

# Влияние внутренней обратной связи на свойства резонансного усилителя

Обратная связь в усилителях возможна через:  
 цепи питания,  
 через соединительные цепи усилителя,  
 через проводимость внутренней обратной связи усилительного прибора (УП).

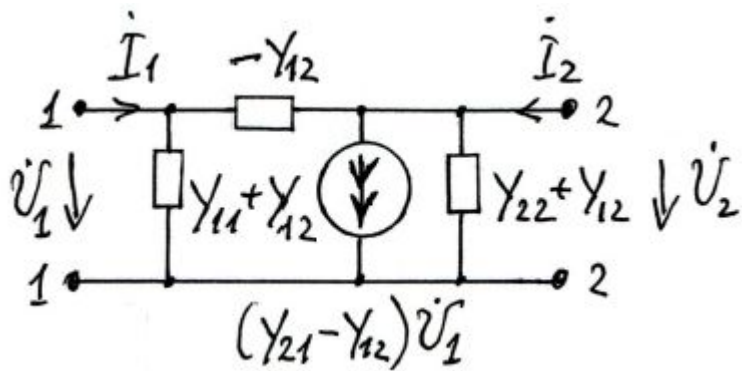


Рис.  
1

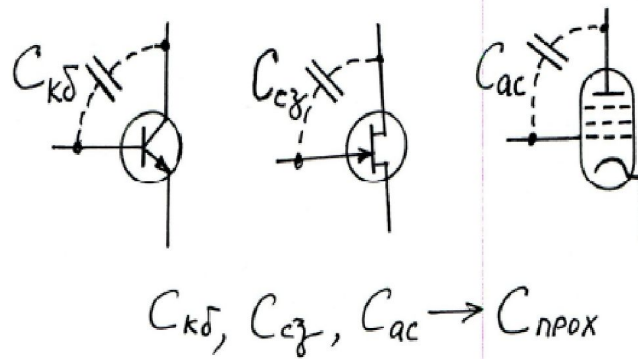


Рис.  
2

$$Y_{12} = -j\omega C_{\text{ПРОХ}}$$

$$-\dot{Y}_{12} = G_{12} + j\omega C_{12} = |\dot{Y}_{12}| e^{j\varphi_{12}},$$

$$\text{где } |\dot{Y}_{12}| = \sqrt{G_{12}^2 + (\omega C_{12})^2},$$

$$\varphi_{12} = \text{arctg} \left( \frac{\omega C_{12}}{G_{12}} \right)^2.$$

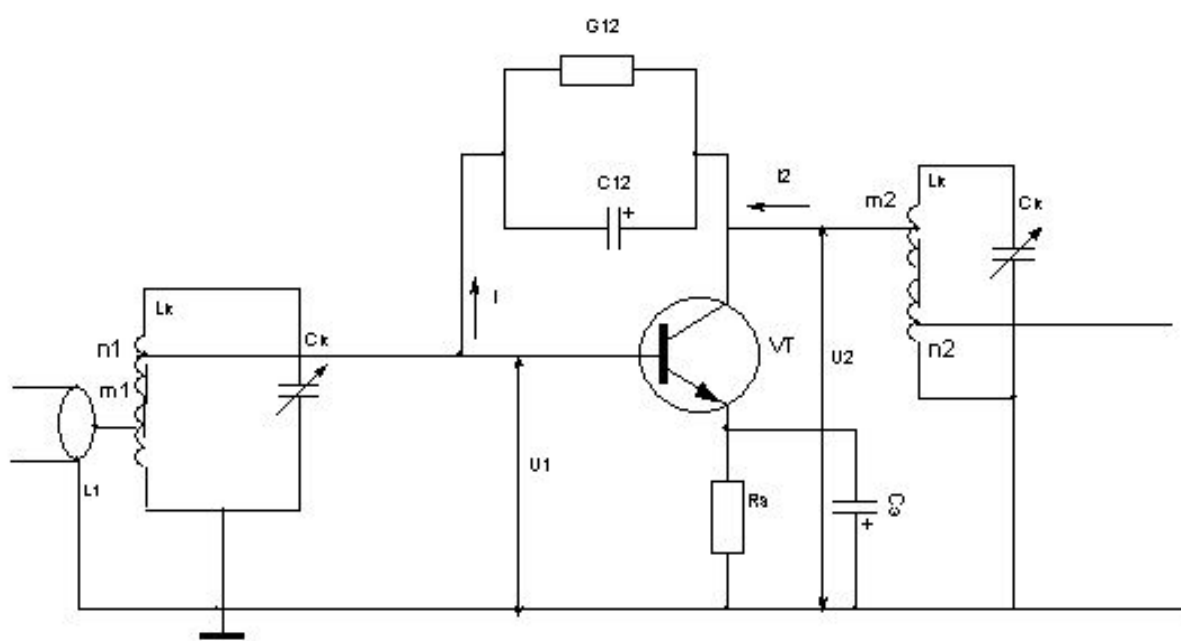


Рис.

$$g_{кэ} = g_{к} + n_1^2 \cdot g_{22} + n_2^2 \cdot g_{вхсл}$$

Проводимость  $-\dot{Y}_{12}$  создает на входе усилителя ток  $I$ , что эквивалентно возникновению проводимости  $Y_{вх.ос}$ .

