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).

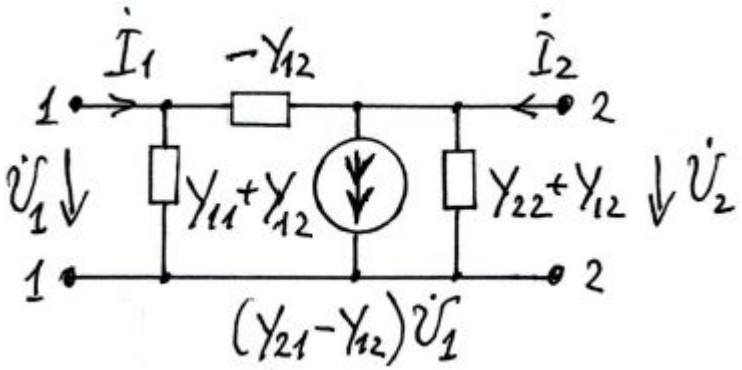

Рис. 1

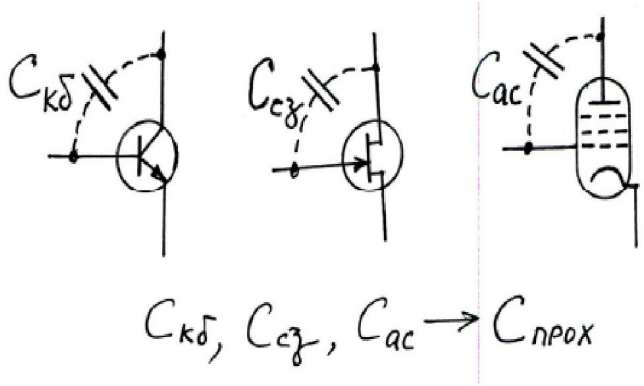

Рис. 2

$$Y_{12} = -j\omega C_{\text{ПРОХ}}$$

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

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

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

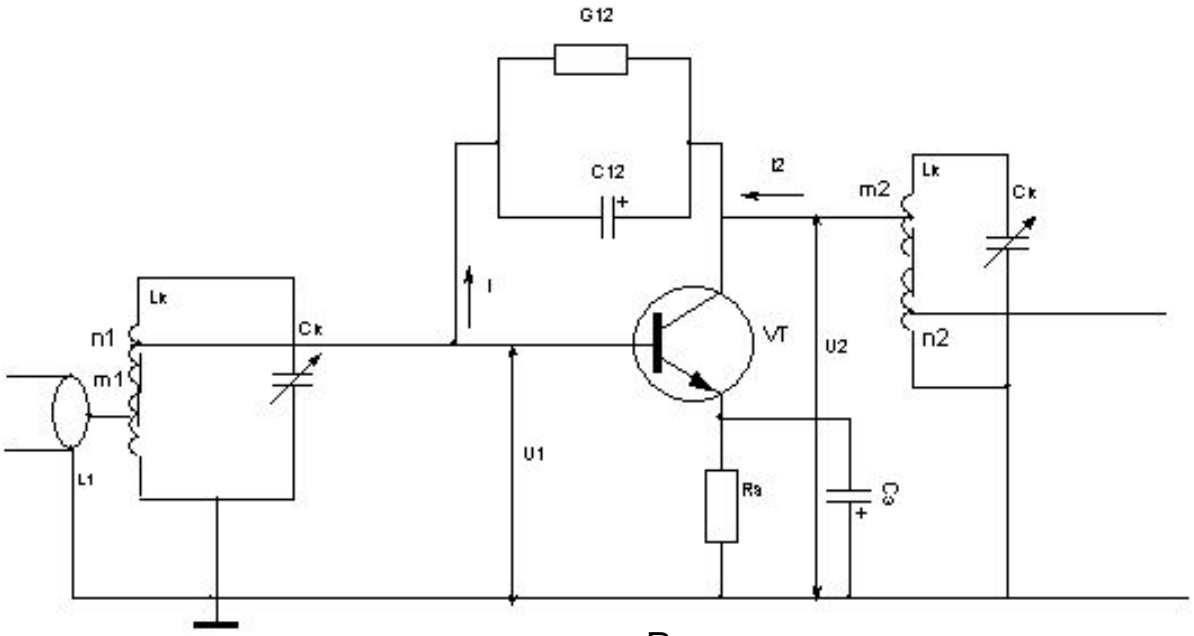

Рис. 3

$$g_{КЭ} = g_К + n_1^2 \cdot g_{22} + n_2^2 \cdot g_{ВХ СЛ}$$

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

Учитывая, что

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

И

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

Получается:

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

или:

$$\dot{Y}_{вх.ос} = n_2^2 R_{э2}|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}|\frac{cos\varphi + \xi\, sin\varphi}{1+\xi^2} + jn_2^2 R_{э2}|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}|\frac{sin\varphi - \xi\, cos\varphi}{1+\xi^2} = G_{вх.ос} + jB_{вх.ос}$$

