

Стабилизирующее влияние ООС на КУ и положение ИРТ

Рассмотрим усилительный тракт, охваченный ООС. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{12F} = \frac{K_{12}}{1 - T_{\text{вх}}(0)} + k_{12} .$$

Допустим, что $k_{12} = 0$ и представим петлевую передачу и исходный коэффициент усиления в виде произведения составляющих их коэффициентов передачи

$$K_{12F} = \frac{K_{13} K_{42} K_{34}}{1 - K_{45} K_{56} K_{63} K_{34}} .$$

Пусть все входящие в эту формулу коэффициенты частотно независимы.

Все коэффициенты, за исключением K_{34} формируются пассивными цепями, и поэтому высокостабильны. K_{34} – это коэффициент усиления, подверженный действию дестабилизирующих факторов.

Обозначим $\alpha = K_{13} K_{42}$ и $\beta = K_{45} K_{56} K_{63}$. Тогда

$$K_{12F} = \frac{\alpha K_{34}}{1 - \beta K_{34}} .$$

Выясним, насколько чувствителен оказывается коэффициент K_{12F} к изменениям коэффициента K_{34} . Для этого вычислим производную

$$\frac{dK_{12F}}{dK_{34}} = \frac{\alpha}{(1 - \beta K_{34})^2}$$

и перейдем к конечным приращениям

$$\Delta K_{12F} = \frac{\alpha \Delta K_{34}}{(1 - \beta K_{34})^2} = \frac{\Delta K_{12}}{(1 - \beta K_{34})^2} = \frac{\Delta K_{12}}{F^2} .$$

Величина в числителе есть не что иное, как изменения исходного коэффициента усиления, а знаменатель – квадрат глубины обратной связи.

Отрицательность обратной связи достигается инвертирующим характером основного усилительного тракта, что равносильно тому, что $K_{34} < 0$. Все остальные коэффициенты, входящие в формулу положительны.

При этом условии из последнего соотношения следует важный вывод: при охвате тракта отрицательной обратной связью коэффициент усиления уменьша-

ется в F раз, а его нестабильность (изменение) – в F^2 раз. То есть отрицательная обратная связь оказывает на коэффициент усиления стабилизирующее действие.

Кроме того, если $K_{34} \rightarrow -\infty$, то $K_{12F} \rightarrow -\frac{\alpha}{\beta}$ и вообще не зависит от свойств усилительного тракта, а определяется исключительно пассивными цепями, что широко используется в схемах с большим коэффициентом усиления.

Поскольку действие дестабилизирующих факторов на положение ИРТ можно рассматривать как изменение коэффициента передачи тока или напряжения по отношению к току или потенциалу, определяющему положение ИРТ, влияние обратной связи в отношении к действию дестабилизирующих факторов оказывается аналогичным тому влиянию, которое она оказывает на коэффициент усиления.

В частности схема стабилизации положения ИРТ с фиксированным током эмиттера (рис. 1а) есть схема с обратной связью.