Учитывая, что

$$\dot{Y}_{вх} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} = \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12} \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_{1п}} = \dot{Y}_{11} - \frac{|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}|K_c n_2 n_1}{Y_1 + n_1^2 Y_{22}}$$

и

$$K = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_{1п}} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{-Y_{21}}{Y_H + Y_{22}} = \frac{-\dot{Y}_{21} n_1 n_2}{g_{кэ}(1+j\xi)}$$

Получается:

$$\dot{Y}_{вх.ос} = -\frac{n_2^2 \dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21} R_{э2}}{1+j\xi} = \frac{n_2^2 |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| R_{э2} e^{j\varphi}}{1+j\xi}$$

или:

$$\dot{Y}_{вх.ос} = n_2^2 R_{э2} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\cos\varphi + \xi \sin\varphi}{1 + \xi^2} + j n_2^2 R_{э2} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\sin\varphi - \xi \cos\varphi}{1 + \xi^2} = G_{вх.ос} + jB_{вх.ос}$$

Так как проводимость  $Y_{\text{ВХ.ОС}}$  - комплексная, то она может быть разложена на две активные составляющие  $G_{\text{ВХ.ОС}1}$  и  $G_{\text{ВХ.ОС}2}$  и две реактивные  $B_{\text{ВХ.ОС}1}$  и  $B_{\text{ВХ.ОС}2}$ :

$$G_{\text{ВХ.ОС}1} = n_2^2 R_{\text{Э}2} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\cos \varphi}{1 + \xi^2}$$

$$G_{\text{ВХ.ОС}2} = n_2^2 R_{\text{Э}2} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\xi \sin \varphi}{1 + \xi^2}$$

$$B_{\text{ВХ.ОС}1} = n_2^2 R_{\text{Э}2} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\sin \varphi}{1 + \xi^2}$$

$$B_{\text{ВХ.ОС}2} = -n_2^2 R_{\text{Э}2} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\xi \cos \varphi}{1 + \xi^2}$$

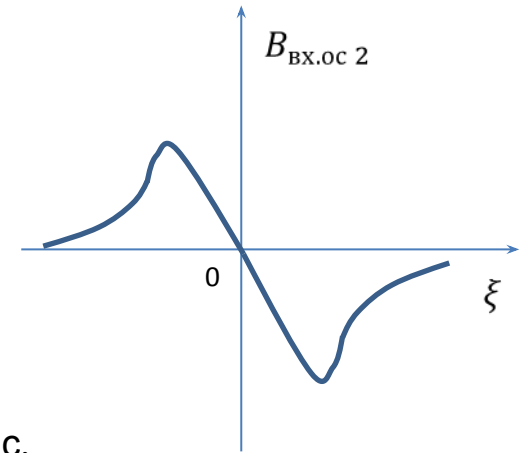
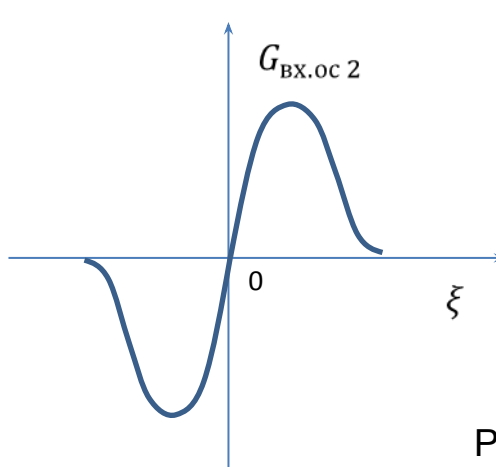
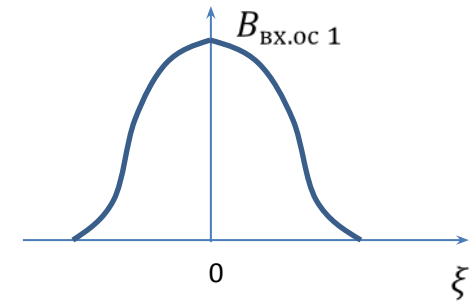
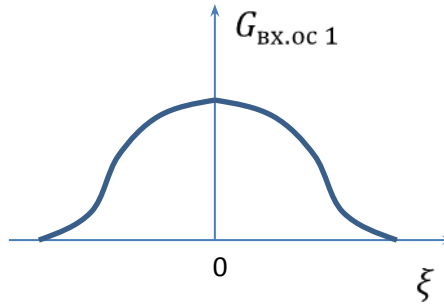


Рис.

Так как на полевом транзисторе  $G_{12} = 0$ ,  $\tau_{12} \approx \infty$ ,  $\tau_{21} \approx 0$ ,  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ ,  
поэтому  $G_{\text{ВХ.ОС}1} = 0$  и  $B_{\text{ВХ.ОС}2} = 0$ .

Тогда рассмотрим влияние оставшихся проводимостей:

$$G_{\text{ВХ.ОС}2} = n_2^2 R_{\text{Э}2} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\xi \sin \varphi}{1 + \xi^2} = \omega C_{12} S n_2^2 R_{\text{Э}2} \frac{\xi}{1 + \xi^2};$$

$$B_{\text{ВХ.ОС}1} = n_2^2 R_{\text{Э}2} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\sin \varphi}{1 + \xi^2} = \omega C_{\text{ВХ.ОС}1} = \frac{\omega C_{12} S n_2^2 R_{\text{Э}2}}{1 + \xi^2}.$$

Если бы все составляющие входной динамической проводимости не зависели от частоты, то АЧХ имела бы вид (рис. 6):

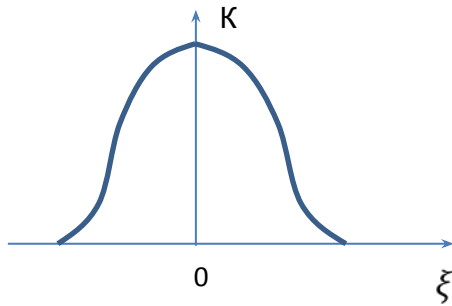


Рис.

