

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).

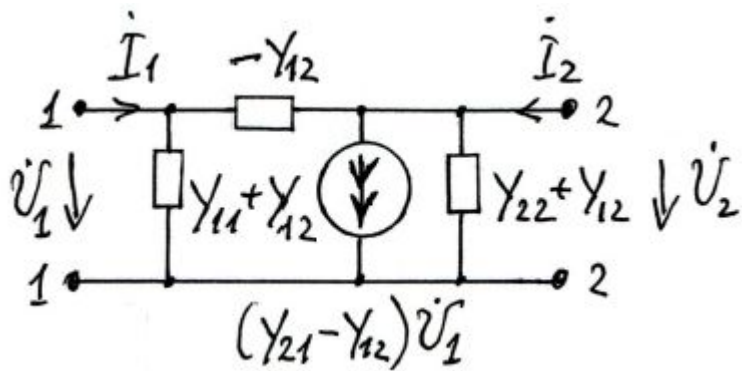


Рис.
1

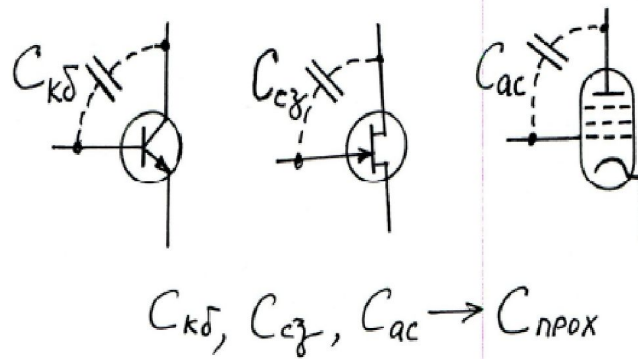


Рис.
2

$$Y_{12} = -j\omega C_{\text{ПРОХ}}$$

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

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

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

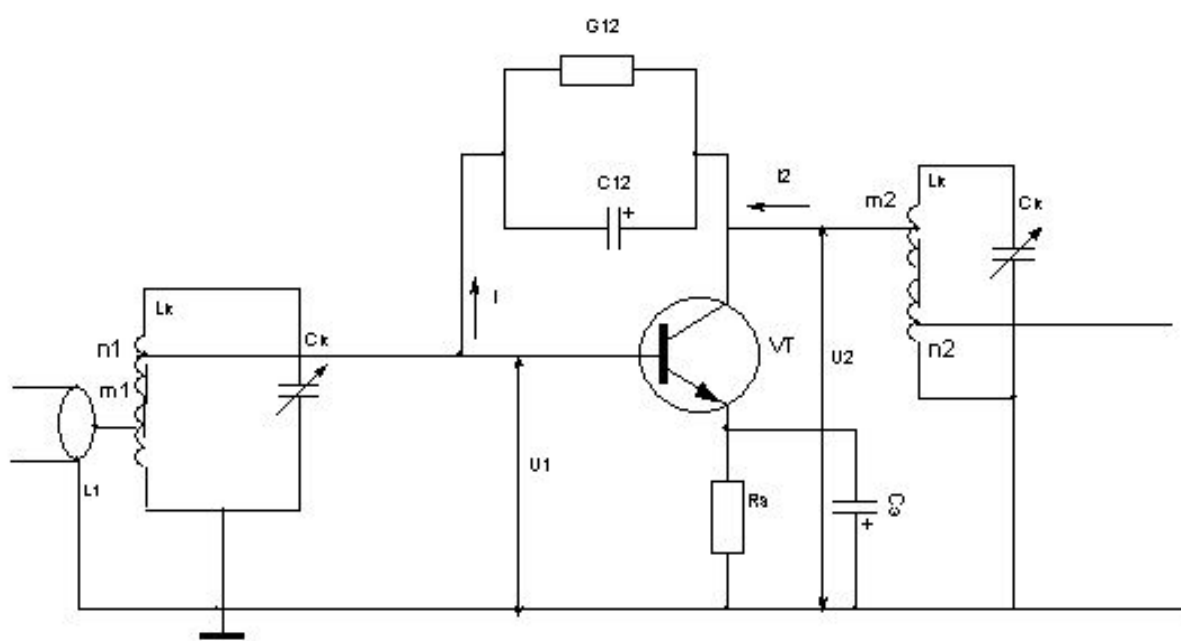


Рис.