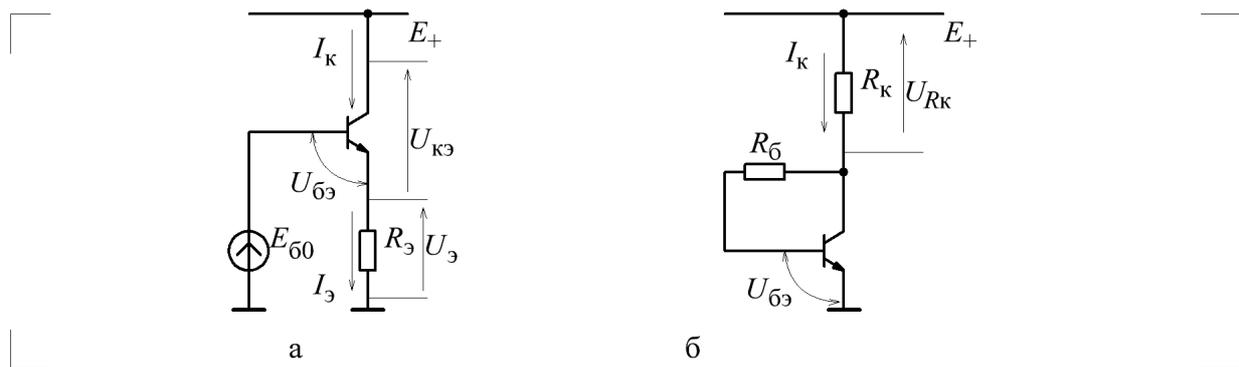


Рис. 1

Действительно, если в силу каких-либо причин изменился, например увеличился начальный ток коллектора, то это вызовет увеличение падения напряжения на эмиттерном резисторе, что при фиксированном потенциале базы вызовет уменьшение напряжения база-эмиттер. Это уменьшение окажет тормозящее действие на рост коллекторного тока. Эту цепочку причинно-следственных связей можно условно записать в виде

$$I_{\text{к}} \uparrow \Rightarrow U_{\text{э0}} \uparrow \Rightarrow U_{\text{бэ}} \downarrow \Rightarrow I_{\text{к}} \downarrow ,$$

где первое и последнее утверждения следует рассматривать не как взаимоисключающие и противоречащие друг другу, а как результат стабилизирующего действия соответствующего схемного построения.

Аналогично для схемы рис. 1б

$$I_{\text{к}} \uparrow \Rightarrow U_{\text{Rк}} \uparrow \Rightarrow U_{\text{кэ}} \downarrow \Rightarrow U_{\text{бэ}} \downarrow \Rightarrow I_{\text{к}} \downarrow ,$$

что также демонстрирует действие отрицательной обратной связи.

Рассмотренные 2 примера – это примеры внутрикаскадной обратной связи (так называемые местные обратные связи).

На рис. 2 представлены примеры 2-каскадных схем с отрицательными обратными связями, где обратная связь охватывает 2 каскада (так называемые общие обратные связи).