6

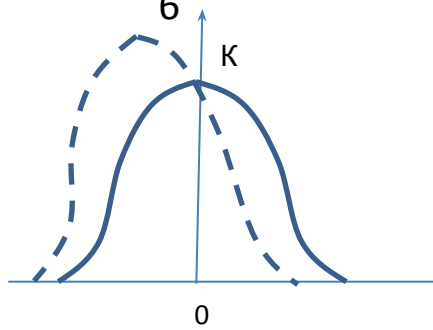


Рис.

7

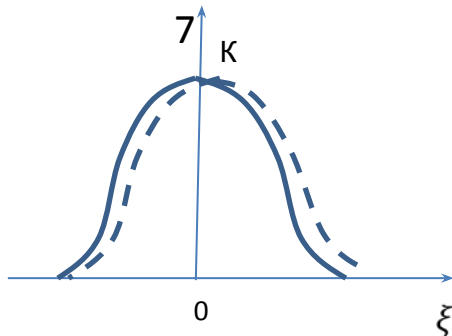


Рис.

8

Но  $G_{\text{вх.ос } 2}$  и  $B_{\text{вх.ос } 1}$  изменяются с частотой.

На частотах ниже резонансной  $G_{\text{вх.ос } 2}$  отрицательна и вызывает подъем коэффициента усиления, так как выходной контур имеет индуктивное сопротивление, поэтому напряжение  $U_2$  опережает ток  $I_2$  на угол  $90^\circ$ , который складывается в фазе с током  $I_1$ , возникающим в результате опережения  $U_2$ , т.е. возникает положительная обратная связь (ПОС).

На частотах выше резонансной  $G_{\text{вх.ос } 2}$  положительна. Она вносит в контур потери, уменьшающие коэффициент усиления, т.е. имеет место отрицательная обратная связь (ООС) (рис. 7).

Влияние  $B_{\text{вх.ос } 2}$  : при *понижении частоты* полная емкость контура уменьшается, а резонансная частота увеличивается.

Фактическая расстройка больше той, на которую понижена частота, поэтому наблюдается резкий спад коэффициента усиления (рис. 8). При *повышении частоты* емкость уменьшается, и резонансная частота увеличивается, фактическая расстройка уменьшается и коэффициент усиления оказывается больше (штриховая линия справа от оси координат на рис. 8).

При резонансе  $C_{\text{ВХ.ОС } 2}$  равна нулю. При понижении частоты  $C_{\text{ВХ.ОС } 2}$  увеличивается, резонансная частота понижается и фактическая расстройка контура уменьшается. При повышении частоты  $C_{\text{ВХ.ОС } 2}$  отрицательна, полная емкость уменьшается, резонансная частота увеличивается, расстройка контура уменьшается, а коэффициент усиления увеличивается (штриховая линия на рис. 9).

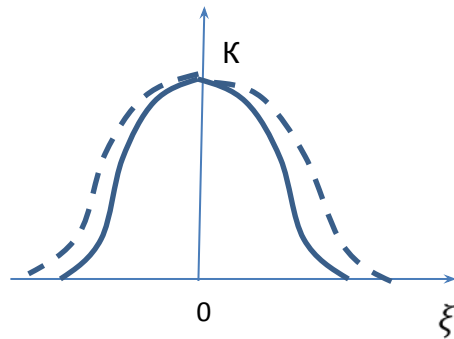


Рис.

Проводимость  $G_{\text{ВХ.ОС } 2}$  уменьшается при отклонении частоты от резонансной в обе стороны. При этом увеличивается добротность, растет коэффициент усиления справа и слева от резонансной частоты, вершина резонансной частоты расширяется (см. рис. 9).

Вывод: ОС приводит к деформации резонансной характеристики. Из-за отрицательной проводимости  $G_{\text{ВХ.ОС } 2}$  возможно самовозбуждение.

$$C_{\text{ВХ}} = c_{11} + \frac{1}{1 + \xi^2} \cdot \frac{c_{\text{прох}} Y_{21} n_1^2}{g_{\text{кэ}}}$$

где -  $g_{\text{кэ}}$  полная эквивалентная проводимость контура:

$$g_{\text{кэ}} = g_{\text{к}} + n_1^2 \cdot g_{22} + n_2^2 \cdot g_{\text{ВХСЛ}}$$

Если  $C_{\text{прох}3} > C_{\text{прох}2} > C_{\text{прох}1}$ ,

то проходная емкость АП приводит к росту его входной емкости  $C_{\text{вх}}$ .

Наибольший рост входной емкости имеет место на резонансной частоте (рис. 10).

