

Ответвление тока

Равенство токов резисторов нагрузки дифференциальной пары не означает еще равенства токов коллекторов. Должна быть оценена доля тока, ответвляющаяся в последующую часть схемы.

Нередко величина ответвляющегося тока более всего зависит от внешней нагрузки, и от уровня входного сигнала. Значит, анализ должен быть проведен для всего диапазона возможных изменений упомянутых величин.

Парадокс «выходного сопротивления»

Для многих привычно, впрочем, что величина дифференциального параметра $dU_{\text{ВЫХ}} / dI_{\text{Н}}$ как раз и должна характеризовать влияние тока нагрузки на точность схемы.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Ну, конечно, это же выходное сопротивление.

То есть требуется вроде бы провести его расчет.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Это сложно?

Не очень. Надо оценить величину крутизны прямой передачи усилительной схемы $S_y = |dU_{\text{ВЫХ}} / dI_{\text{ВХ}}|$ (при этом схема считается работающей на короткозамкнутую нагрузку).

Сейчас я продемонстрирую один фокус. Рассмотрим схему рис. 8.2, для нее крутизна:

$$S_y = \left| \frac{dI_{\text{Э2}}}{dU_{\text{БЭ1}}} \right|$$

(входы дифференциального усилителя — это эмиттер и база VT1).

Глядя на схему, развернем цепочку формул:

$$dI_{\text{Э2}} = h_{21\text{Э2}} dI_{\text{Б2}};$$

$$dI_{\text{Б2}} = dI_{\text{Р1}} - dI_{\text{К1}};$$

$$dI_{\text{Р1}} = -dU_{\text{БЭ2}} / R1 = -dI_{\text{Э2}} / S_2 R1;$$

$$dI_{\text{К1}} = S_1 dU_{\text{БЭ1}}.$$

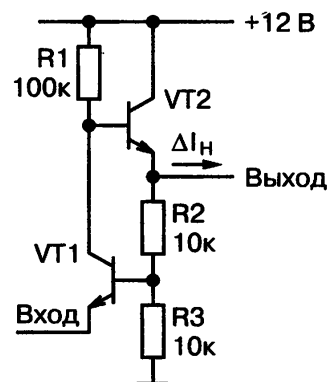


Рис. 8.2. Выходное сопротивление имеет смысл лишь для малых изменений тока нагрузки

Отсюда без труда получается:

$$S_y = \frac{S_1 h_{21\Theta 2}}{\frac{h_{21\Theta 2}}{S_2 R_1} + 1}.$$

Зачем мы вычисляли S_y ? Потому что с этой величиной прямо связано искомое выходное сопротивление:

$$\frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}} = S_y \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dU_{\text{ВЫХ}}},$$

где $dU_{\text{ВХ}} / dU_{\text{ВЫХ}}$ имеет смысл коэффициента передачи напряжения с выхода на вход по цепи обратной связи. Например, для рис. 8.2 он равен $R_3 / (R_2 + R_3)$. Следовательно:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{1 + \frac{h_{21\Theta 2}}{S_2 R_1}}{S_1 h_{21\Theta 2}} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3}. \quad (8.2)$$

Полагая $U_{\text{ВЫХ}} = 5 \text{ В}$, без труда определим токи транзисторов (без внешней нагрузки): $I_{K2} = 0,25 \text{ мА}$, $I_{K1} = 0,065 \text{ мА}$. Это дает значения дифференциальных параметров транзисторов: $S_2 = 10 \text{ мА/В}$, $S_1 = 2,6 \text{ мА/В}$. Считая, что $h_{21\Theta} = 40$ для $VT2$, из (8.2) получается: $R_{\text{ВЫХ}} = 20 \text{ Ом}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Громоздко... Но в общем-то понятно.

Теперь можно смело взяться за оценку влияния нагрузки на выходное напряжение. Скажем, при появлении тока нагрузки величиной 5 мА — насколько снизится $U_{\text{ВЫХ}}$?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Это ясно: на $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta I_{\text{Н}} R_{\text{ВЫХ}} = 0,1 \text{ В}$.

А теперь прикиньте, как изменятся режимы в схеме при $I_{\text{Н}} = 5 \text{ мА}$: ток базы $VT2$ возрастет до 125 мА , $VT1$ закроется, напряжение на выходе упадет практически до нуля!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Вот это сюрприз...