Так как проводимость $\dot{Y}_{\text{вх.ос}}$ - 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 $B_{\text{вх.ос 2}}$:

$$G_{\text{вх.ос 1}} = n_2^2 R_{э2} \left|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}\right| \frac{cos\varphi}{1+\xi^2}$$

$$G_{\text{вх.ос 2}} = n_2^2 R_{э2} \left|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}\right| \frac{\xi\, sin\varphi}{1+\xi^2}$$

$$B_{\text{вх.ос 1}} = \omega C_{\text{вх.0с 1}} = n_2^2 R_{э2} \left|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}\right| \frac{sin\varphi}{1+\xi^2}_2$$

$$B_{\text{вх.ос 2}} = \omega C_{\text{вх.0с 2}} = -\, n_2^2 R_{э2} \left|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}\right| \frac{\xi cos\varphi}{1+\xi^2}$$

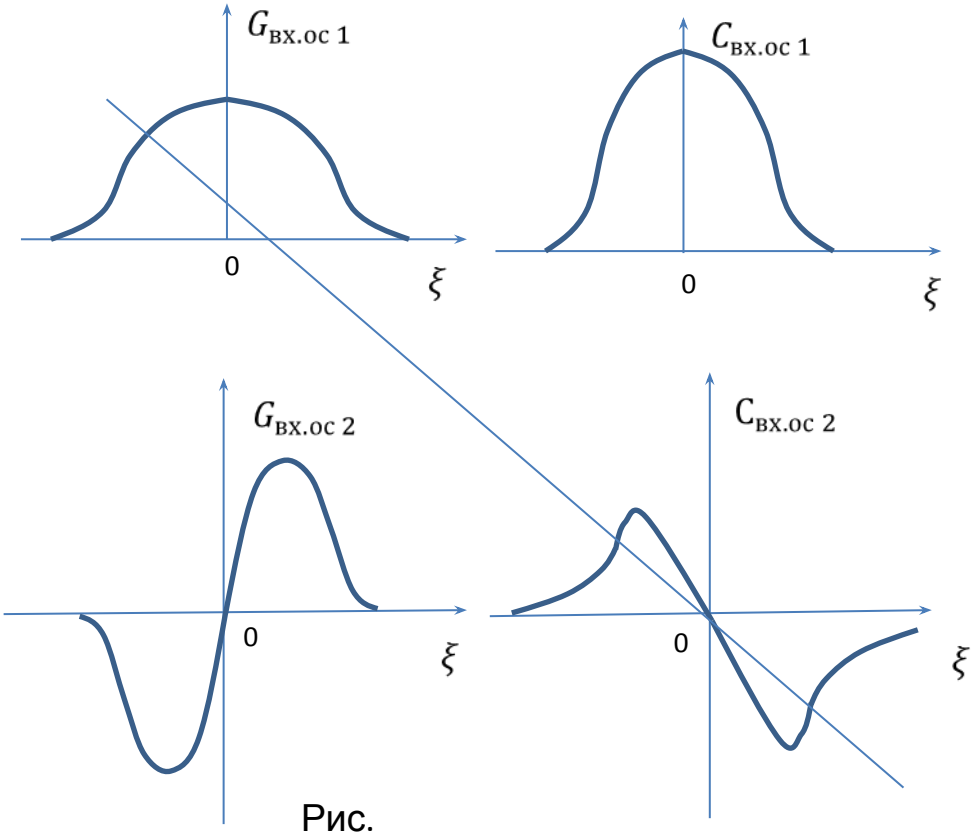

Рис. 4

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:

$$G_{\text{вх.ос 2}} = n_2^2 R_{э2} \left|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}\right| \frac{\xi\, sin\varphi}{1+\xi^2} = \omega C_{12} S\; n_2^2 R_{э2} \frac{\xi}{1+\xi^2};$$

$$B_{\text{вх.ос 1}} = n_2^2 R_{э2} \left|\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}\right| \frac{sin\varphi}{1+\xi^2} = \omega C_{\text{вх.ос 1}} = \frac{\omega C_{12} S\; n_2^2 R_{э2}}{1+\xi^2}.$$

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

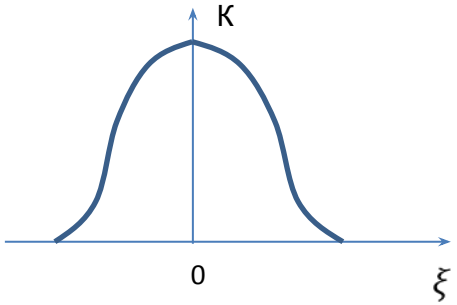

Рис. 6

Но $G_{\text{вх.ос }2}$ и $C_{\text{вх.ос }1}$ 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 90^0, который складывается в фазе с током I, 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).

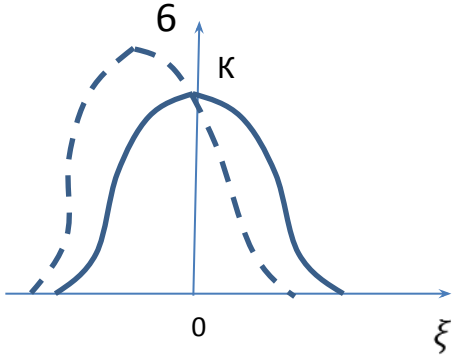

Рис. 7

Влияние $C_{\text{вх.ос }2}$: 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).