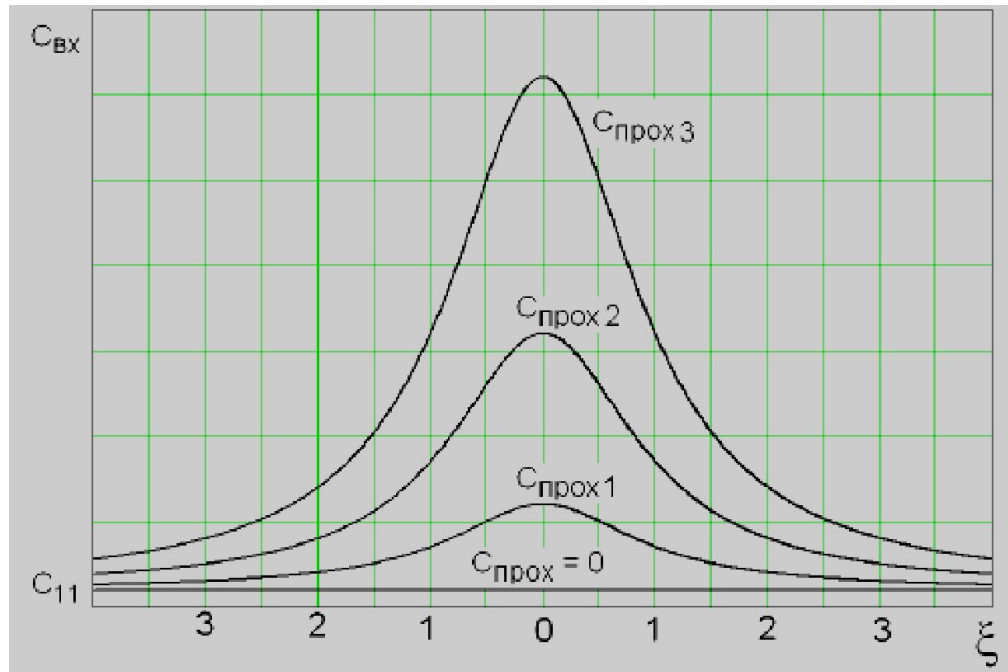


Рис.  
10

В усилителях с резистивной нагрузкой рост его входной емкости из-за влияния проходной емкости называют *эффектом Миллера*.

$$C_{\text{вх}} = c_{11} + \frac{1}{1 + \xi^2} \cdot \frac{c_{\text{прох}} Y_{21}}{g_{\text{нэ}}} = c_{11} + c_{\text{прох}} \cdot K,$$

$$\text{где } g_{\text{нэ}} = g_{22} + \frac{1}{R_{\text{к}}} + g_{\text{вх сл}}.$$

Прходная емкость АП приводит к изменению вещественной части входной проводимости  $g_{\text{ВХ}}$  относительно значения  $g_{11}$  (рис. 11):

$$g_{\text{ВХ}} = g_{11} + \frac{\xi}{1 + \xi^2} \cdot \frac{\omega c_{\text{прох}} Y_{21} n_1^2}{g_{\text{кэ}}}$$

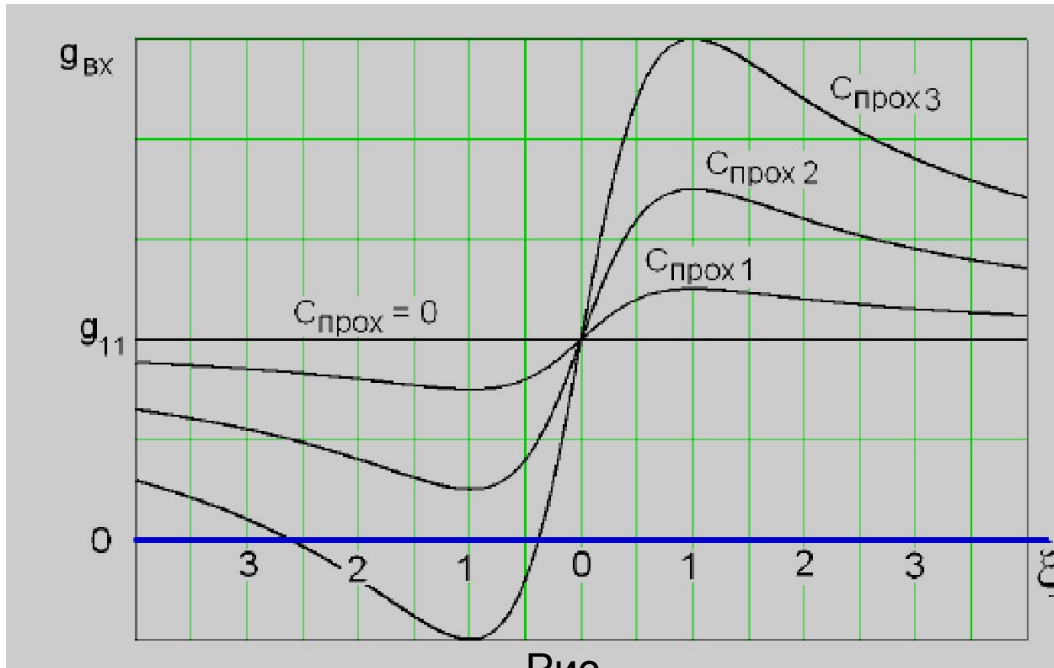


Рис.  
11

Входная проводимость  $g_{\text{ВХ}}$  имеет ярко выраженную частотную зависимость: на частотах выше резонансной  $g_{\text{ВХ}} > g_{11}$ , а на частотах ниже резонансной  $g_{\text{ВХ}} < g_{11}$ .

