

## Схемотехника окончных каскадов усиления

В данном разделе рассмотрим ряд практических схем выходных каскадов и их связи с предоконечными каскадами.

В выходных каскадах иногда затруднительно применять схему стабилизации положения ИРТ с фиксированным током эмиттера, поскольку протекание большого эмиттерного тока через токозадающий эмиттерный резистор создает большие потери мощности источника питания.

В простейшем случае можно использовать резистивный делитель в цепи базы (рис. 1а).

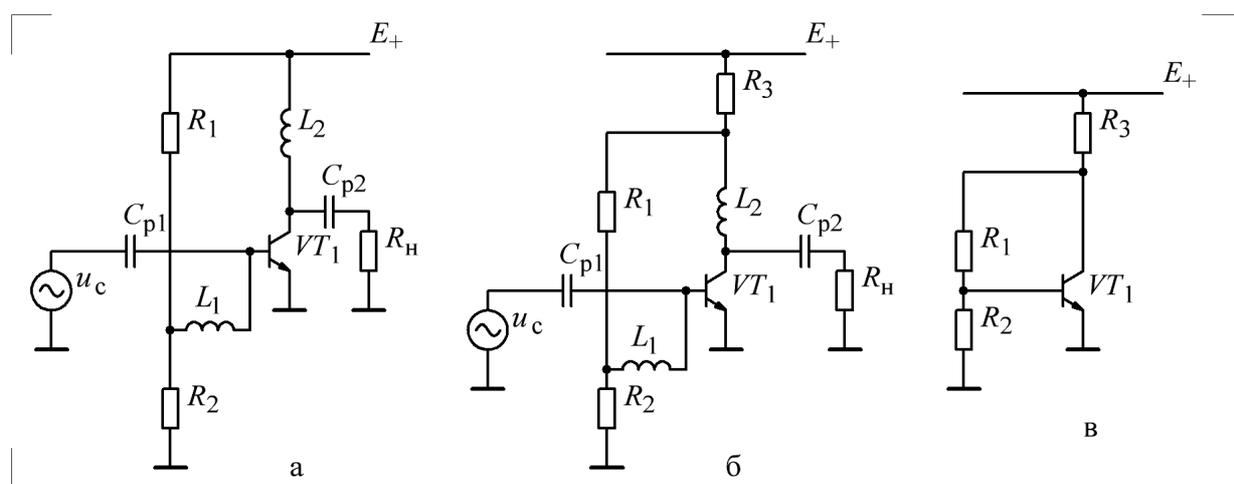


Рис. 1

Как было показано ранее, такое построение схемы не обеспечивает температурной стабильности положения ИРТ. Для повышения температурной стабильности иногда используется отрицательная обратная связь по постоянному току (рис. 1б), эквивалентная схема на постоянном токе для которой приведена на рис. 1в.

К сожалению, протекание коллекторного тока через резистор  $R_K$  создает потери мощности тем большие, чем больше глубина обратной связи, т. е. чем больше температурная стабильность.

Для снижения этих потерь сопротивление коллекторного резистора уменьшают, а глубина обратной связи увеличивается введением дополнительного маломощного усилителя постоянного тока в петлю регулирования тока (рис. 2а).

