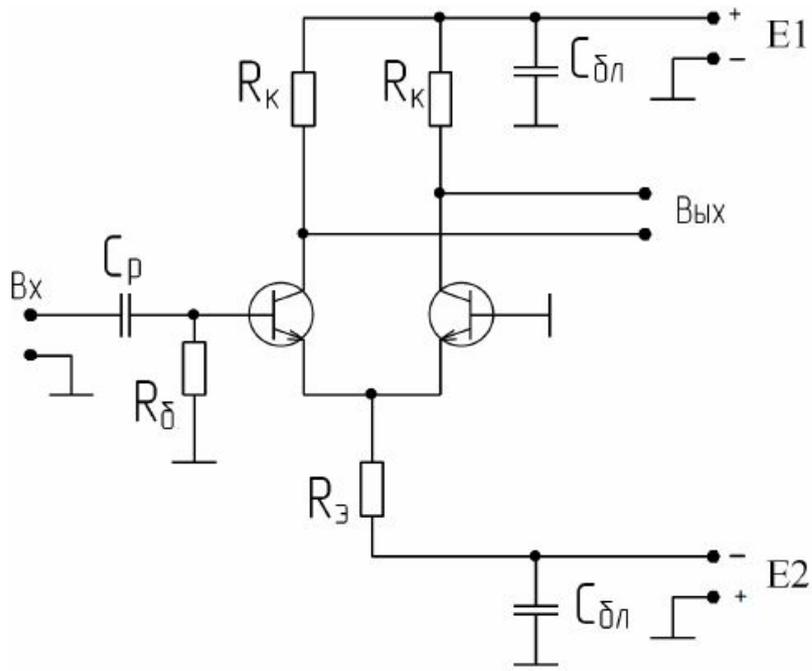
Крутизна эквивалентного активного прибора:

$$y_{21\text{Э}} = \frac{y_{21}}{F} = \frac{60}{2.8} = 21.4\text{ мСм}$$

Глубина отрицательной обратной связи по постоянному току:

$$F = 1 + y_{21} \cdot (R_{\text{Э}} + R'_{\text{Э}}) = 1 + 60 \cdot (1.17 + 0.03) = 73$$

$$K = y_{21\text{Э}} \cdot R_{\text{К}} = 21.4 \cdot 1 = 21.4$$



Дифференциальный усилитель на биполярных *n-p-n* транзисторах, с резистивной нагрузкой, с двухполярным питанием, с несимметричным входом и симметричным (дифференциальным) выходом

Пример расчета:

$E1=12\text{ В}$ ,  $E2=12\text{ В}$ ,  $R_6=1\text{ кОм}$ ,  $R_Э=11.4\text{ кОм}$ ,  $R_к=1\text{ кОм}$

$$U_B = 0\text{ В}$$

$$U_Э = U_B - U_{БЭ} = 0 - 0.6 = -0.6\text{ В}$$

$$I_Э = \frac{U_Э - E2}{R_Э} = \frac{-0.6 - (-12)}{11.4} = 1\text{ мА}$$

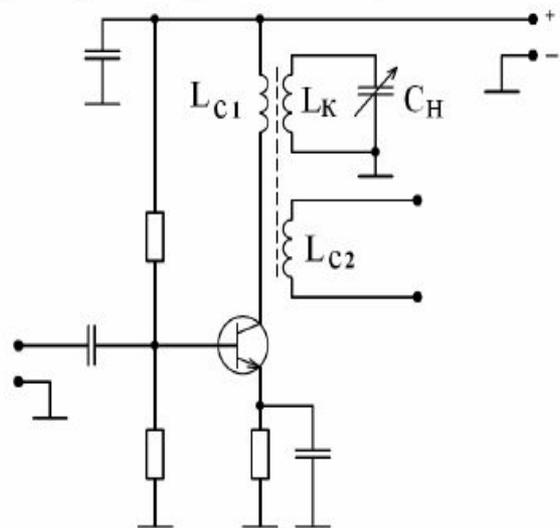
$$U_К = E2 - I_К \cdot R_К = 12 - 1 \cdot 1 = 11\text{ В}$$