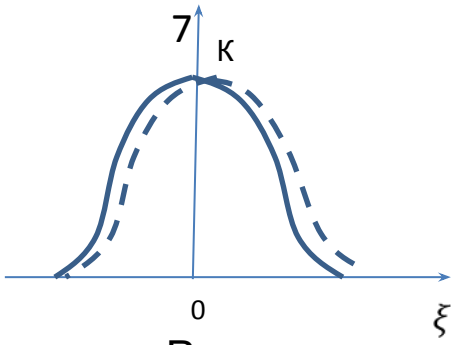

Рис. 8

При резонансе $C_{вх.ос\ 2}$ равна нулю. При понижении частоты $C_{вх.ос\ 2}$ увеличивается, резонансная частота понижается и фактическая расстройка контура уменьшается.

При повышении частоты $C_{вх.ос\ 2}$ отрицательна, полная емкость уменьшается, резонансная частота увеличивается, расстройка контура уменьшается, а коэффициент усиления увеличивается (штриховая линия на рис. 9).

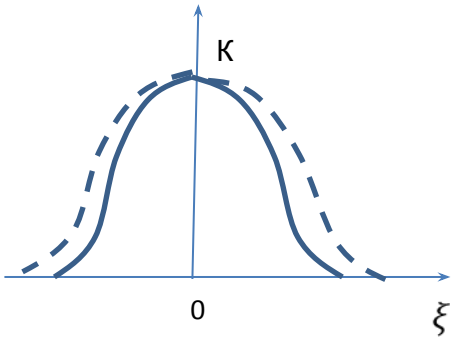

Рис. 9

Проводимость $G_{вх.ос\ 2}$ 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 $G_{вх.ос\ 2}$ возможно самовозбуждение.

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

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

$$g_{кэ} = g_к + n_1^2 \cdot g_{22} + n_2^2 \cdot g_{вх\,сл}$$

Если $c_{\text{прох }3} > c_{\text{прох }2} > c_{\text{прох }1}$,
то проходная емкость АП приводит к росту его входной емкости $C_{вх}$.
Наибольший рост входной емкости имеет место на резонансной частоте (рис. 10).

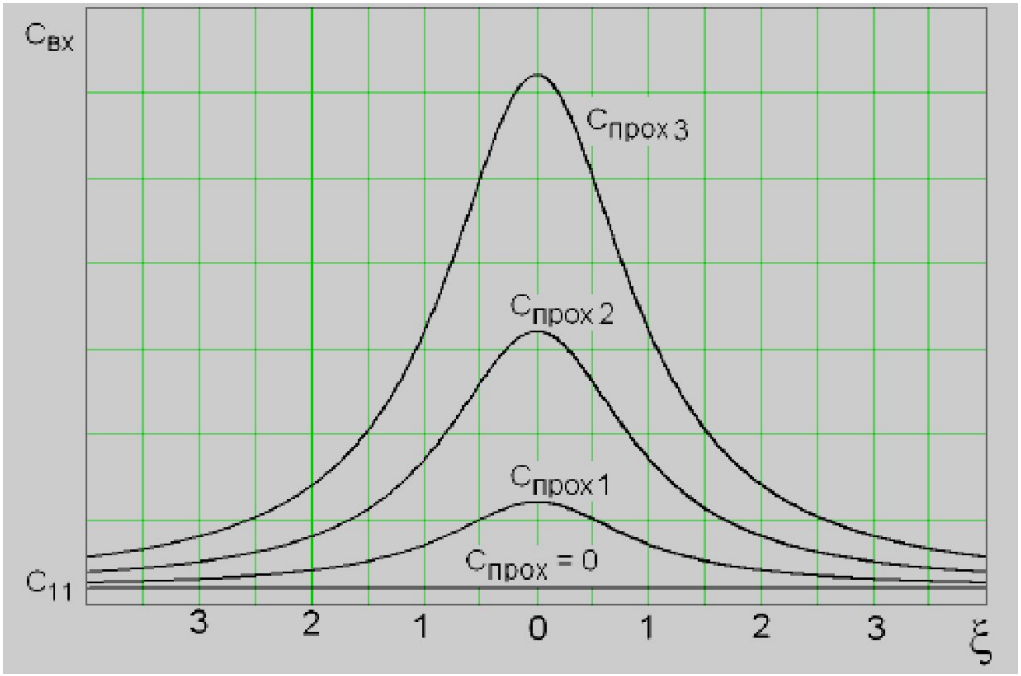

Рис. 10

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

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

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

Проходная емкость АП приводит к изменению вещественной части входной проводимости $g_{вх}$ относительно значения g_{11} (рис. 11):