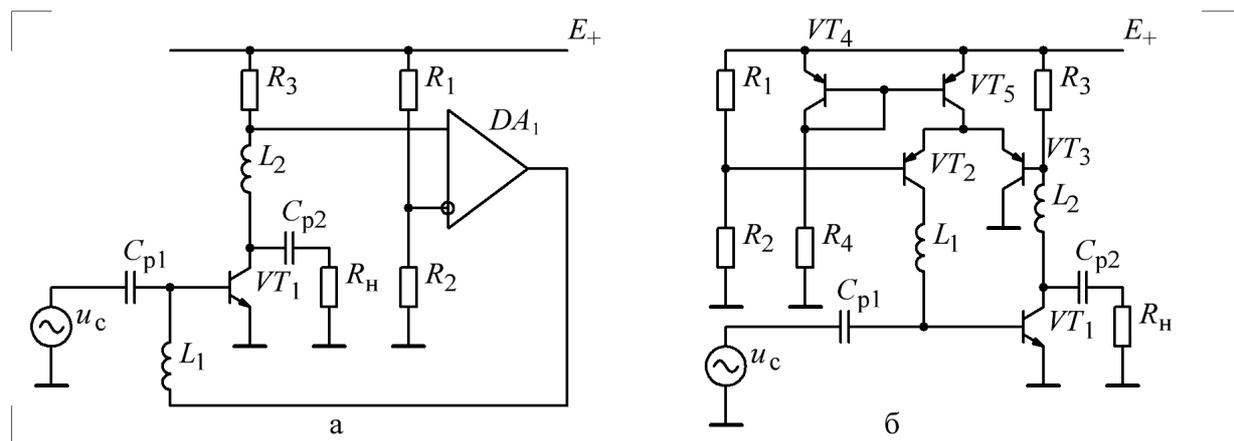


Рис. 2

Здесь опорное напряжение дифференциального усилителя относительно напряжения питания, формируемое резистивным делителем напряжения, определяет падение напряжения на  $R_3$ , а следовательно и коллекторный ток. Это обеспечивается петлей отрицательной обратной связи, которая создает такое напряжение на базе транзистора, чтобы напряжение между входами дифференциального усилителя было близко к нулю, причем делает это тем лучше, чем больше коэффициент петлевой передачи.

В качестве дифференциального усилителя с большим коэффициентом усиления можно использовать операционный усилитель или схемы на дискретных компонентах, пример которой приведен на рис. 2б. В последней схеме дифференциальный усилитель образован парой транзисторов  $VT_2, VT_3$ , а транзисторы  $VT_4, VT_5$  представляют собой токовое зеркало для создания высокостабильного тока эмиттеров транзисторов дифференциального каскада.

Двухтактные каскады могут строиться по схемам ОЭ или ОК. Если транзисторы включаются по схемам ОЭ, то наиболее просто двухтактные схемы формируются с помощью трансформаторов (рис. 3а), причем от величины начального смещения зависит класс работы транзисторов "А", "В" или "АВ". Наиболее простая схема получается при нулевом смещении, в этом случае транзисторы работают в классе "С" (рис. 3б).

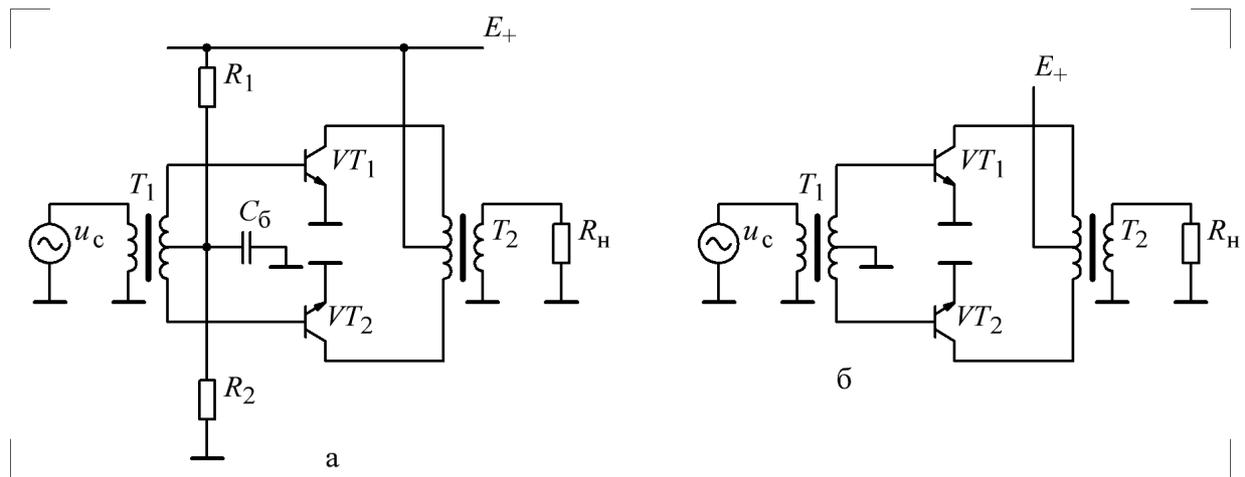


Рис. 3

При включении транзисторов по схеме ОК целесообразно использовать транзисторы противоположного типа проводимости. Для обеспечения работы в классе "С" смещение может отсутствовать, и схема выходного каскада оказывается предельно простой (рис. 4а).