Минимальное значение  $g_{\text{ВХ}}$  имеет место на нижней границе полосы пропускания ( $\xi = -1$ ) и равно:

$$g_{\text{ВХ мин}} = g_{11} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega c_{\text{прох}} Y_{21} n_1^2}{g_{\text{кэ}}}$$

При некотором значении  $C_{\text{прох}} = C$  значения  $g_{\text{ВХ}}$  могут стать отрицательными на частотах ниже резонансной.

Частотная зависимость ведет к искажению формы частотной зависимости сквозного коэффициента передачи (см. рис.6, 7, 8, 9).

Внутренняя обратная связь из-за проходной емкости - **ООС** на частотах выше резонансной ( $\xi > 0$ ), внутренняя обратная связь из-за проходной емкости - **ПОС** на частотах ниже резонансной ( $\xi < 0$ ).

Сквозной коэффициент передачи:

$$K_E = \frac{U_2}{E_\Gamma} = \frac{K}{1 + Z_\Gamma Y_{ВХ}}$$

$$K_E = \frac{K}{1 + Z_\Gamma Y_{ВХ}}$$

Для простоты анализа будем полагать:

- $Z_\Gamma = R_\Gamma = 1 / g_\Gamma$
- Предшествующий каскад резонансный, подстройкой его индуктивности скомпенсирована  $C_{ВХ}$  т.е.  $Y_{ВХ} = g_{ВХ}$

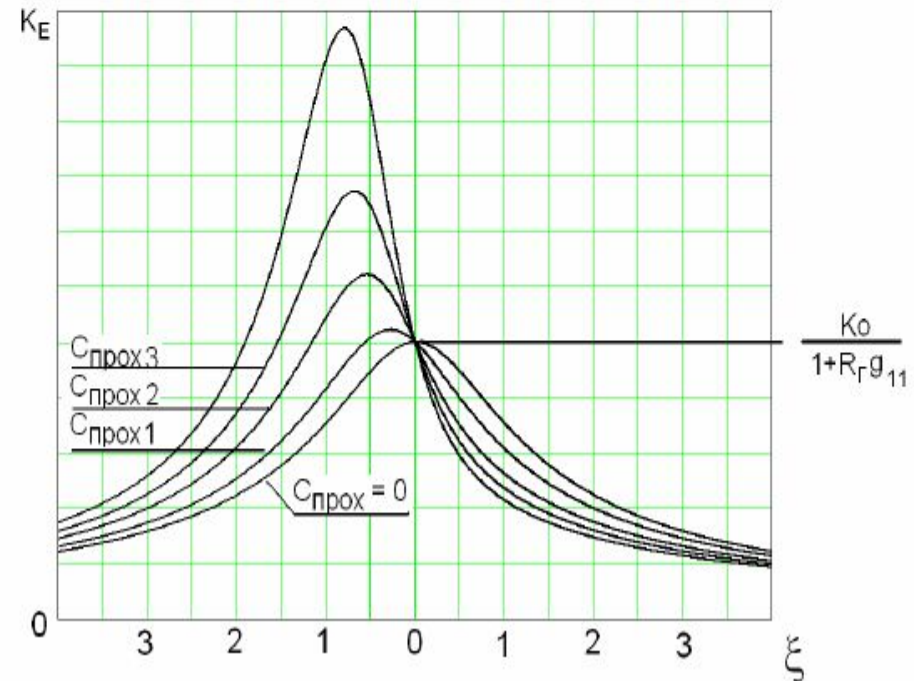
$$K_E = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi^2}} \cdot \frac{1}{1 + R_\Gamma g_{ВХ}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi^2}} \cdot \frac{1}{1 + R_\Gamma \left( g_{11} + \frac{\xi}{1 + \xi^2} \cdot \frac{\omega C_{ПРОХ} \cdot Y_{21} \cdot n_1^2}{g_{КЭ}} \right)}$$

$$K_E = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi^2}} \cdot \frac{1}{\left( 1 + R_\Gamma g_{11} + \frac{\xi}{1 + \xi^2} \cdot \frac{\omega C_{ПРОХ} \cdot Y_{21} \cdot n_1^2}{g_{КЭ} \cdot g_\Gamma} \right)}$$

$$K_E = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \xi^2}} \cdot \frac{1}{(1 + R_\Gamma g_{11}) \left( 1 + \frac{\xi}{1 + \xi^2} \cdot \frac{\omega C_{ПРОХ} \cdot Y_{21} \cdot n_1^2}{g_{КЭ} \cdot (g_\Gamma + g_{11})} \right)}$$

При большой  $C_{ПРОХ}$  в усилителе может возникнуть **самовозбуждение** (на частоте, соответствующей нижней границе полосы пропускания). Это произойдет, если:

- $g_{ВХ} < 0$
- $|g_{ВХ\text{МИН}}| \geq g_\Gamma + g_{11}$





## Устойчивость резонансного усилителя

$$\text{Баланс фаз: } B_{\text{э1}} + n_1^2 B_{\text{вх.ос}} = 0$$

$$\text{Баланс амплитуд: } G_{\text{э1}} + n_1^2 G_{\text{вх.ос}} = 0$$

Для количественной оценки влияния внутренней ОС на работу резонансного усилителя В.И.Сифоровым был предложен коэффициент устойчивости  $k_y$ .