Данный шокирующий пример того, что линейная модель оказывается полностью неадекватной — отнюдь не последний в этом Шаге.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Значит, мы зря потратили время на математические упражнения...*

Пожалуй. Впрочем, анализ выходного сопротивления схемной структуры может оказаться небесполезным, если применить его там, где линейная модель действует. А именно, соотношением для $R_{ВЫХ}$ удобно воспользоваться в целях проверки на возможность самовозбуждения.

8.2. Устойчивость схем с ООС

Комплексный коэффициент передачи тока

Было бы слишком смелым утверждать, что задача анализа устойчивости проста. Мы здесь лишь попытаемся разобраться в существе явлений.

Возможную неустойчивость схем с обратной связью удобно интерпретировать как раз через ее дифференциальное выходное сопротивление, обратно пропорциональное крутизне усилителя — имея в виду частотную зависимость этого параметра. Учитывать здесь практически приходится лишь коэффициент передачи тока базы — самый зависимый от частоты параметр.

Говоря языком теоретической электротехники, коэффициент передачи тока базы является не действительной, а комплексной величиной. В весьма высокой степени справедливо:

$$\bar{h}_{21Э} = \frac{h_{21Э}}{1 + jf / f_{\beta}}, \quad (8.3)$$

где в числителе — статическое значение параметра, а относительно f_{β} будет сказано ниже.

Анализ ДУ на устойчивость начинается с того, что в соотношение для выходного сопротивления подставляют комплексные коэффициенты передачи тока, зависящие от частоты. Например, к рассмотренной ранее схеме (рис. 8.2), для которой формула для $R_{ВЫХ}$ (8.2) уже получена, мы теперь запишем:

$$\bar{Z}_{ВЫХ} = \frac{\frac{\bar{h}_{21Э2}}{S_2 R1} + 1}{S_1 \bar{h}_{21Э2}}.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А куда же подевались R_2 и R_3 ?

Для упрощения примем $R_2 = 0$ (превратим масштабный усилитель в повторитель, см. рис. 8.3, а). Вы простите мне желание не загромождать суть дела добавочными коэффициентами?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Охотно.

Далее:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{\text{ВЫХ}} &= \frac{\left[\frac{h_{21\Omega 2}}{S_2 R_1 (1 + jf / f_{\beta 2})} + 1 \right] \cdot (1 + jf / f_{\beta 2})}{S_1 h_{21\Omega 2}} = \\ &= \frac{1}{S_1 h_{21\Omega 2}} + \frac{1}{S_1 S_2 R_1} + \frac{jf}{f_{\beta 2} S_1 h_{21\Omega 2}}. \end{aligned} \quad (8.3)$$

Потенциальная неустойчивость

Для того чтобы схема с общей обратной связью самовозбудилась, нужно, чтобы выполнились сразу несколько условий.

Во-первых, активная часть выходного сопротивления должна быть отрицательной. На тех частотах, где это происходит, схема становится потенциально неустойчивой.

Во-вторых, на одной из частот в диапазоне потенциальной неустойчивости реактивные составляющие выходной проводимости и проводимости нагрузки должны скомпенсироваться (сумма равна нулю). Эта точка и соответствует возможной частоте генерации.

В-третьих, активная проводимость (положительная) нагрузки на этой частоте должна оказаться меньше абсолютной величины отрицательной выходной проводимости схемы (то есть сумма — отрицательной).

Теперь совершенно ясно, что ДУ, который мы анализировали (рис. 8.3, а), устойчив всегда: актив-

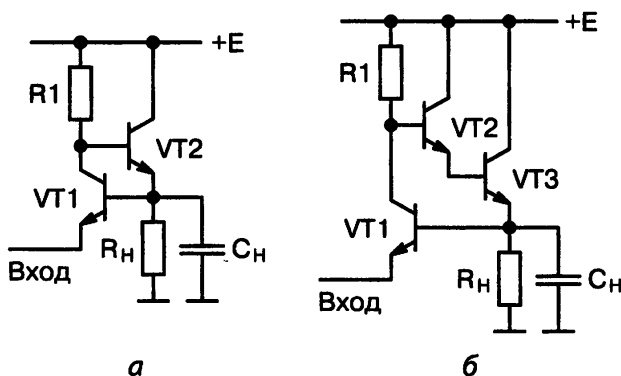


Рис. 8.3. Устойчивый повторитель (а) при добавлении транзистора превращается в потенциально неустойчивый (б)

ная составляющая $Z_{\text{вых}}$, то есть первые два слагаемых (8.3), положительна.

Однако рассмотрим похожую конфигурацию с составным транзистором на выходе (рис. 8.3, б).