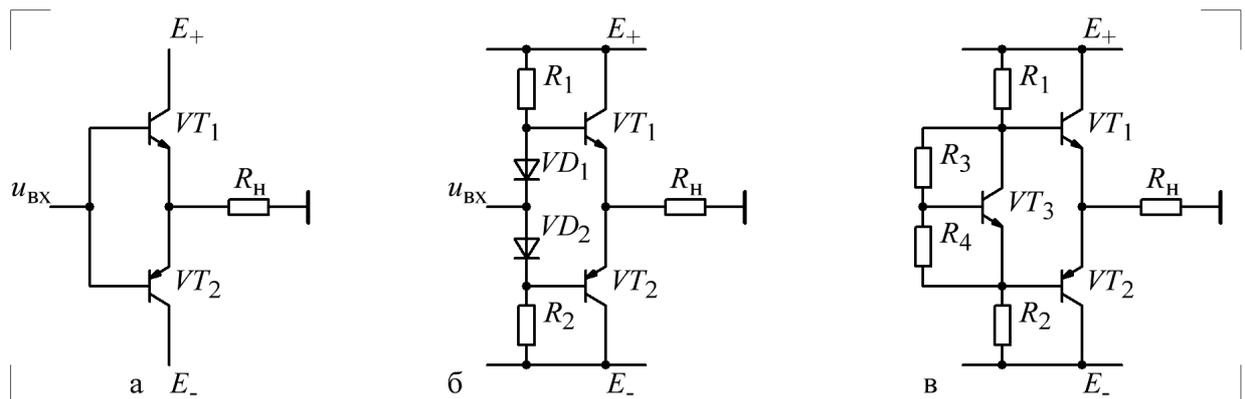


Рис. 4

Для обеспечения работы в классе "В" к базам транзисторов следует приложить напряжение, равное порогу открывания, т. е. напряжение прямо смещенного  $p-n$ -перехода. Наиболее просто это можно сделать с помощью открытых диодов по схеме, изображенной на рис. 4б. В этой схеме резисторы обеспечивают протекание через диоды прямого тока. Если требуется меньшее открывающее напряжение, то можно использовать один диод или транзисторный 2-полюсник по схеме рис. 4в.

На рис. 5 для рассмотренных схем выходных каскадов представлены варианты связи с предоконечными каскадами.