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

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 $B_{\text{ВХ.ОС } 2}$:

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

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

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

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

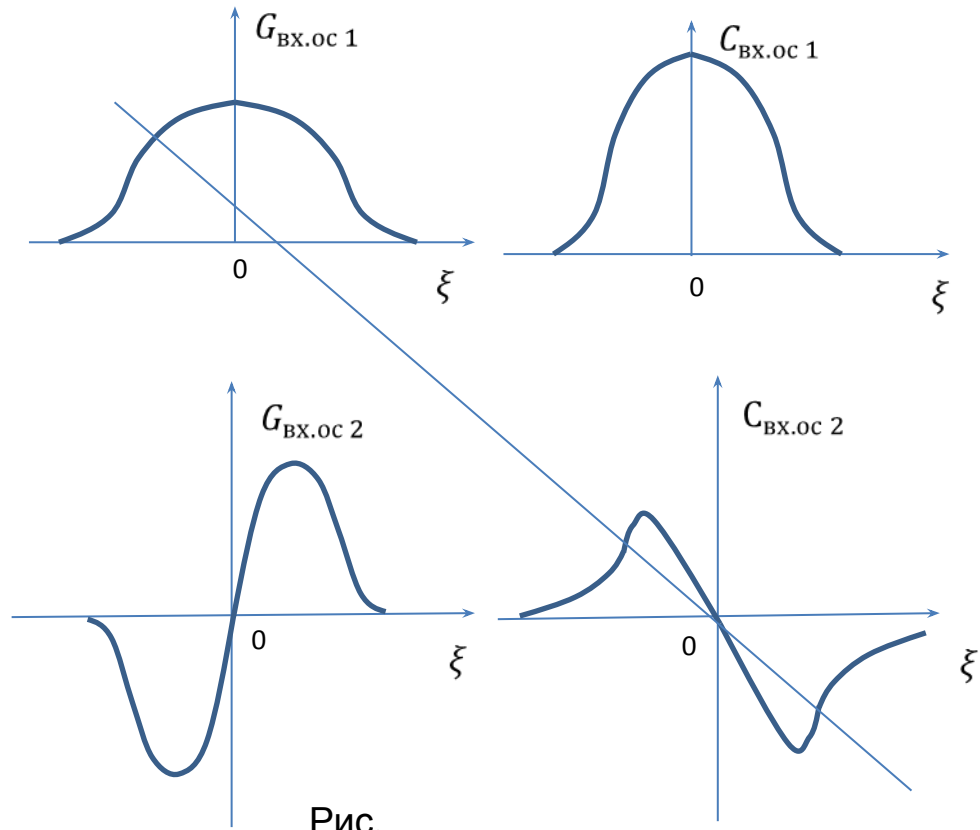


Рис. 4

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:

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

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

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

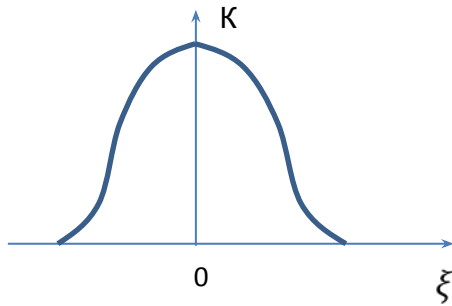


Рис.

6

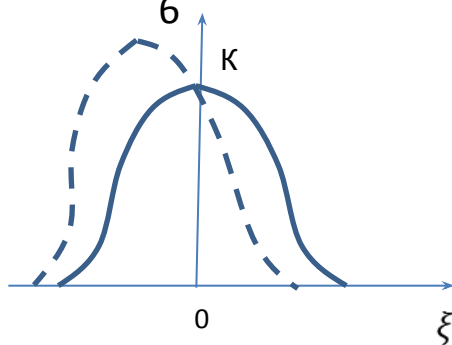


Рис.