Приняв, для упрощения выкладок, что транзисторы $VT2$ и $VT3$ одинаковы ($f_{\beta 2} = f_{\beta 3}$), мы, без особого дополнительного анализа, исходим из прежнего выражения для выходного сопротивления. Только заменим в нем, по понятным причинам, $\bar{h}_{21\Omega 2}$ на $\bar{h}_{21\Omega 2} \cdot \bar{h}_{21\Omega 3}$, а S_2 на $0,5S_2$. Тогда:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{\text{ВЫХ}} &= \frac{\left[\frac{h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}}{0,5S_2 R_1 (1 + jf / f_{\beta 2})^2} + 1 \right] \cdot (1 + jf / f_{\beta 2})^2}{S_1 h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}} = \\ &= \frac{1}{S_1 h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}} + \frac{2}{S_1 S_2 R_1} - \frac{f^2}{f_{\beta 2}^2 S_1 h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}} + \frac{2jf}{f_{\beta 2} S_1 h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}}. \quad (8.4) \end{aligned}$$

«Незначительная» доработка схемы существенно изменила ее свойства: с повышением частоты активная часть выходного сопротивления (первые три члена) непременно станет отрицательной!

Легко увидеть, что это случится, во всяком случае, при $f > f_{\beta 2}$. А значит, применение транзисторов с лучшими частотными свойствами расширит диапазон устойчивости, и дальше мы увидим, чем это полезно.

Далее, из (8.4) видно, что реактивная составляющая $\bar{Z}_{\text{ВЫХ}}$ (последний член) имеет индуктивный характер. Следовательно, опасна емкостная нагрузка.

Реальная неустойчивость

Наша новая схемная структура стала потенциально неустойчивой.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Что значит — потенциально? Будет ли самовозбуждение в действительности?*

Чтобы это узнать, придется получить выражение для обратной величины: комплексной выходной проводимости $1/\bar{Z}_{\text{ВЫХ}}$, выделив действительную и мнимую части.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Погодите: так ведь выходное сопротивление это величина, обратная крутизне. Значит, выходная проводимость это и есть крутизна. А ее мы получили раньше.

В принципе, верно — с двумя поправками.

Во-первых, выражение для S_y надо сделать комплексным, подставив комплексные коэффициенты передачи тока.

Во-вторых, учесть коэффициент обратной связи (выходной делитель).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Пусть мы это сделали — и что дальше?

Анализируя выражение для $1/\bar{Z}_{\text{ВЫХ}}$, надо ответить на вопросы:

- ♦ не становится ли на некоторых частотах абсолютная величина отрицательной активной составляющей выходной проводимости большей, чем активная проводимость (положительная) нагрузки?
- ♦ имеют ли реактивные проводимости выхода и нагрузки разные знаки?
- ♦ не становятся ли одинаковыми на этих частотах их величины?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Если есть хотя бы одно «нет»?

Тогда опасения снимаются.

Само собой разумеется, что надо проводить расчеты, ориентируясь на наихудший случай (максимальная ожидаемая величина R_H), а если C_H предполагается меняющейся, — то в диапазоне возможных значений этой емкости.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Допустим, расчет показал, что самовозбуждение реально. Или же собранный усилитель возбудился. Как быть?

Возможно, придется использовать элементы частотной коррекции. Здесь мы подошли к сложным вопросам, уж точно выходящим за рамки книги. Но я все равно не могу удержаться от некоторых замечаний.

Предельная частота усиления по току

Выше у нас фигурировал параметр f_β , и пора объяснить, что это. Это та частота, на которой модуль коэффициента передачи тока снижается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим значением $h_{21Э}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Откуда ее взять?*

Для отдельных приборов (например, 1Т403) f_β непосредственно гарантируется изготовителем, но это редко. Чаще приходится самому давать оценку f_β .

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как это можно сделать?*

Просто знать, что на данной частоте сопрягаются две различные модели транзисторов, которые нам приходилось использовать ранее:

- ♦ с фиксированным коэффициентом передачи тока, равным его статическому значению (для низких частот);
- ♦ с коэффициентом передачи тока, модуль которого обратно пропорционален частоте (для очень высоких частот).

Можно прямо пользоваться удобным соотношением: $f_\beta = f_T / h_{21Э}$, связывающим искомую частоту с характерной частотой транзистора f_T (той, при которой $|h_{21Э}| = 1$).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Не очень-то понятно...*

Разберем конкретный пример. Для 2Т608Б справочник дает: $|h_{21Э}| \geq 2$ на частоте 100 МГц. Тогда $|h_{21Э}| = 1$ будет на частоте, как минимум, $100 \cdot 2 = 200$ МГц.