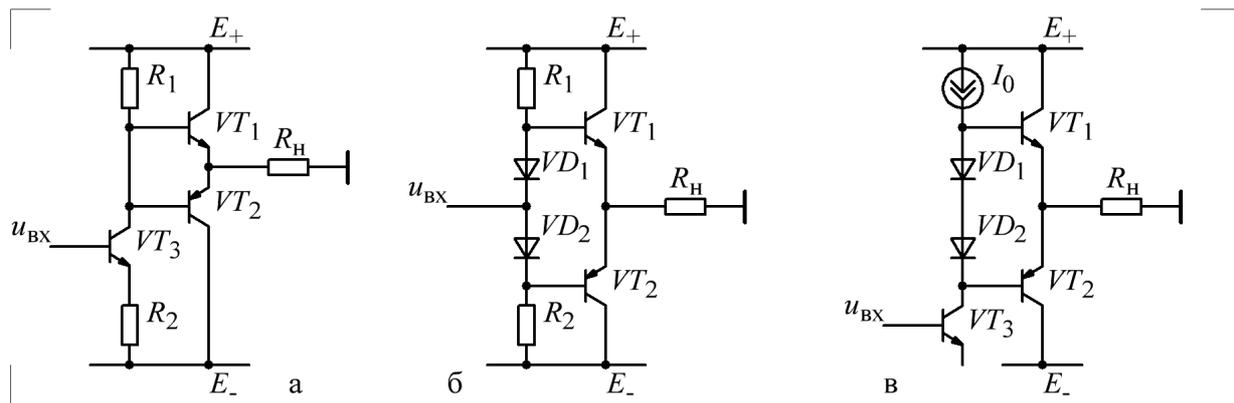


Рис. 5

В 1 и 3 схемах предоконечный каскад работает в схеме ОЭ, причем в схеме рис. 5в нагрузкой его помимо входа оконечного каскада является генератор стабильного тока  $I_0$ . Такое построение повышает коэффициент усиления предоконечного каскада.

Для линеаризации оконечного усилителя его охватывают петлями местной (охватывающей один каскад) или общей (охватывающей несколько каскадов, включая предварительные) отрицательной обратной связи.

На рис. 6 приведен пример схемы усилителя, охваченного петлей общей обратной связи.

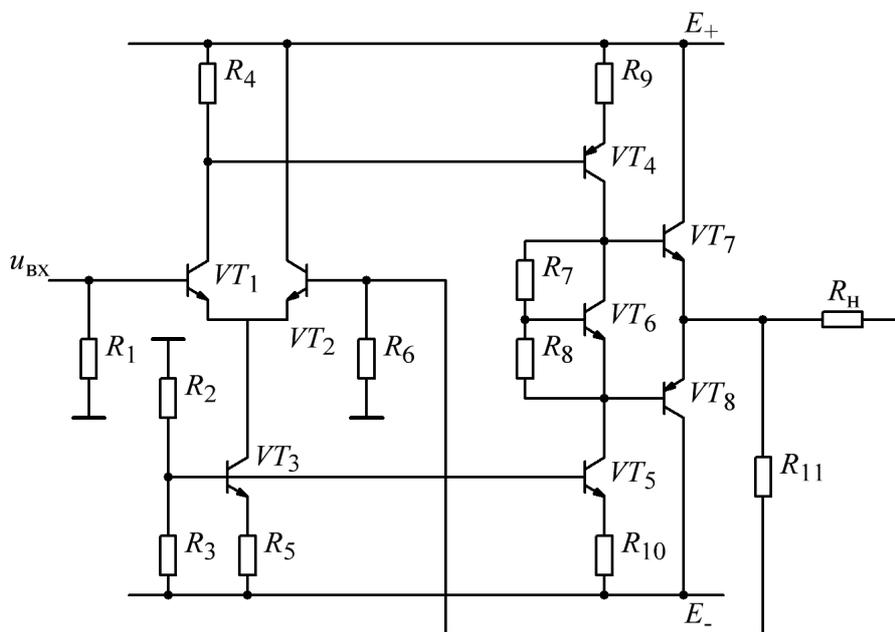


Рис. 6

В этой схеме транзисторы  $VT_1, VT_2$  образуют дифференциальный усилительный каскад, в эмиттерной цепи которого установлен генератор стабильного тока на транзисторе  $VT_3$ . С выхода входного дифференциального усилителя

сигнал поступает на каскад промежуточного усиления (транзистор  $VT_4$ , включенный по схеме ОЭ). Для повышения коэффициента усиления в коллекторной цепи этого транзистора установлен генератор стабильного тока на транзисторе  $VT_5$ . Оконечный каскад выполнен по двухтактной схеме на транзисторах  $VT_7$ ,  $VT_8$  с противоположным типом проводимости, включенных по схеме ОК. Эти транзисторы работают с небольшими открывающими напряжениями на базах, меньшими порога открывания, т. е. в классе "С". Открывающие напряжения формируются транзисторным 2-полюсником на транзисторе  $VT_6$ . Для снижения нелинейных искажений, вносимых транзисторами, работающими в классе "С", используется глубокая общая обратная связь, которая связывает выход усилителя с одним из входов входного дифференциального каскада. Легко убедиться, что по отношению к сигналу обратной связи усилитель в целом является инвертирующим, т. е. обратная связь отрицательна.