7

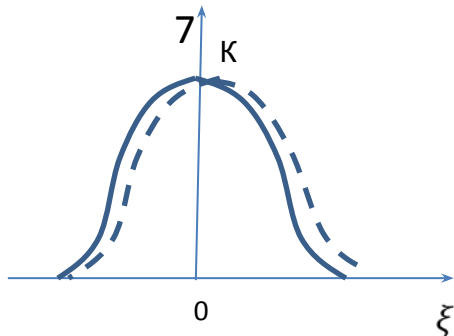


Рис.

8

Но $G_{\text{вх.ос } 2}$ и $C_{\text{вх.ос } 1}$ 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° , 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 $C_{\text{вх.ос } 2}$: 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).

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).

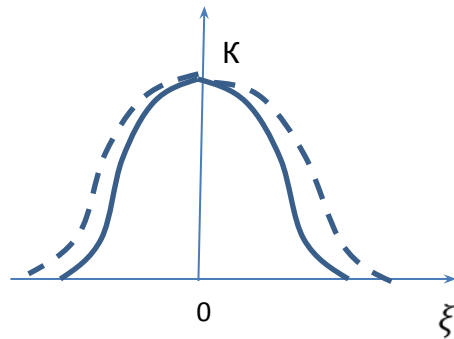


Рис.
9

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).

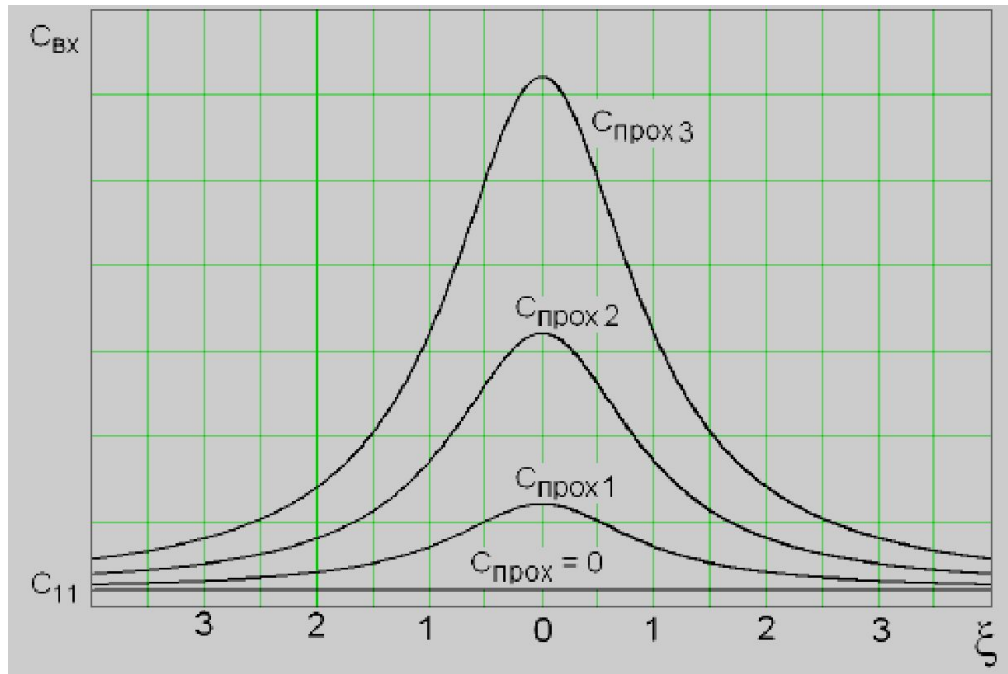


Рис.
10

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):