$$U_{КЭ} = U_К - U_Э = 11 - (-0.6) = 11.6\text{ В}$$

$$y_{21} \approx 30_{[1/В]} \cdot I_Э = 30 \cdot 1 = 30\text{ мСм}$$

$$K = y_{21Э} \cdot R_К = 30 \cdot 1 = 30$$

### Примеры схем резонансных усилителей



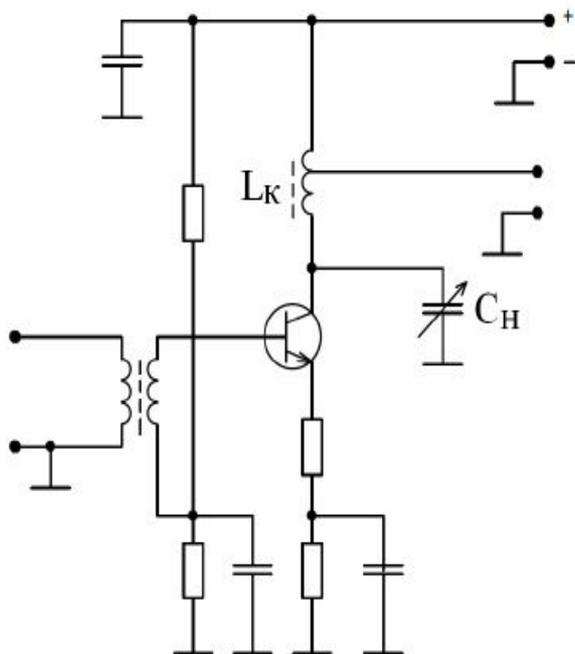
Усилитель на биполярном  $n-p-n$  транзисторе, схема с ОЭ, с резонансной нагрузкой, с однополярным питанием, эмиттерная стабилизация режима по постоянному току.

Связь резонансного контура с транзистором – трансформаторная.

Связь резонансного контура со следующим каскадом – трансформаторная.

Последовательное питание по выходу.

Параллельное питание по входу.



Усилитель на биполярном  $n-p-n$  транзисторе, схема с ОЭ, с резонансной нагрузкой, с однополярным питанием, эмиттерная стабилизация режима по постоянному току.

Связь резонансного контура с транзистором – полная.

Связь резонансного контура со следующим каскадом – автотрансформаторная.

Последовательное питание по выходу.

Последовательное питание по входу.

Последовательная ООС по току ( $R'_Э$ )

Дифференциальный неперестраиваемый усилительный каскад на биполярных  $n-p-n$  транзисторах, с резонансной нагрузкой, с двухполярным питанием, с симметричным (дифференциальным) входом и несимметричным выходом.

Резонансная система двухконтурная.

Связь 1-го контура с транзистором полная.

Связь 2-го контура со следующим каскадом – внутриемкостная.

Связь между контурами – трансформаторная.

Последовательное питание по выходу.

Последовательное питание по входу.

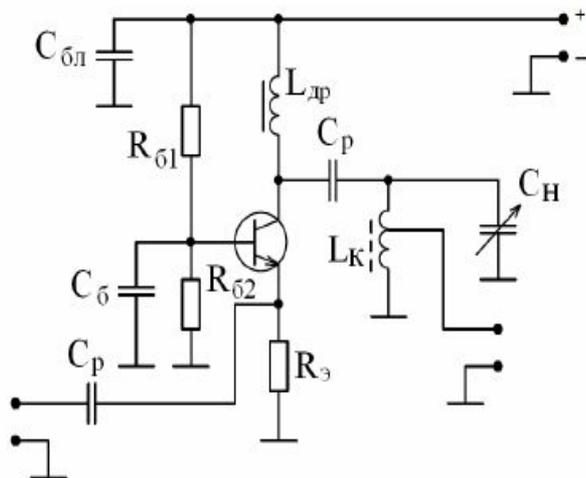
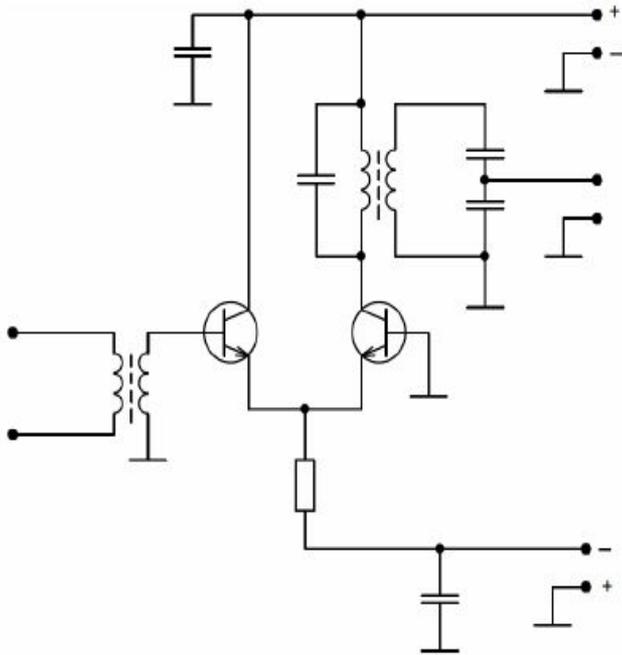
Усилитель на биполярном  $n-p-n$  транзисторе, схема с ОБ, с резонансной нагрузкой, с однополярным питанием, эмиттерная стабилизация режима по постоянному току.