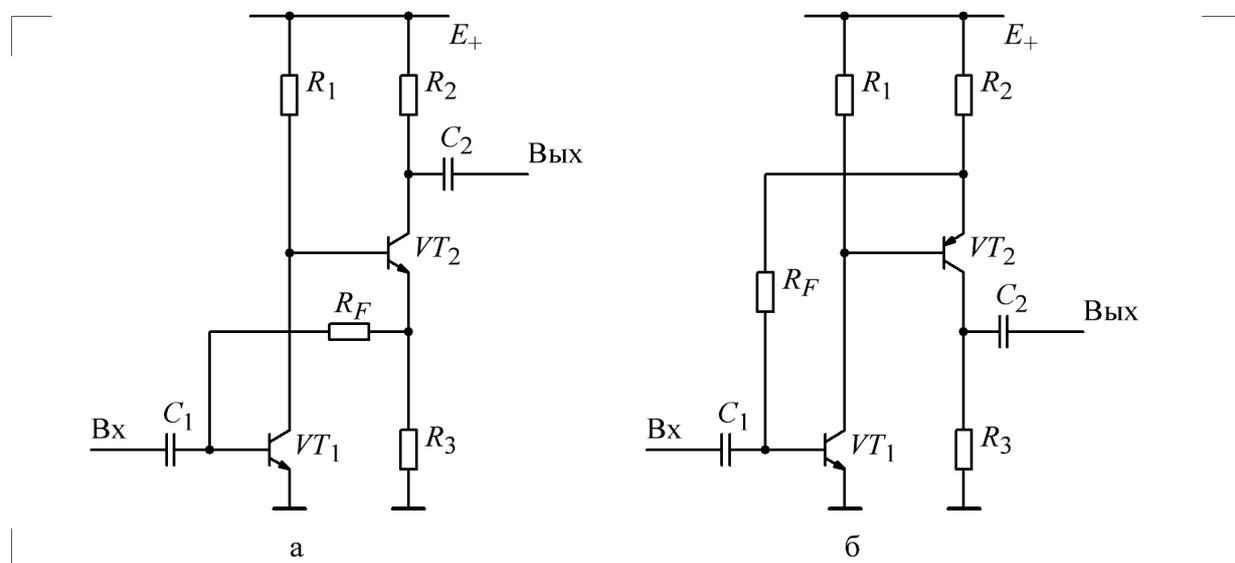


Рис. 2

На рис. 2а первый каскад – это схема ОЭ, ИРТ в которой устанавливается с помощью тока базы, задаваемого резистором R_F . Как было показано, такой способ установки положения ИРТ не обеспечивает устойчивости к действию дестабилизирующих факторов. Однако в данном случае базовый ток первого каскада определяется сигналом обратной связи, для которого 2 каскад включен по схеме ОК. Этим достигается стабилизация положения ИРТ как 1, так и 2 каскадов. Схема, изображенная на рис. 2б аналогична предыдущей, за тем исключением, что 2 каскад выполнен на транзисторе противоположного типа проводимости.

При охвате обратными связями многокаскадных трактов необходимо следить за тем, чтобы образующаяся петля была петлей отрицательной связи. При отсутствии частотно зависимых цепей, вносящих дополнительные фазовые сдвиги, отрицательность петли обратной связи достигается нечетным числом инверсий фазы сигнала по петле, то есть нечетным числом каскадов ОЭ. Такой каскад называется фазоинвертирующим. В схемах на рис. 1 и рис. 2 в петлю ОС включено по одному фазоинвертирующему каскаду, а в схемах на рис. 3 – по три.

Иногда используются многопетлевые ОС как это показано на рис. 3.

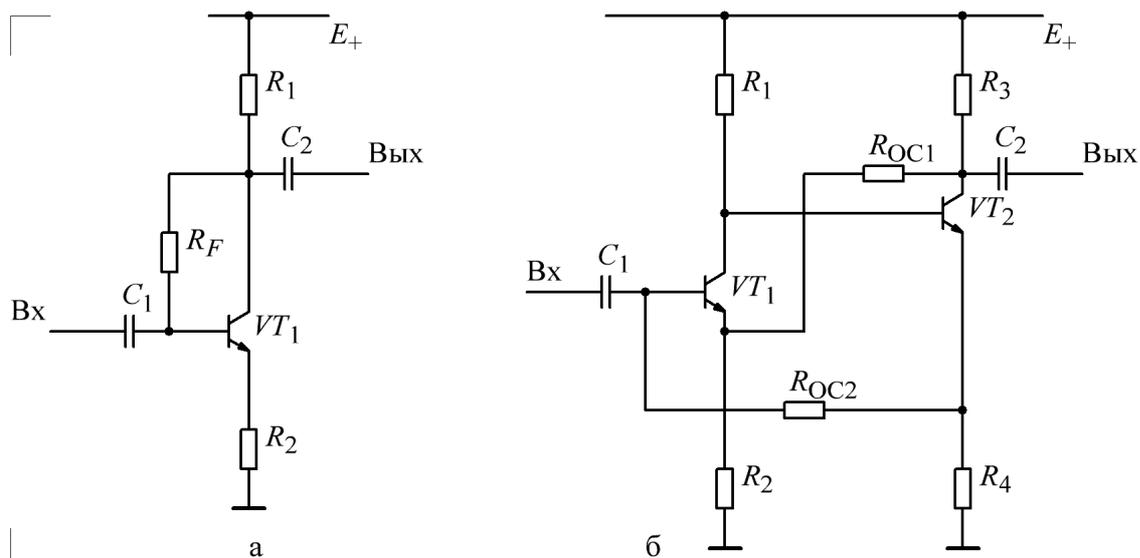


Рис. 3

На рис. 4 приведен пример 3-каскадного усилителя, охваченного петлей общей обратной связи через резистор R_F .