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

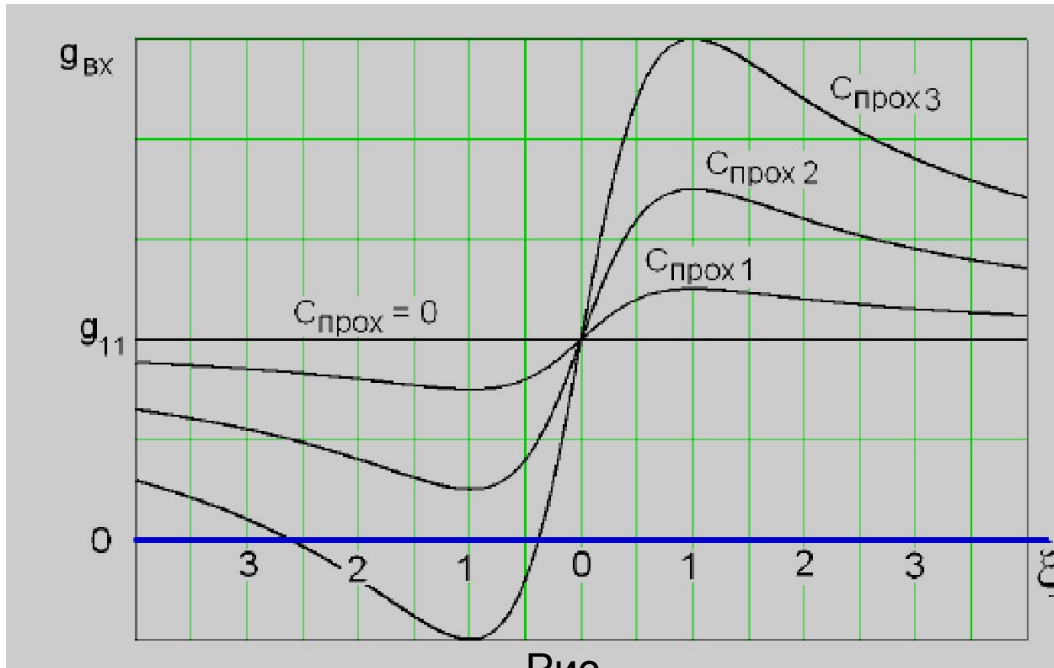


Рис.
11

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:

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

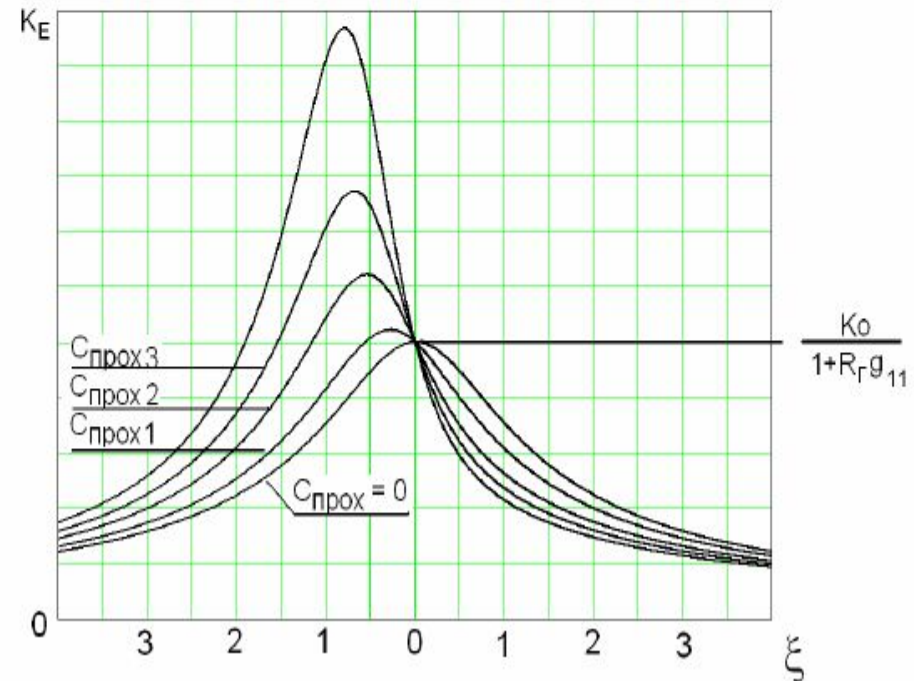


Рис.
12

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 ΔF не превышает 10...20%. Чем ближе k_y к единице, тем устойчивее усилитель