$k_y$  – отношение сквозного резонансного коэффициента передачи, который был бы при отсутствии ОС, к реальному значению резонансного коэффициента передачи:

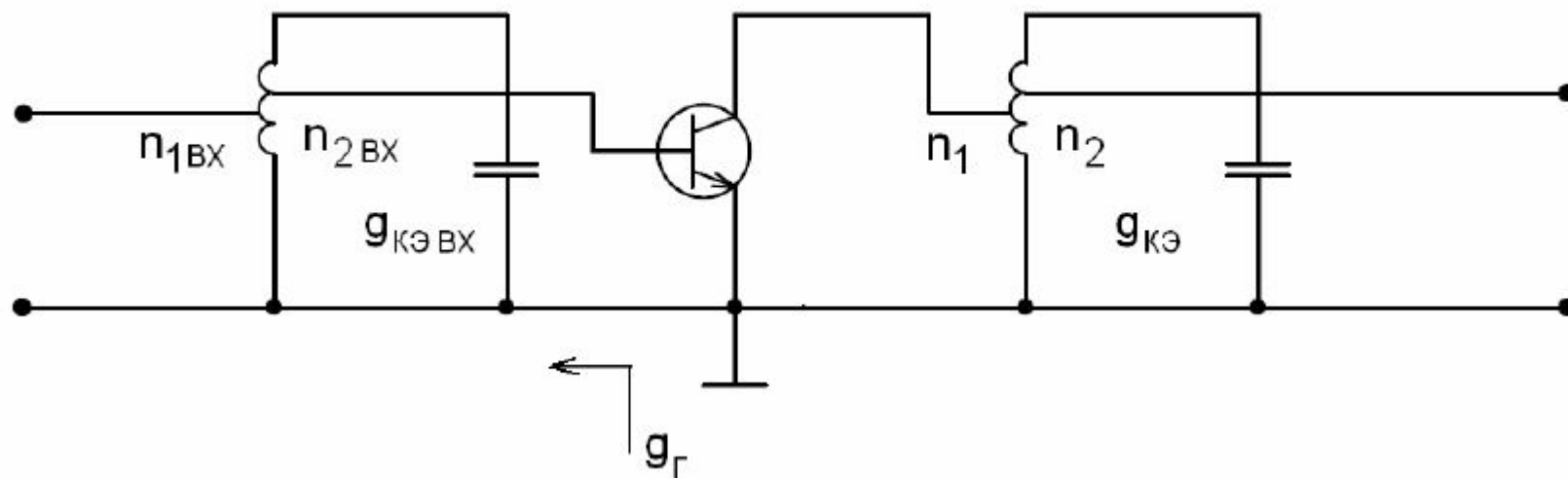
$$k_y = \frac{K_{\text{Е0 без ОС}}}{K_{\text{Е0}}} = \frac{G_{\text{э1}} + n_1^2 G_{\text{вх.ос}}}{G_{\text{э1}}}$$

При  $k_y = 0$  усилитель может самовозбуждаться.

Усилитель не будет самовозбуждаться, если проводимость контура на его входе будет положительной:  $G_{\text{э1}} + n_1^2 G_{\text{вх.ос}} > 0$ , т.е. обратная связь будет отрицательной.

При  $k_y = 1$  обратная связь отсутствует, что соответствует максимальной устойчивости усилителя. Обычно принимают  $k_y = 0,8 \dots 0,9$ . При этом изменение  $K_{\text{усил}}$  и  $\Delta F$  не превышает 10...20%. Чем ближе  $k_y$  к единице, тем устойчивее усилитель

Если предшествующий каскад резонансный



$$g_{\Gamma} + g_{11} = \frac{g_{KЭ BX}}{n_{2 BX}^2}$$

$$k_y = \frac{K_{E0 \text{ без OC}}}{K_{E0}} = \frac{G_{\text{Э1}} + n_1^2 G_{\text{BX.OC}}}{G_{\text{Э1}}} = \frac{G_{\text{Э1}} + n_1^2 n_2^2 R_{\text{Э2}} |Y_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\xi \sin \varphi}{1 + \xi^2}}{G_{\text{Э1}}} = 1 - \frac{\omega C_{\text{ПРОХ}} Y_{21} n_{2 BX}^2 n_1^2}{g_{KЭ BX} g_{\text{BX}}}$$

$$k_y = 1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega C_{\text{ПРОХ}} \cdot Y_{21} \cdot n_1^2}{(g_{\Gamma} + g_{11}) \cdot g_{KЭ}}$$

Максимальное значение резонансного коэффициента усиления  $K_0$ , при котором обеспечивается допустимый коэффициент устойчивости (например  $k_{y \text{ доп}} = 0.9$ ) называют коэффициентом устойчивого усиления резонансного каскада. Для определения  $K_{0 \text{ уст}}$  выполним формальные преобразования:

$$K_0 = \frac{|Y_{21}| \cdot n_1 \cdot n_2}{g_{кэ}}$$

$$1 - k_y = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega C_{\text{ПРОХ}} \cdot Y_{21} \cdot n_1^2}{(g_{\Gamma} + g_{11}) \cdot g_{кэ}} \cdot \frac{Y_{21}}{Y_{21}} \cdot \frac{g_{кэ}}{g_{кэ}} \cdot \frac{n_2^2}{n_2^2} \qquad 1 - k_y = K_0^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega C_{\text{ПРОХ}}}{(g_{\Gamma} + g_{11})} \cdot \frac{g_{кэ}}{Y_{21} \cdot n_2^2}$$

$$K_{0 \text{ уст}} = \sqrt{2 \cdot (1 - k_{y \text{ доп}}) \cdot \frac{Y_{21}}{\omega C_{\text{ПРОХ}}} \cdot \frac{n_2^2}{g_{кэ}} \cdot (g_{\Gamma} + g_{11})}$$