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

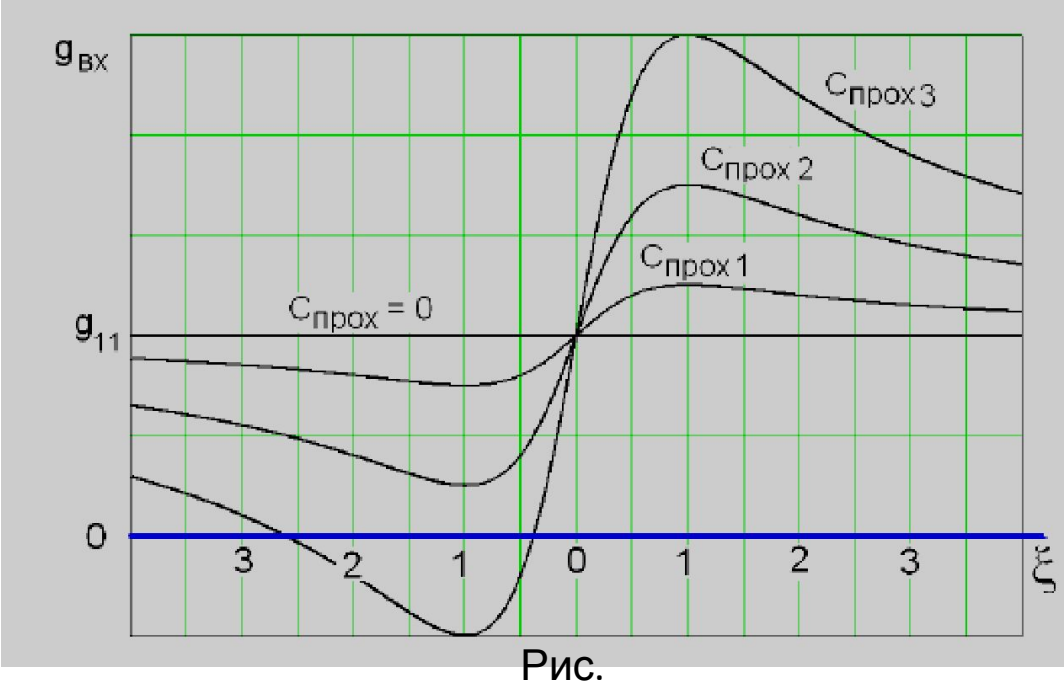

Рис. 11

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

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

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

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

Частотная зависимость ведет к искажению 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: $$К_E = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}_Г} = \frac{\dot{К}}{1 + Z_Г Y_{вх}}$$

$$\dot{K}_E = \frac{\dot{K}}{1 + Z_Г Y_{ВХ}}$$

Для простоты анализа будем полагать:

- $Z_Г = R_Г = 1 / g_Г$
- Предшествующий каскад резонансный, подстройкой его индуктивности скомпенсирована $C_{ВХ}$ т.е. $Y_{ВХ} = g_{ВХ}$

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

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

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

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

- $g_{ВХ} < 0$
- $|g_{ВХ\,мин}| \geq g_Г + g_{11}$

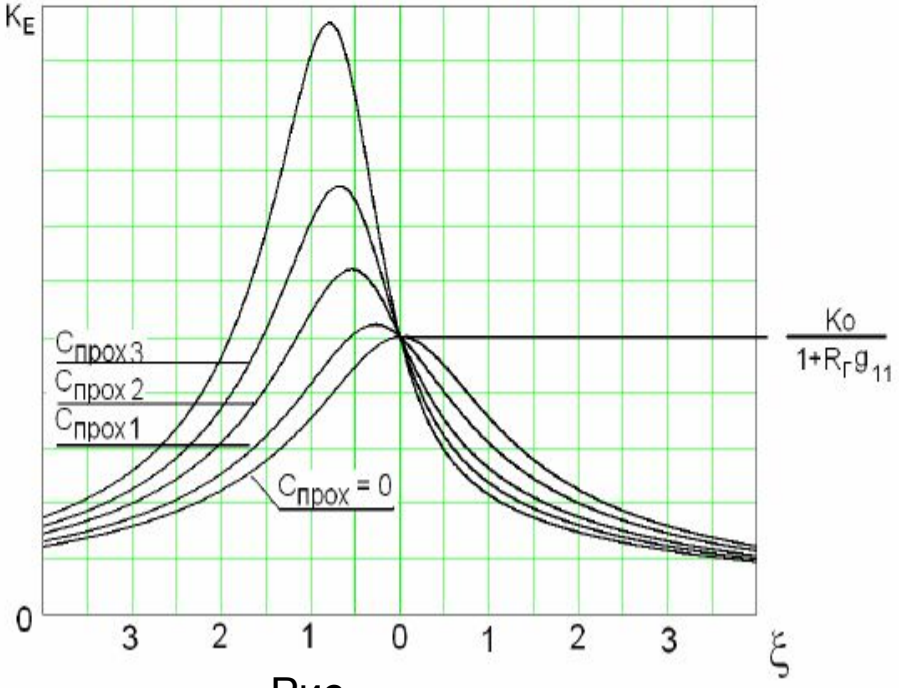

Рис. 12

Устойчивость резонансного усилителя

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

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

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

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

$$k_у = \frac{K_{E0 без ОС}}{K_{E0}} = \frac{G_{э1} + n_1^2 G_{вх.ос}}{G_{э1}}$$

При $k_у = 0$ усилитель может самовозбуждаться.