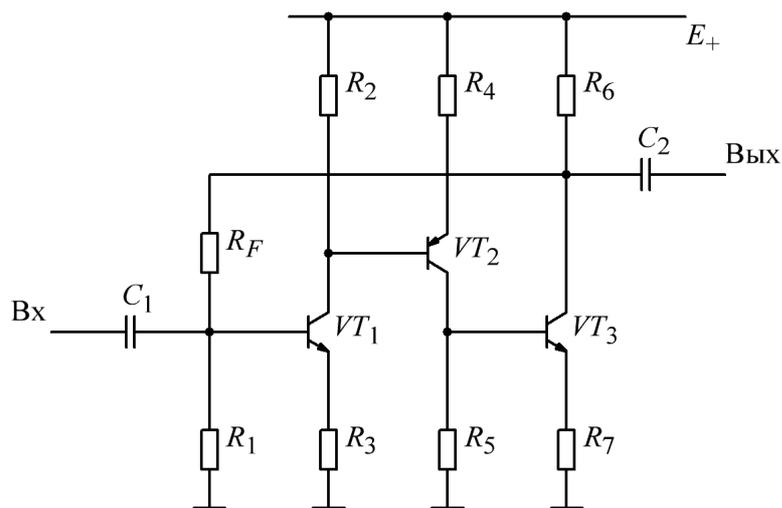


Рис. 4

Каждый каскад имеет внутрикаскадную обратную связь, образуемую за счет протекания токов через резисторы, включенные в цепи эмиттеров каждого каскада. Все каскады включены по схемам $OЭ_F$ с непосредственными связями между каскадами.

Рассмотрим пример усилительного каскада по схеме $OЭ$, в котором положение ИРТ и коэффициент усиления стабилизируется с помощью отрицательной обратной связи (рис. 5а).

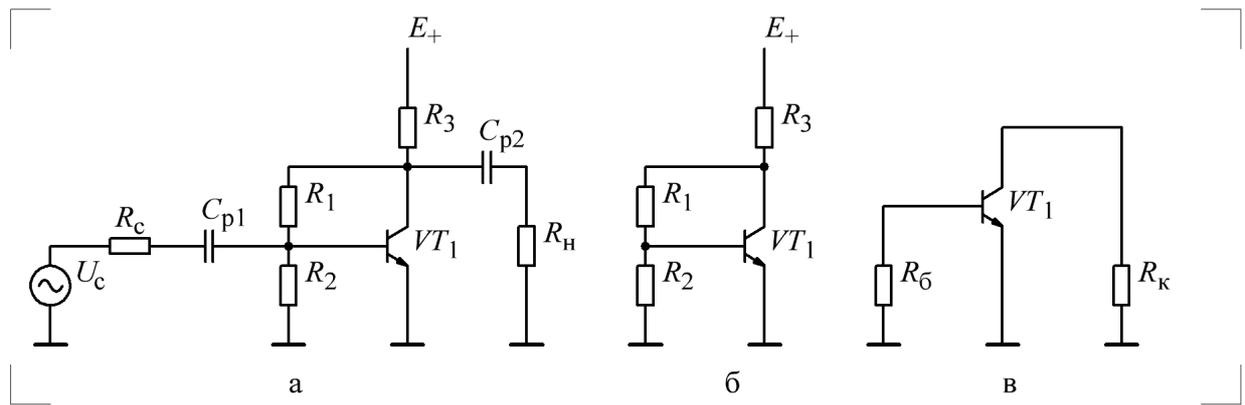


Рис. 5

От обычного каскада по схеме ОЭ эту схему отличает наличие отрицательной обратной связи, образованной резистором R_1 .

Пусть $R_1 = 2800 \text{ кОм}$, $R_2 = 700 \text{ Ом}$, $R_3 = 1000 \text{ Ом}$, а напряжение источника питания $E_+ = 9 \text{ В}$. При этих условиях $I_{к0} = 5 \text{ мА}$, $U_{кэ0} = 3,5 \text{ В}$. При $\beta = 100$ мало-сигнальные параметры транзистора равны

$$g_{21} = \frac{I_{к0}}{U_T} = 0,19 \frac{\text{А}}{\text{В}}, \quad g_{11} = \frac{g_{21}}{\beta} = 0,0019 \frac{\text{А}}{\text{В}}.$$

Полагаем, что $g_{22} = 0$ и $g_{12} = 0$.