Если предшествующий каскад резонансный

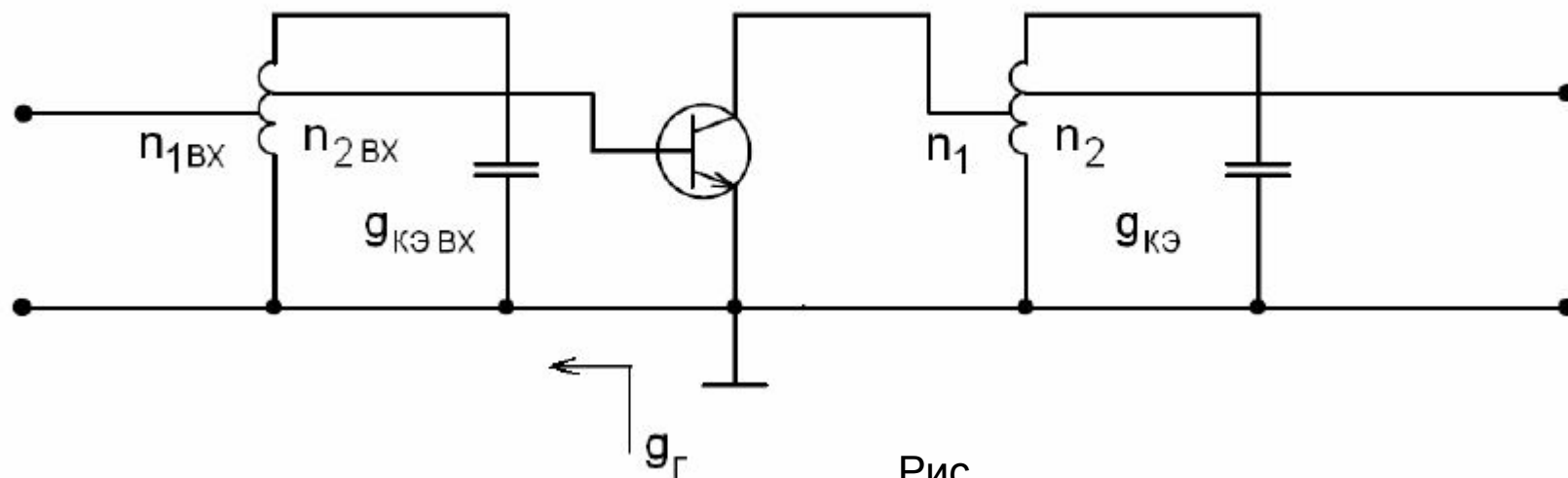


Рис.
13

$$g_{\Gamma} + g_{11} = \frac{g_{\text{КЭ ВХ}}}{n_{2 \text{ ВХ}}^2}$$

$$k_{\text{У}} = \frac{K_{\text{Е0 без ОС}}}{K_{\text{Е0}}} = \frac{G_{\text{Э1}} + n_1^2 G_{\text{ВХ.ОС}}}{G_{\text{Э1}}} = \frac{G_{\text{Э1}} + n_1^2 n_2^2 R_{\text{Э2}} |\dot{Y}_{12} \dot{Y}_{21}| \frac{\xi \sin \varphi}{1 + \xi^2}}{G_{\text{Э1}}} = 1 - \frac{1}{2} \frac{\omega C_{\text{ПРОХ}} Y_{21} n_{2 \text{ ВХ}}^2 n_1^2}{g_{\text{КЭ ВХ}} g_{\text{ВХ}}}$$

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

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 (рис. 14,
- Используют схемы с нейтрализацией внутренней ОС