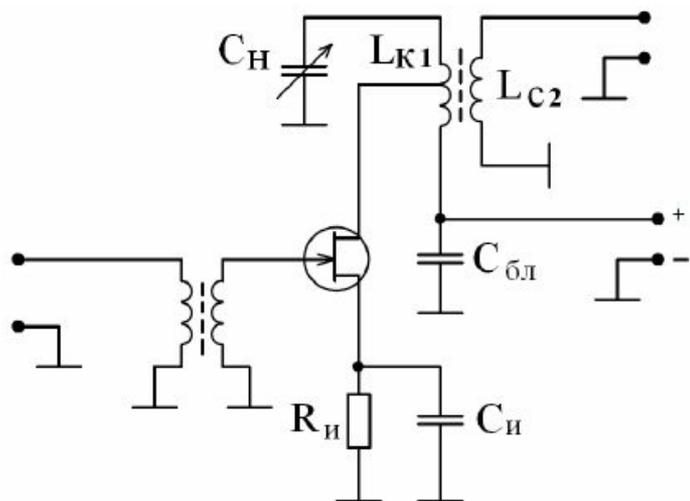
Связь резонансного контура с транзистором – полная.

Связь резонансного контура со следующим каскадом – автотрансформаторная.

Параллельное питание по выходу.

Параллельное питание по входу.





Усилитель на полевом транзисторе, схема с ОИ, с резонансной нагрузкой, с однополярным питанием, режим по постоянному току обеспечен схемой автосмещения.

Связь резонансного контура с транзистором – автотрансформаторная.

Связь резонансного контура со следующим каскадом – трансформаторная.

Последовательное питание по выходу.

Последовательное питание по входу.

Пример расчета режима по постоянному току для схемы автосмещения:

Рабочий режим транзистора:  $U_{ЗИ} = -1.5 \text{ В}$ ,  $I_C = 10 \text{ мА}$

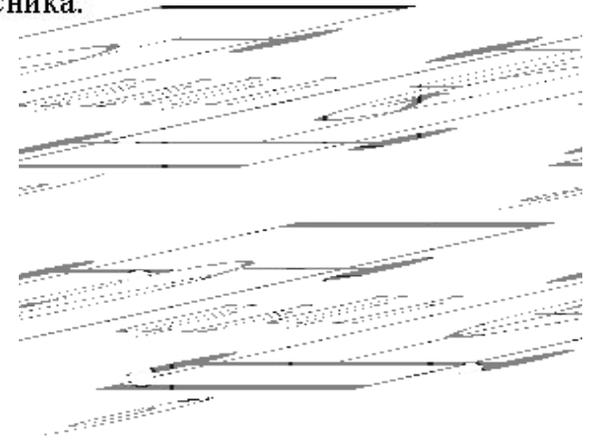
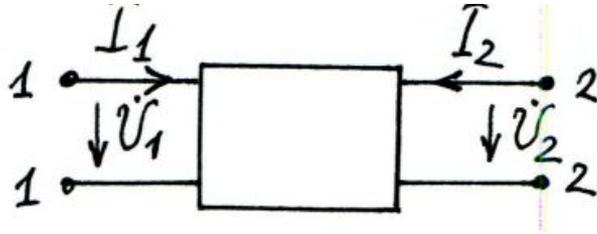
$$I_3 = 0 \quad U_3 = 0 \text{ В}$$

$$U_{И} = U_3 - U_{ЗИ} = 0 - (-1.5) = 1.5 \text{ В}$$

$$R_{И} = \frac{U_{И}}{I_C} = \frac{1.5}{10} = 150 \text{ Ом}$$

## Бесструктурные модели активных приборов

Активный прибор представляют в виде четырехполюсника (черного ящика), описываемого системой из двух линейных уравнений, связывающей напряжения и токи на входе и выходе четырехполюсника:



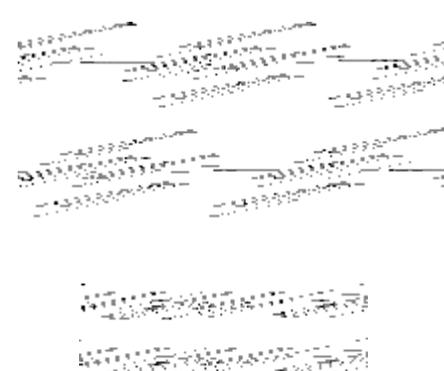
**r -  
параметры**

$$U_1 = f_1(I_1, I_2), U_2 = f_2(I_1, I_2)$$



**g -  
параметры**

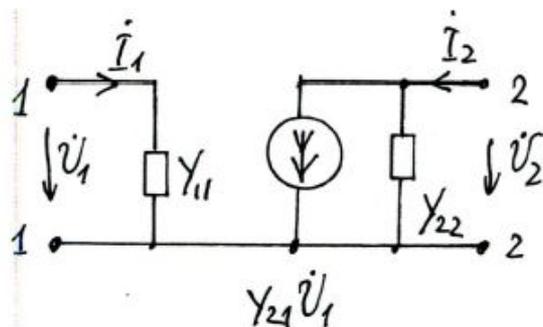
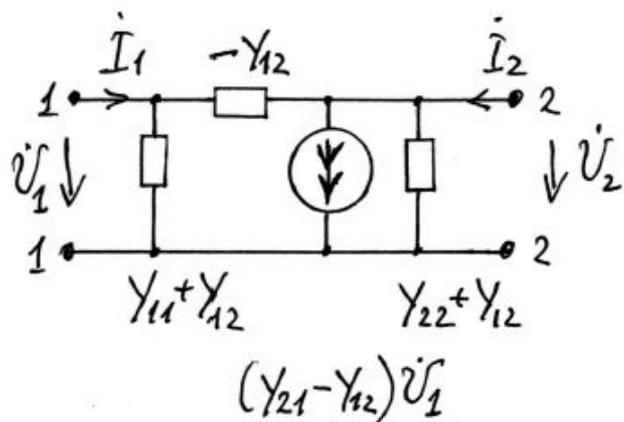
$$I_1 = f_1(U_1, U_2), I_2 = f_2(U_1, U_2)$$



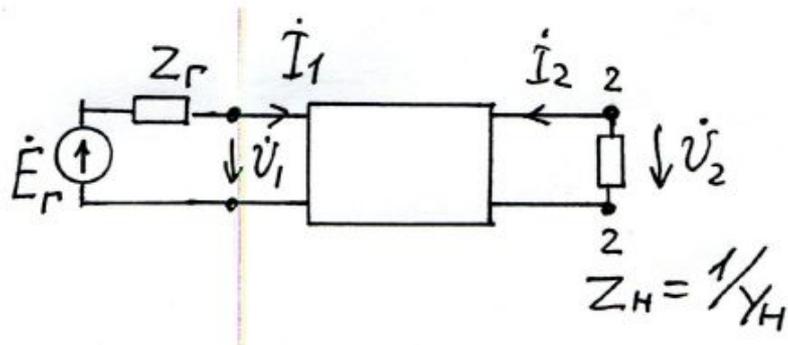
**h -  
параметры**  
 $U_1 = f_1(I_1, U_2), I_2 = f_2(I_1, U_2)$



На основе системы параметров может быть составлена формальная эквивалентная схема:



Основные параметры усилительного каскада:



$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}$$

$$Y_{BX} = \frac{I_1}{U_1} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_H} = Y_{11} + Y_{12}\dot{K}$$

$$\dot{K}_E = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}_\Gamma} = \frac{\dot{K}}{1 + Z_\Gamma Y_{BX}}$$

The End