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

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

Если предшествующий каскад резонансный

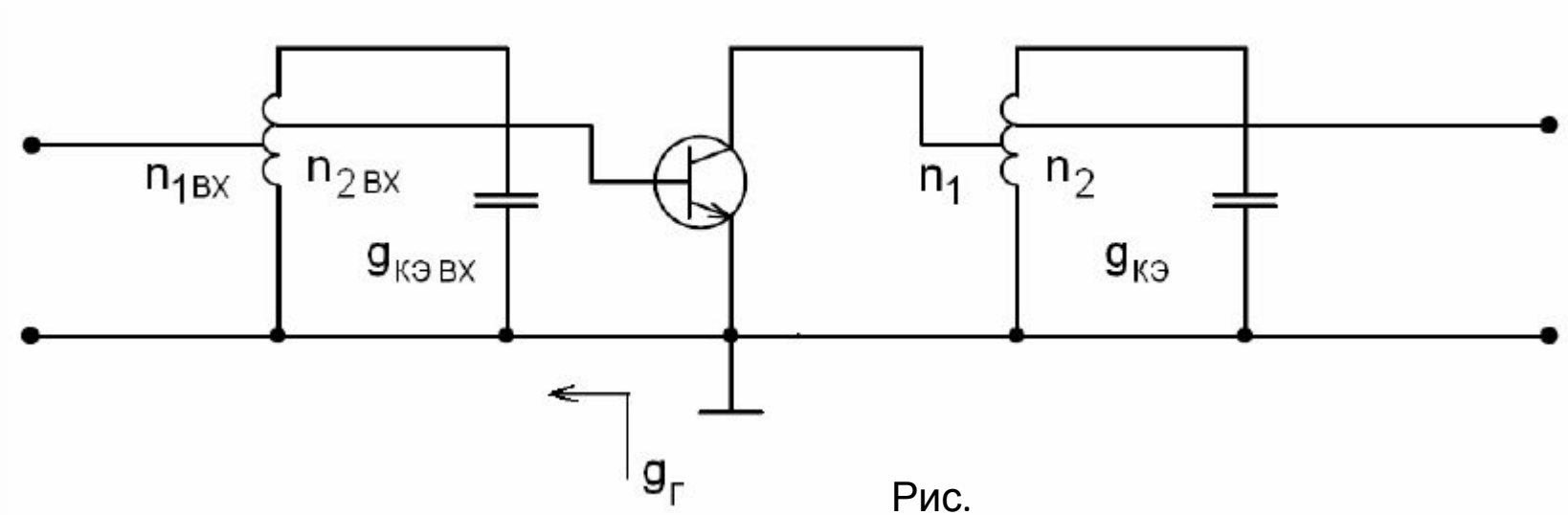

Рис. 13

$$g_{\Gamma} + g_{11} = \frac{g_{\text{КЭ ВХ}}}{n^2_{2\,\text{ВХ}}}$$

$$k_y = \frac{K_{E0\text{без ОС}}}{K_{E0}} = \frac{G_{э1} + n_1^2 G_{\text{вх.ос}}}{G_{э1}} = \frac{G_{э1} + n_1^2 n_2^2 R_{э2} \left| \dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21} \right| \frac{\xi \sin\varphi}{1+\xi^2}}{G_{э1}} = 1 - \frac{1}{2} \frac{\omega C_{\text{прох}} Y_{21} n^2_{2\,\text{вх}}\, n_1^2}{g_{\text{кэ вх}}\, g_{\text{вх}}}$$

$$k_{\text{У}} = 1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega C_{\text{ПРОХ}} \cdot Y_{21} \cdot n_1^2}{\left(g_{\Gamma} + g_{11}\right) \cdot g_{\text{КЭ}}}$$

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

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

$$1 - k_у = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega C_{ПРОХ} \cdot Y_{21} \cdot n_1^2}{(g_Г + g_{11}) \cdot g_{КЭ}} \cdot \frac{Y_{21}}{Y_{21}} \cdot \frac{g_{КЭ}}{g_{КЭ}} \cdot \frac{n_2^2}{n_2^2} \qquad 1 - k_у = K_0^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega C_{ПРОХ}}{(g_Г + g_{11})} \cdot \frac{g_{КЭ}}{Y_{21} \cdot n_2^2}$$

$$K_{0\,УСТ} = \sqrt{2 \cdot (1 - k_{у\,ДОП}) \cdot \frac{Y_{21}}{\omega C_{ПРОХ}} \cdot \frac{n_2^2}{g_{КЭ}} \cdot (g_Г + g_{11})}$$