Если предшествующий каскад резонансный, то

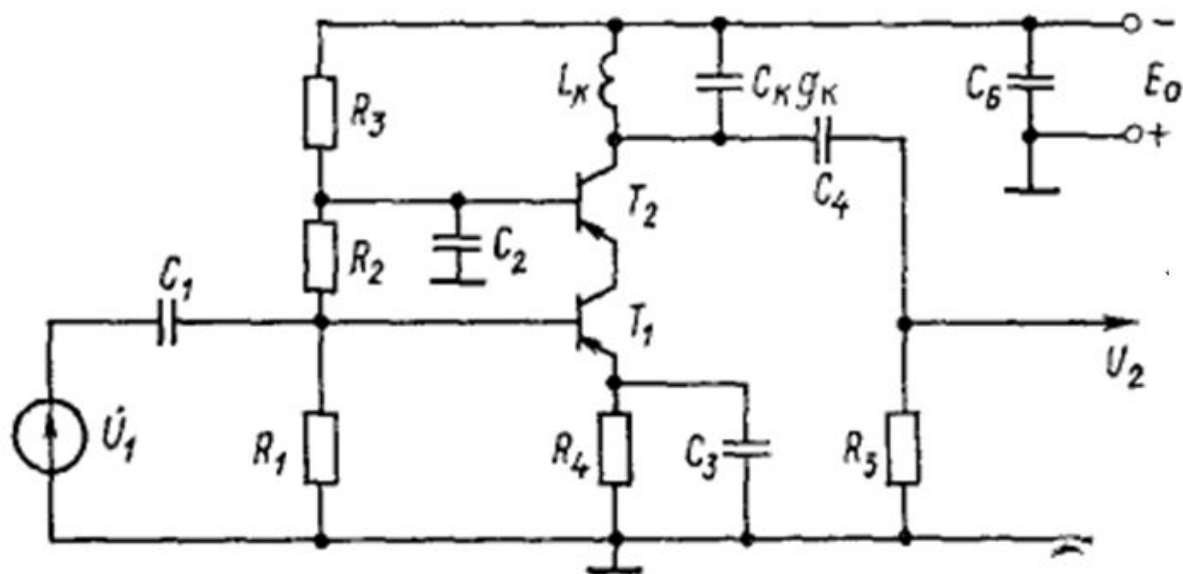
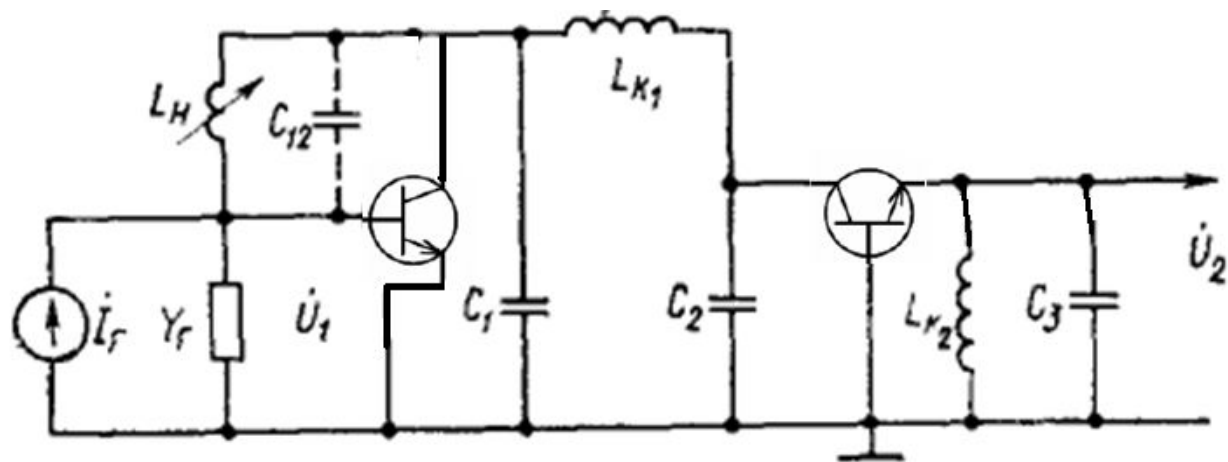
$$K_{0 \text{ уст}} = \sqrt{2 \cdot (1 - k_{y \text{ доп}}) \cdot \frac{Y_{21}}{\omega C_{\text{ПРОХ}}} \cdot \frac{n_2^2}{g_{кэ}} \cdot \frac{g_{кэ \text{ ВХ}}}{n_{2 \text{ ВХ}}^2}}$$

Для цепочки идентичных каскадов

$$K_{0 \text{ уст}} = \sqrt{2 \cdot (1 - k_{y \text{ доп}}) \cdot \frac{Y_{21}}{\omega C_{\text{ПРОХ}}}} \qquad \text{или} \qquad K_{0 \text{ уст}} = 0.44 \cdot \sqrt{\frac{Y_{21}}{\omega C_{\text{ПРОХ}}}}$$