На рис. 5б изображена та часть схемы, которая обеспечивает стабилизацию положения ИРТ на постоянном токе и которая представляет интерес для дальнейшего рассмотрения.

На рис. 5в представлена эквивалентная схема, используемая для анализа действия дестабилизирующих факторов, где $R_б$ и $R_к$ – эквивалентные сопротивления, внешние по отношению к выводам базы и эмиттера транзистора. Для их определения необходимо учесть обратную связь, образованную резисторами R_1, R_2 .

Если представить транзистор в виде его простейшей эквивалентной схемы на основе зависимого источника тока и учесть, что для сигнальных изменений, вызванных дестабилизирующими факторами, источник питания представляет собой короткое замыкание, то схема каскада может быть изображена, как показано на рис. 6.

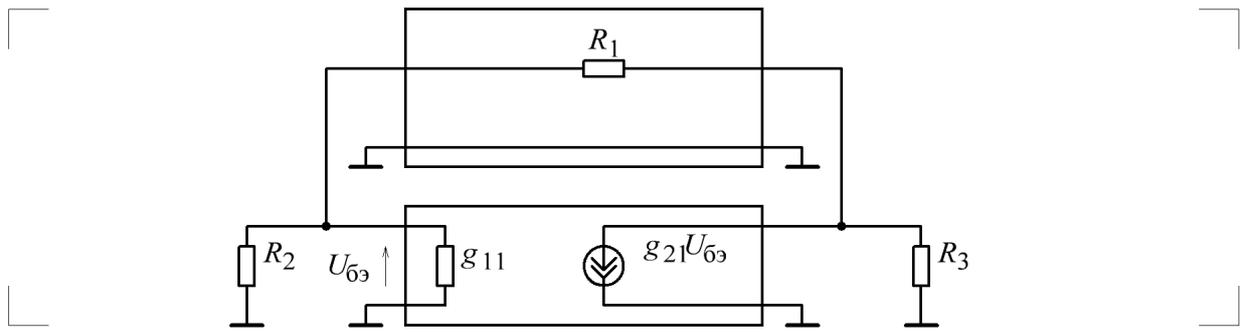


Рис. 6

Делая разрыв петли обратной связи на выходе каскада и подключая к точкам разрыва эквивалентные нагрузки с тестовым источником ЭДС, получим схему, представленную на рис. 7.

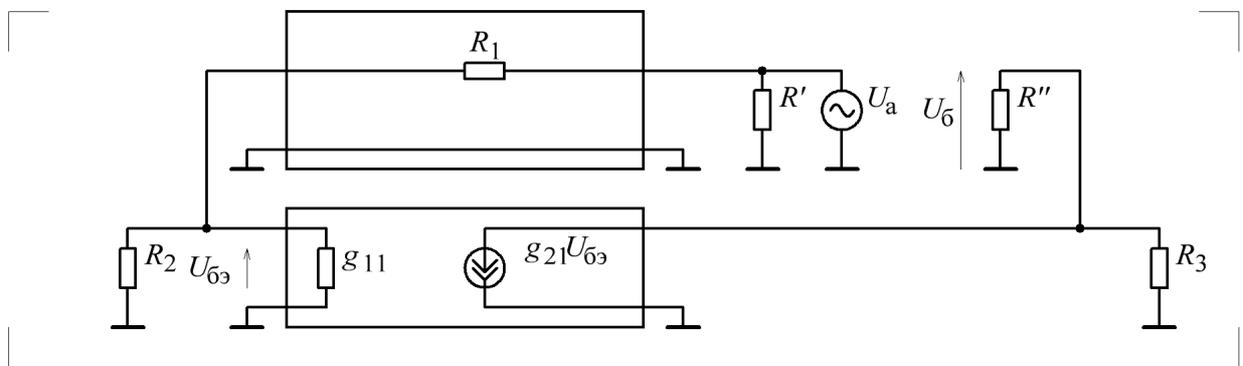


Рис. 7

Здесь $R' = R_3 = 1000 \text{ Ом}$, $R'' = R_1 + R_2 \parallel R_{\text{вых0э}} = R_1 + R_2 \parallel 1/g_{11} = 3100 \text{ Ом}$.