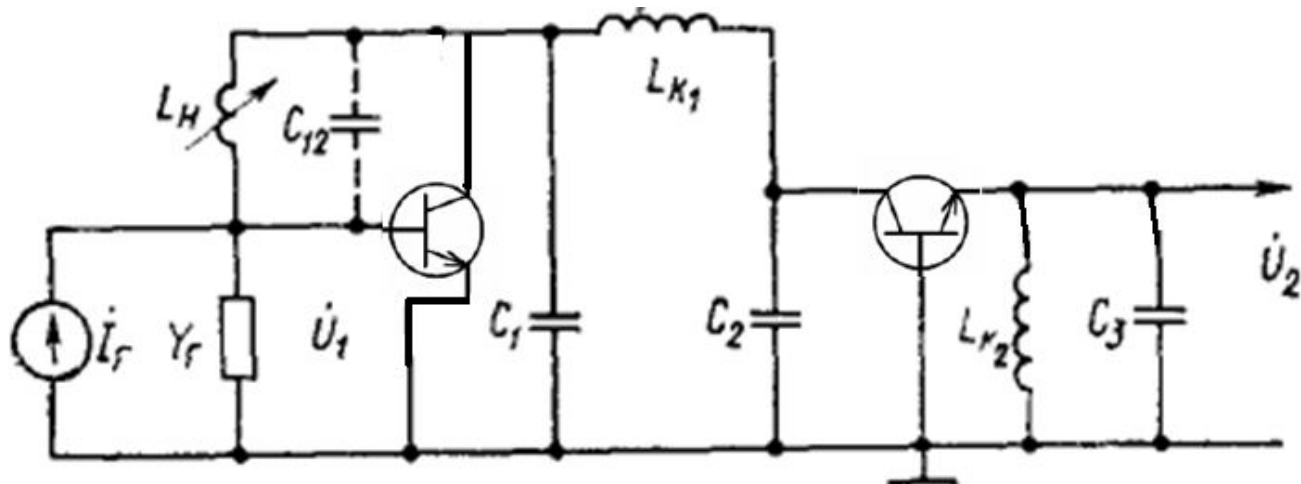


Рис.

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 (**каскадный усилитель**).

Первый каскад с коэффициентом $K_{уст} = 1$, а это устойчивость, второй – с ОБ, поэтому малое входное сопротивление и большой коэффициент усиления.

В некоторых случаях параллельно емкости C_{12} по переменному току подключают переменную индуктивность L_n для получения резонанса на несущей частоте.

В идеальном случае сопротивление параллельного контура ($L_n C_{12}$) равно бесконечности на частоте резонанса, чем устраняется передача выходного напряжения на вход первого каскада.

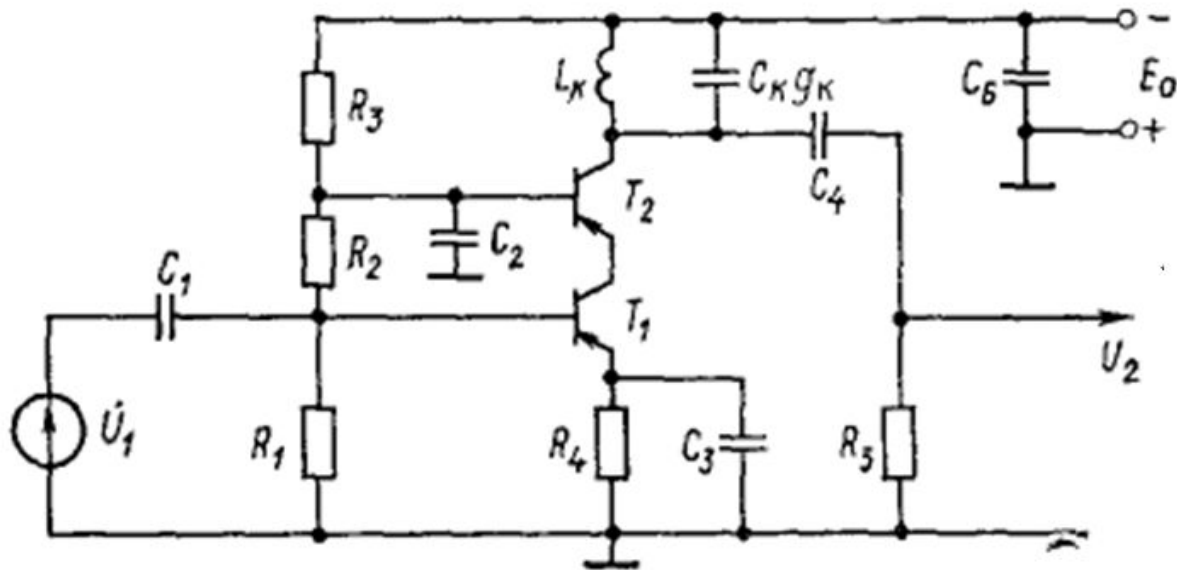


Рис.
15

Здесь резистор R_4 создает глубокую обратную связь по постоянному току.

Второй каскад по схеме ОБ. Потенциал с выхода коллектора АП₁ запирает Т2. Для компенсации этого запирающего в цепь базы Т2 вводится напряжение посредством делителя $R_1R_2R_3$. Нагрузкой второго каскада является контур L_kC_k с проводимостью g_k . Выходное напряжение U_2 снимается через разделительную цепь C_4R_5 .