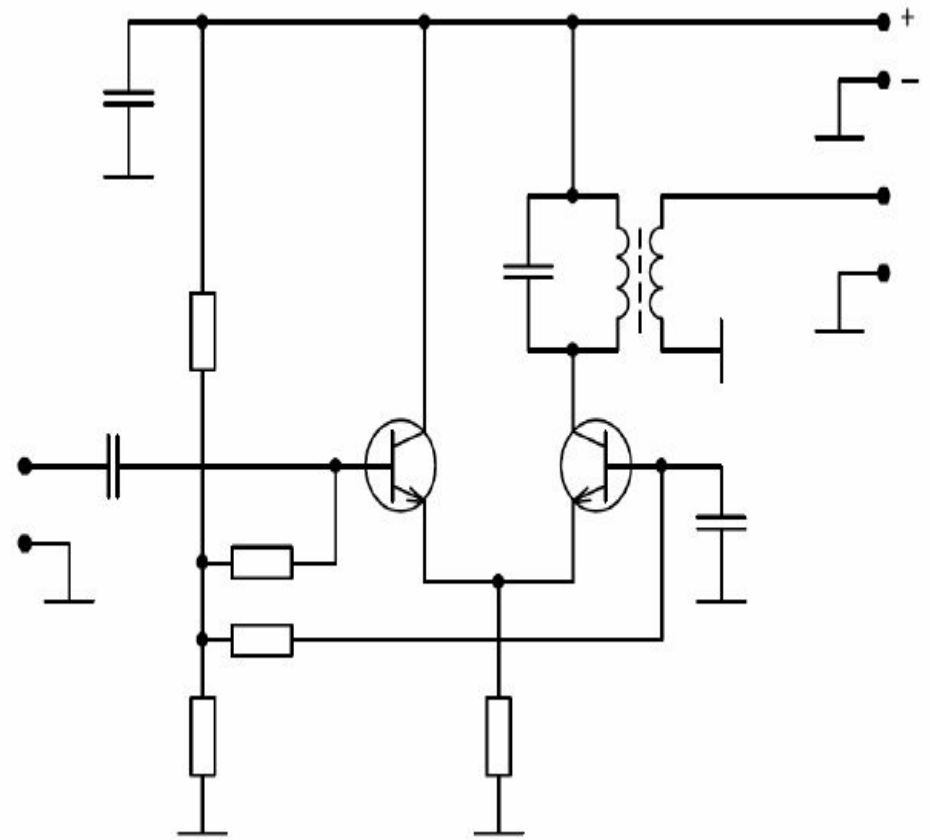
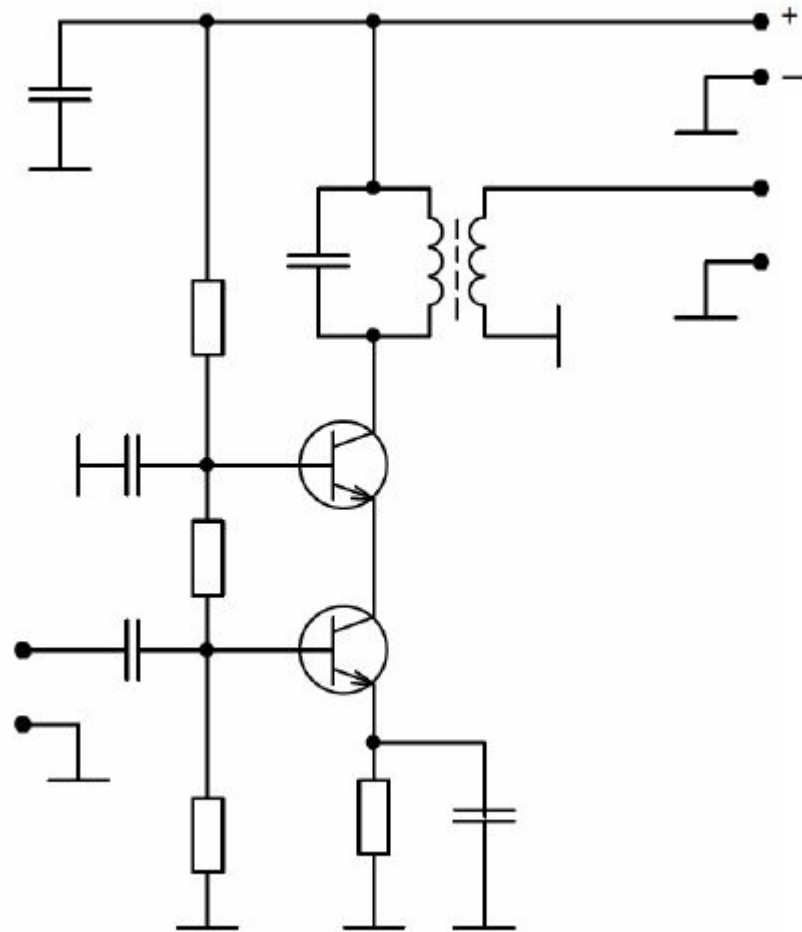
Для обеспечения высокого устойчивого коэффициента усиления следует максимизировать отношение  $Y_{21}/Y_{12}$ :

- Используют ВЧ транзисторы
- Используют каскодные схемы
- Используют схемы с нейтрализацией внутренней ОС



Активный прибор – составной транзистор ОЭ-ОБ. Для него

$$Y_{21 \text{ КАСК}} = Y_{21 \text{ ОЭ}} \quad Y_{12 \text{ КАСК}} \ll Y_{12 \text{ ОЭ}}$$



Это дифференциальный неинвертирующий усилитель.

## Схема с нейтрализацией внутренней ОС

Создают цепь внешней ОС, компенсирующую действие внутренней ОС. Схему используют, если проходная емкость транзистора достаточно велика (единицы пФ).