Из этой схемы можно определить эквивалентные сопротивления $R_б$ и $R_к$ для схемы рис. 5в. $R_б = R_2 \parallel (R_1 + R') = 740 \text{ Ом}$, $R_к = R_3 \parallel R'' = 750 \text{ Ом}$.

При таких нагрузках на выводах транзистора нестабильность коллекторного тока, вызванного, например, изменениями номинального напряжения база-эмиттер в пределах $\Delta U_{бэ0}$ будет равна

$$\Delta I_{к0} = \frac{\Delta U_{бэ} g_{21}}{1 + g_{11} R_б + g_{21} R_к} = \frac{\Delta U_{бэ} g_{21}}{1 + g_{11} R_б} = \pm 7,9 \text{ мА} .$$

Рассмотрим, в какой степени повлияет на нестабильность коллекторного тока замыкание петли обратной связи. Поскольку в рамках используемой модели транзистора коллекторный ток формируется зависимым источником тока $g_{21} U_{бэ}$, то источник нестабильности тока можно рассматривать как эквивалентный источник ЭДС $\Delta U_{\text{эКВ}}$, включенный последовательно с R_2 и создающий в данной схеме изменения $\Delta U_{бэ0} = \pm 0,1 \text{ В}$ (рис. 8).

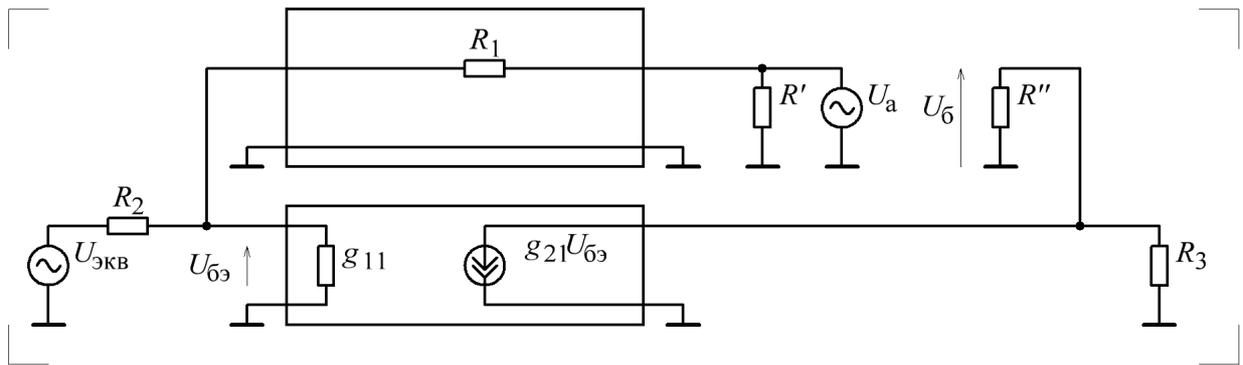


Рис. 8

По отношению к этому источнику можно вычислить петлевую передачу

$$T_{\text{вх}}(0) = \frac{R_2 \parallel 1/g_{21}}{R_1 + R_2 \parallel 1/g_{21}} \cdot (-g_{21} \cdot (R_3 \parallel R'')) = -0,1 \cdot 14,3 = -14,3 \text{ .}$$

Считая, что искомый коэффициент передачи – это коэффициент передачи от источника нестабильности $\Delta U_{\text{эКВ}}$ к коллекторному напряжению $\Delta U_{\text{к}}$, а также учитывая, что $\Delta I_{\text{к}} = \Delta U_{\text{к}} / (R_3 \parallel R'')$, получаем

$$\Delta I_{\text{кF}} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{1 + T_{\text{вх}}(0)} = \frac{\pm 7,9 \text{ мА}}{1 + 14,3} = \pm 0,5 \text{ мА} \text{ .}$$

Как видно результирующая нестабильность коллекторного тока составляет величину, на порядок меньшую номинального значения тока коллектора $I_{\text{к0}} = 5 \text{ мА}$, что вполне допустимо для работы.