В схеме использовано двуполярное питание, поэтому разделительные конденсаторы в цепи источника сигнала и нагрузки не установлены.

Особенностью оконченных каскадов является то обстоятельство, что на транзисторах может выделяться значительная мощность, приводящая к нагреву кристаллов. Опасность этого явления заключается в образовании положительной тепловой обратной связи. Действительно, пусть на базе транзистора имеется начальное открывающее напряжение, и через транзистор протекает некоторый начальный коллекторный ток. Вследствие нагрева транзистора входная ВАХ транзистора смещается влево, что приведет к увеличению тока базы, а, следовательно, и тока коллектора. Увеличение тока коллектора приведет к еще большему нагреву и т. д.

Для предотвращения этого явления необходимо применять специальные меры. На рис. 7 приведены примеры борьбы с положительной тепловой обратной связью, основанные на местных отрицательных электрических связях.

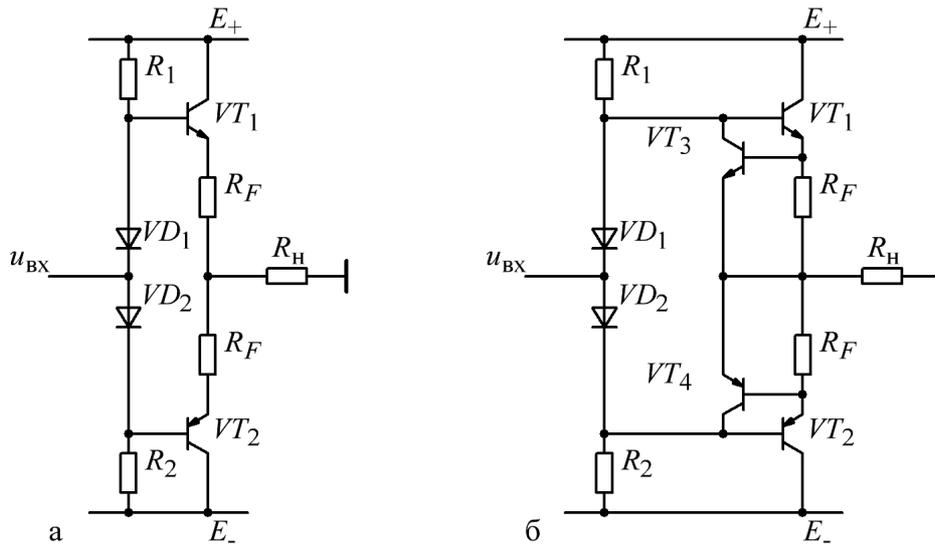


Рис. 7

В обеих схемах в эмиттерные цепи установлены дополнительные резисторы, падение напряжения на которых пропорционально протекающему току. Увеличение падения напряжения на резисторах приводит к уменьшению открывающих напряжения на базах транзисторов и стабилизации режима.

Во второй из схем в цепи электрических обратных связей установлены дополнительные усилительные элементы, увеличивающие петлевые коэффициенты передачи. За счет этого можно уменьшить сопротивления резисторов в эмиттерных цепях выходных транзисторов, а, следовательно, и потери мощности полезного сигнала.

В схеме рис. 8 применена другая идея термостабилизации – тепловая отрицательная обратная связь.