Если предшествующий каскад резонансный, то

$$K_{0\,УСТ} = \sqrt{2 \cdot (1 - k_{у\,ДОП}) \cdot \frac{Y_{21}}{\omega C_{ПРОХ}} \cdot \frac{n_2^2}{g_{КЭ}} \cdot \frac{g_{КЭ\,ВХ}}{n_{2\,ВХ}^2}}$$

Для цепочки идентичных каскадов

$$K_{0\,УСТ} = \sqrt{2 \cdot (1 - k_{у\,ДОП}) \cdot \frac{Y_{21}}{\omega C_{ПРОХ}}} \qquad \text{или} \qquad K_{0\,УСТ} = 0.44 \cdot \sqrt{\frac{Y_{21}}{\omega C_{ПРОХ}}}$$

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

- Используют ВЧ транзисторы
- Используют каскодные схемы (рис. 14, 15)
- Используют схемы с нейтрализацией внутренней ОС

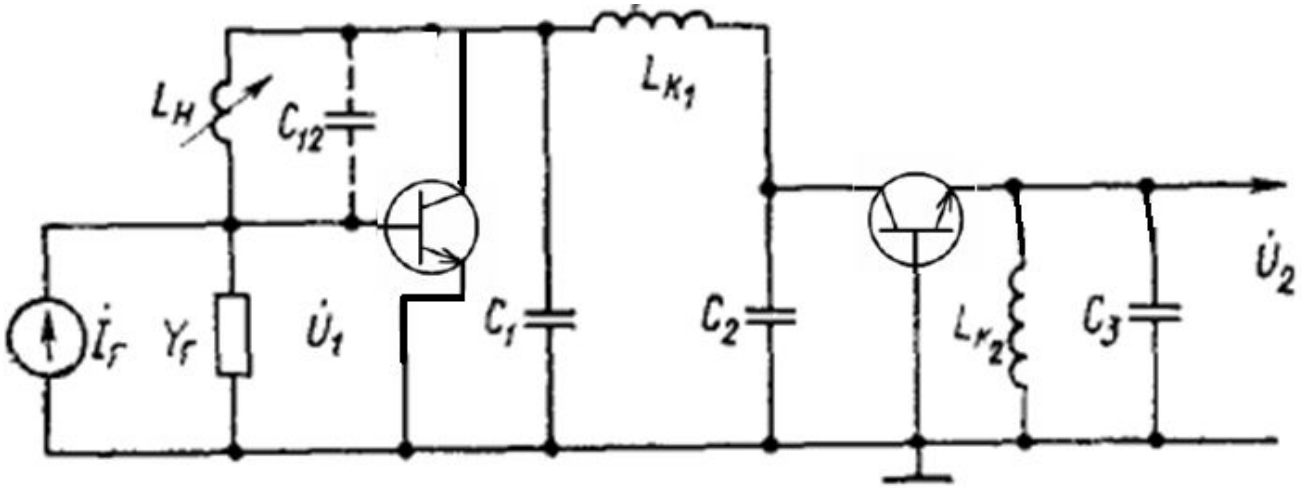

Рис. 14

Для повышения устойчивости усилителей используют каскадное усиление двух усилительных приборов, при котором выход первого АП соединяется со входом второго АП непосредственно без частотно-независимых цепей (каскодный усилитель).

Первый каскад с коэффициентом Кусил = 1 , а это устойчивость, второй – с ОБ, поэтому малое входное сопротивление и большой коэффициент усиления.

В некоторых случаях параллельно емкости С12 по переменному току подключают переменную индуктивность Lн для получения резонанса на несущей частоте.

В идеальном случае сопротивление параллельного контура (Lн С12) равно бесконечности на частоте резонанса., чем устраняется передача выходного