Коэффициенты усиления каскадов: $K_{01} = \frac{Y_{21(1)}}{g_{\text{вх}2}}$ и $K_{02} = \frac{Y_{21(2)}}{g_k}$

Общий коэффициент усиления равен: $K_0 = K_{01}K_{02} = \frac{Y_{21(1)}g_k}{g_{\text{вх}2}Y_{21(1)}}$.

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

Тогда коэффициент усиления каскадного усилителя:

$$K_0 = \frac{Y_{21(1)}}{g_k}.$$

Активный прибор – составной транзистор ОЭ-ОБ. Для него

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

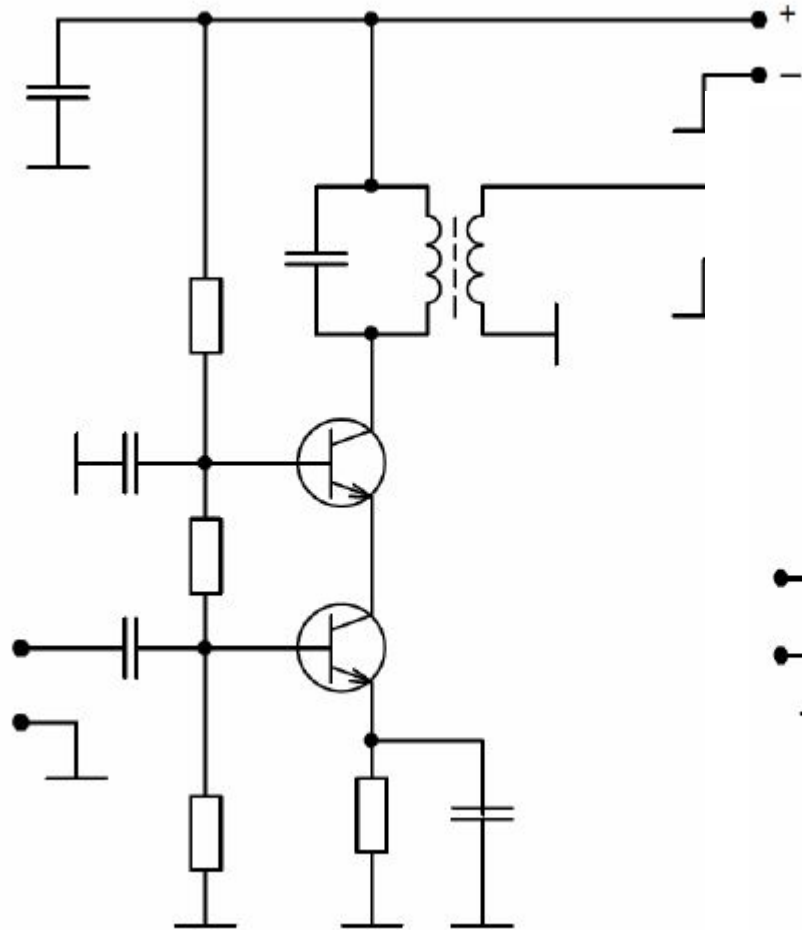


Рис.
16

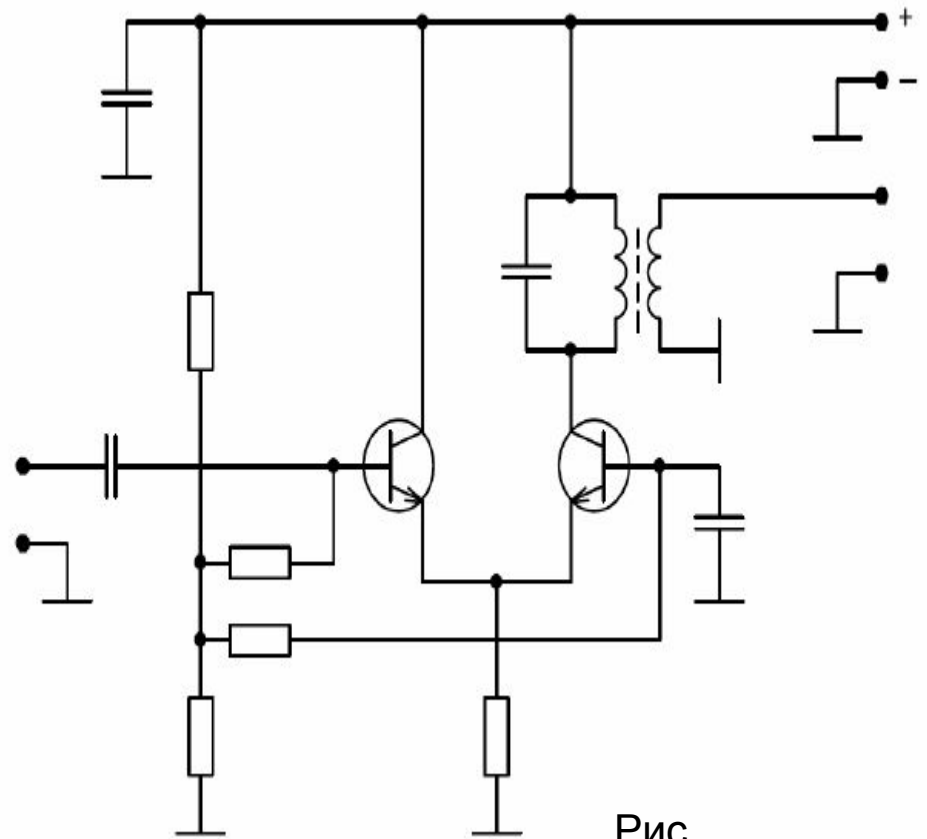


Рис.
17
Это дифференциальный неинвертирующий усилитель.

Схема с нейтрализацией внутренней ОС

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

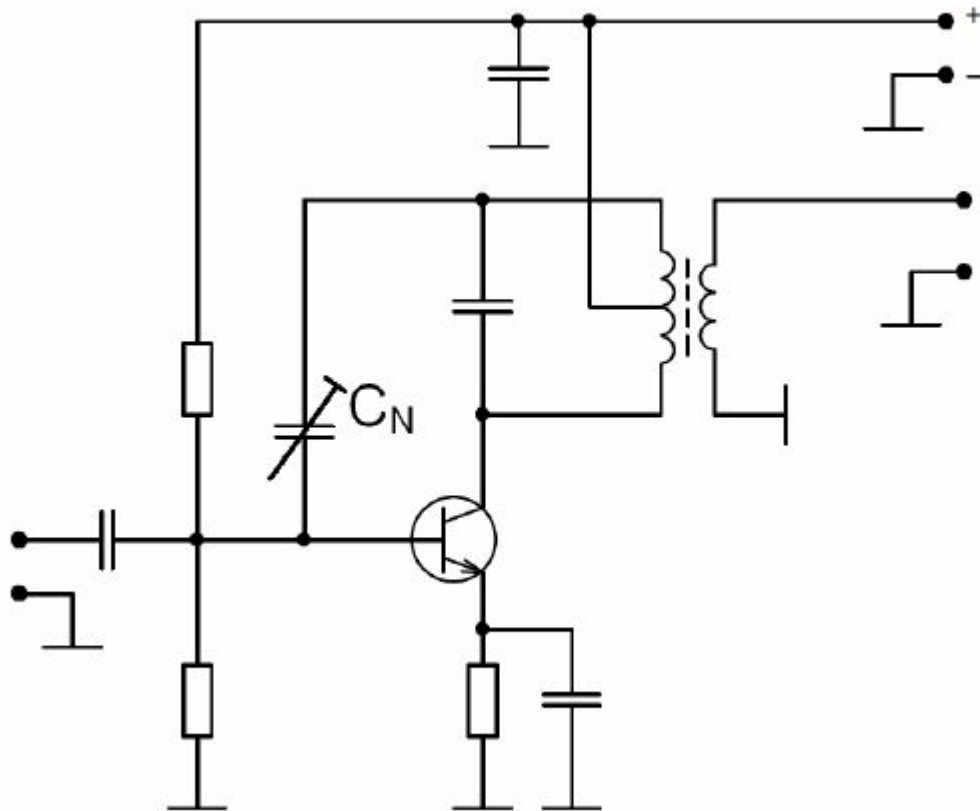


Рис.
18

The End