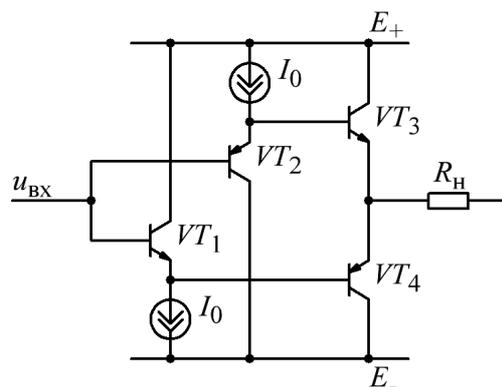


Рис. 8

Здесь транзисторные пары  $VT_2, VT_3$  и  $VT_1, VT_4$  имеют тепловой контакт. В результате нагрев выходного транзистора (например  $VT_3$ ) приводит к нагреву связанного с ним транзистора  $VT_2$ . Напряжение  $U_{бэ0}$  этого транзистора падает,

что снижает ток коллектора транзистора  $VT_3$ .

Подобное решение находит применение в частности в интегральной схемотехнике, где транзисторы расположены на одной подложке, и между ними имеется тепловой контакт.

На схемотехнику оконечных каскадов оказывает влияние еще одно обстоятельство. Мощные транзисторы оконечных каскадов, как правило, обладают невысоким значением коэффициента передачи тока базы. Для его повышения применяют так называемые составные транзисторы, схемы которых приведены на рис. 9.

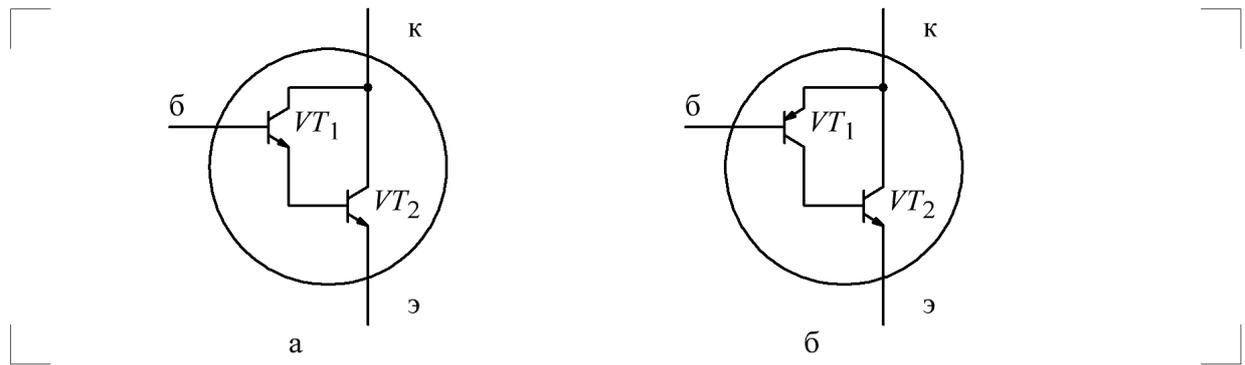


Рис. 9

На левом рисунке показан составной транзистор  $n-p-n$ -типа. Для этой схемы справедливы соотношения:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{э}1} &= I_{\text{б}2} = \beta_1 I_{\text{б}1}, \\
 I_{\text{э}2} &= \beta_2 I_{\text{б}2} = \beta_1 \beta_2 I_{\text{б}1}, \\
 \beta_{\Sigma} &= \beta_1 \beta_2, \\
 U_{\text{бэ}0\Sigma} &= 2 U_{\text{бэ}0}.
 \end{aligned}$$

На правом рисунке показан составной транзистор  $p-n-p$ -типа. Основу его составляет мощный транзистор с проводимостью  $n-p-n$ , поскольку такие структуры удобнее формировать технологически. Для этой схемы справедливы следующие соотношения:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{б}2} &= I_{\text{к}1} = \beta_1 I_{\text{б}1}, \\
 I_{\text{э}2} &= \beta_2 I_{\text{б}2} = \beta_1 \beta_2 I_{\text{б}1}, \\
 \beta_{\Sigma} &= \beta_1 \beta_2, \\
 U_{\text{бэ}0\Sigma} &= U_{\text{бэ}0}.
 \end{aligned}$$

Как видно, в обоих случаях коэффициент передачи тока является произведением коэффициентов двух транзисторов, который для маломощного транзистора может быть значительным.

Необходимо обратить внимание на различие начальных напряжений база-

эмиттер.