А величина $h_{21Э}$ для этого же транзистора лежит в пределах 40—160. Значит, в наихудшем случае: $f_\beta = 200/160 = 1,25$ МГц.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *В наихудшем — это в каком?*

В данном случае — при максимальном $h_{21Э}$.

Звено первого порядка

На частотах, существенно меньших, чем f_β наиболее высокочастотного из транзисторов, схема с отрицательной обратной связью само-

возбудиться не может: частота возможной генерация всегда будет лежать вблизи предельной частоты усиления по току.

На это и рассчитывают: просто искусственно сужают во много раз частотный диапазон ДУ. Для этого намеренно вводят какую-либо из емкостей, от которых при разработке высокочастотных усилителей старались, напротив, избавиться (сравните с «Шагом 3»).

Не всякое сужение частотного диапазона достигает цели. Но если оно обуславливается единственным инерционным звеном (так называемым звеном 1-го порядка) — схема устойчива. В самом деле, какова бы ни была конфигурация, крутизна усилителя при этом будет выражаться так:

$$\bar{S} = \frac{S_y}{1 + jf / f_{max}}, \quad (8.5)$$

где f_{max} — частота, для которой начинается спад частотной характеристики звена.

В числителе — статическое значение крутизны: ведь мы предполагаем, что

$$f_{max} \ll f_{\beta}, \quad (8.6)$$

и, следовательно, частотные свойства транзисторов принимать в расчет нет смысла.

Условие (8.6) для (8.5) приводит к тому, что любая схема оказывается потенциально устойчивой — активная составляющая комплексного выходного сопротивления, обратно пропорционального \bar{S}_y , заведомо положительна.

Виртуальный транзистор

Обратитесь к примеру на рис. 8.4, где частотная коррекция создана включением конденсатора. По существу, его емкость имитирует диффузионную емкость «транзистора», образованного из VT2 и VT3 и имеющего параметры: $h_{21Э} = h_{21Э2} h_{21Э3}$, $S = 0,5S_2$, $C_d = C$.

Поскольку величина C значительно больше собственных емкостей транзисторов (а иначе она бесполезна), такое включение превращает, с точки зрения частотных свойств, два транзистора в один. В самом деле, известное нам из «Шага 3» соотношение:

$$C_d = S / 2\pi f |h_{21Э}|,$$

мы легко можем преобразовать:

$$C_D = S / 2\pi f_T = S / 2\pi f_\beta h_{21Э}.$$

Введение добавочной емкости C , играющей как бы роль «диффузионной», соответствует эквивалентному значению f_β для составного «виртуального транзистора»:

$$f_{\beta_{ЭКВ}} = S / 2\pi C h_{21Э} = S_2 / 4\pi C h_{21Э2} h_{21Э3}.$$

Если величину C выбрали так, чтобы наибольшее значение $f_{\beta_{ЭКВ}}$ было во много раз ниже минимально возможных $f_{\beta2}$ и $f_{\beta3}$, то будут практически исключены влияния других частотно-зависимых факторов, кроме звена 1-го порядка. В сущности, мы вернулись (в отношении устойчивости) к конфигурации рис. 8.3, а.

Любопытно, что теоретически — аналогичный эффект коррекции может быть достигнут иначе: если один из транзисторов $VT2$, $VT3$ взят с граничной частотой f_β во много раз меньшей, чем другой.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Смысл частотной коррекции — ухудшить передаточные свойства схемы в диапазоне частот. Но ведь, с другой стороны, это и плохо?*

Да, к сожалению. Однако заметьте: если применены транзисторы с высокими значениями f_β , потребуется корректирующая емкость меньшей величины.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Значит, частотные свойства улучшатся?*

Вообще-то да. Но, в частности, не обойтись без расчетов. Ими мы займемся далее.

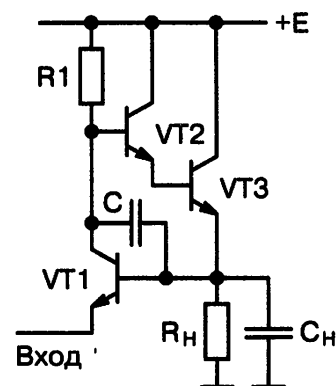


Рис. 8.4. Включение корректирующего конденсатора превращает составной транзистор в «одиночный» — виртуальный