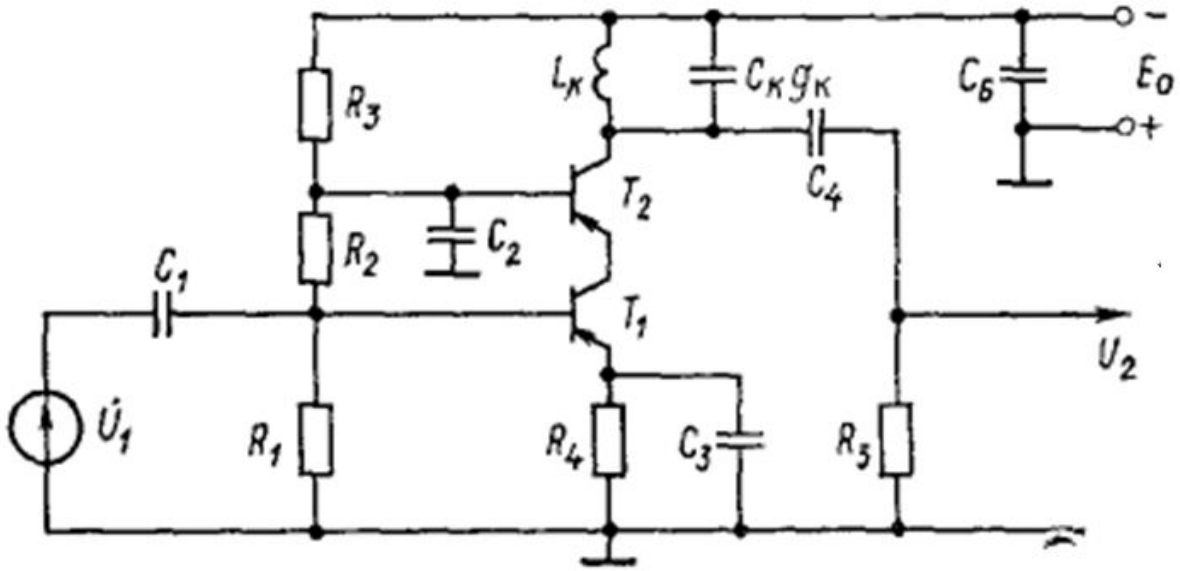

Рис. 15

Здесь резистор R_4 создает глубокую обратную связь по постоянному току.

Второй каскад по схеме ОБ. Потенциал с выхода коллектора $АП_1$ запирает Т2. Для компенсации этого запирания в цепь базы Т2 вводится напряжение посредством делителя $R_1R_2R_3$. Нагрузкой второго каскада является контур $L_кC_к$ с проводимостью $g_к$. Выходное напряжение U2 снимается через разделительную цепь C_4R_5.

Коэффициенты усиление каскадов: $K_{01} = \frac{Y_{21(1)}}{g_{вх\,2}}$ и $K_{02} = \frac{Y_{21(2)}}{g_к}$

Общий коэффициент усиление равен: $К_0 = K_{01}K_{02} = \frac{Y_{21(1)}g_к}{g_{вх\,2}Y_{21(1)}}$.

Входная проводимость второго каскада: $g_{вх\,2} \approx Y_{11\,ОБ} \approx Y_{21(2)}$.

Тогда коэффициент усиления каскодного усиителя: $K_0 = \frac{Y_{21(1)}}{g_к}$.

Активный прибор – составной транзистор ОЭ-ОБ. Для него

$Y_{21\ каск} = Y_{21\ ОЭ}$ $Y_{12\ каск} << Y_{12\ ОЭ}$

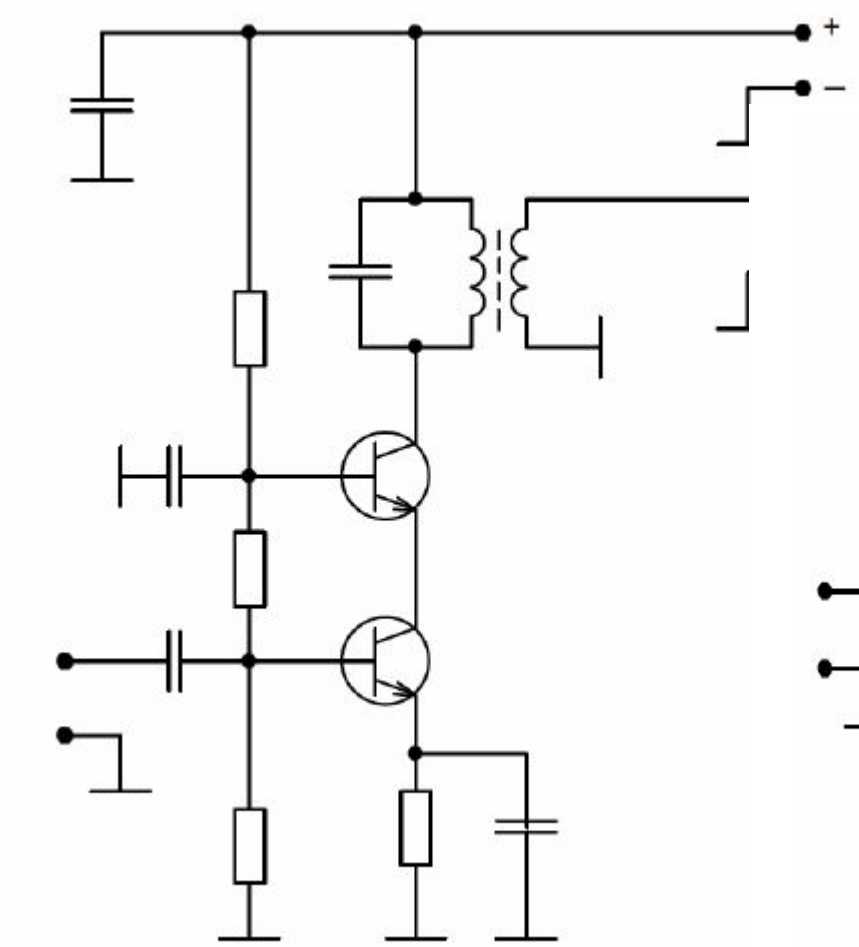

Рис. 16

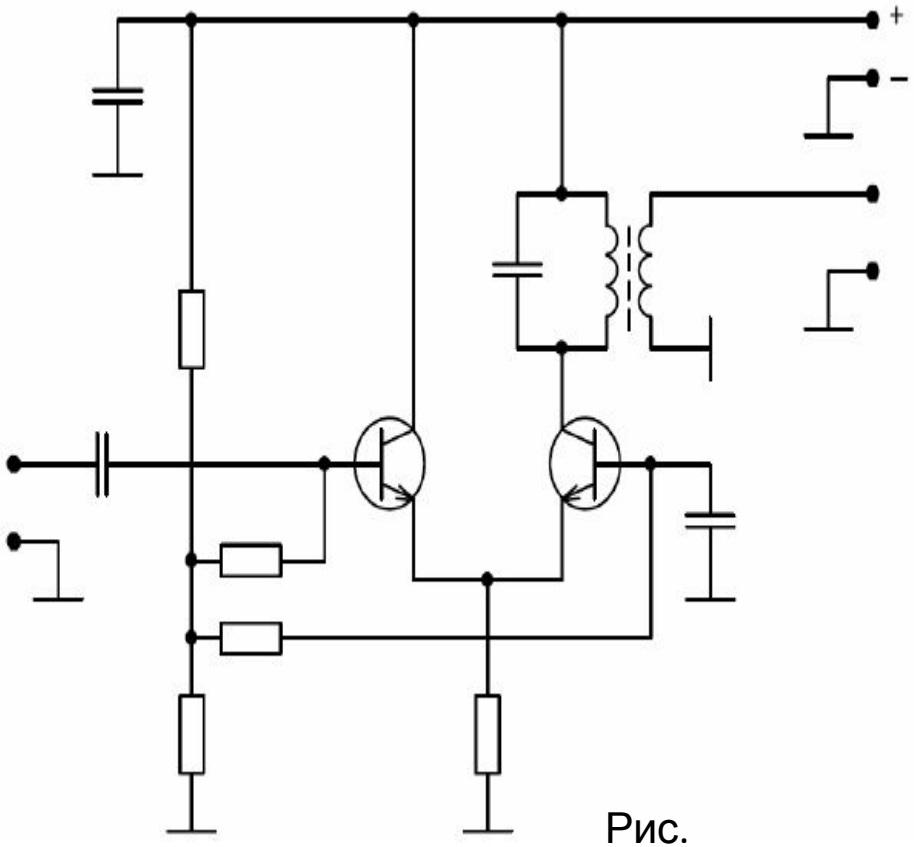

Рис. 17

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).

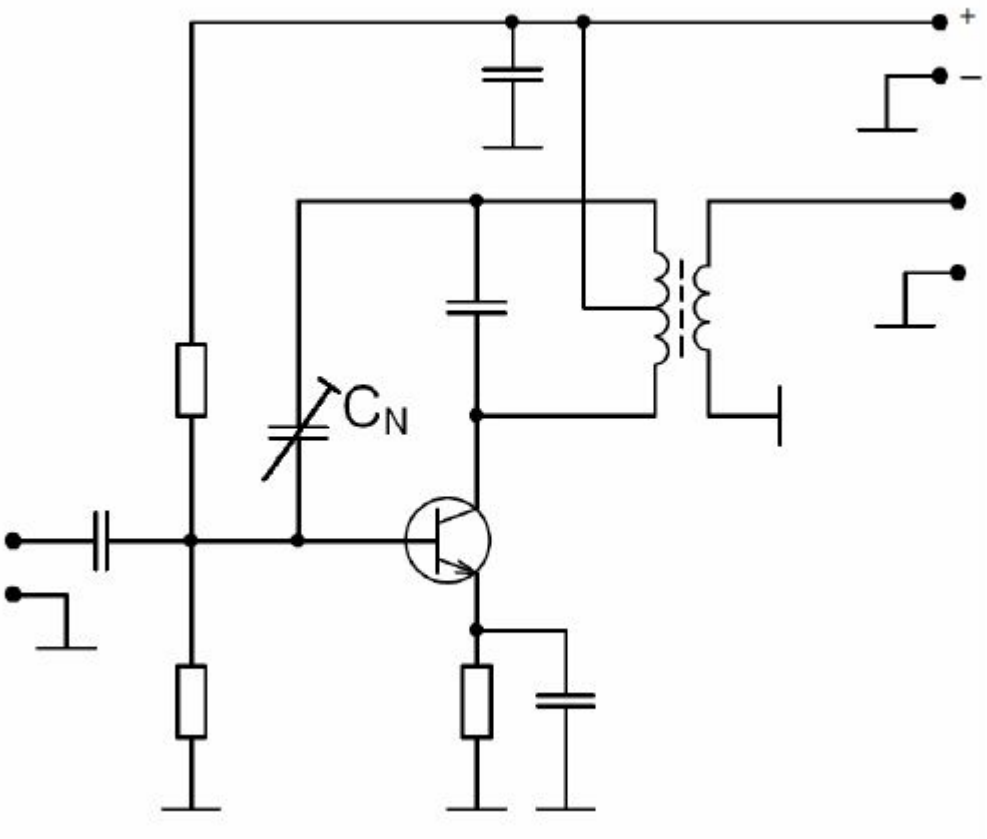

Рис. 18

The End