

УДК 621.375.1:621.375.4: 621.375.001.24

И.А. Колесов, С.В. Мелихов

Стабилизация режимов каскадов на биполярных транзисторах

Часть 2. Приведение характеристик типовых каскадов к промежутку коллектор-эмиттер для расчета допусков положений рабочих точек

Получены соотношения для расчета допусков положений рабочих точек и выбора рабочих точек по заданным допускам на нестабильность тока коллектора биполярных транзисторов, работающих в режиме большого сигнала в типовых каскадах. Соотношения связывают допуски с исходными режимами и параметрами транзисторов, с параметрами пассивных элементов схем. Результаты получены для гармонических сигналов и могут быть распространены на другие виды используемых сигналов и варианты схемных решений.

Алгоритм выбора рабочей точки и допуски ее положения

Методика выбора рабочей точки (РТ) и определения допусков ухода тока коллектора в РТ под действием дестабилизирующих факторов основана на анализе токов и напряжений сигнала промежутка коллектор-эмиттер транзистора в каскаде с общим эмиттером (ОЭ) [1–3].

Для распространения методики на другие схемы усилительных каскадов (табл. 1) сформируем алгоритм, позволяющий использовать характеристики транзисторов в схемах с ОЭ, приводимые в справочной литературе.

1. Необходимо провести пересчеты сопротивления нагрузки для переменного тока, амплитуд коллекторного тока напряжения к промежутку коллектор-эмиттер транзистора ($R_{н-п}$, $I_{кмп}$, $U_{кмп}$), обеспечивающих требуемую амплитуду выходного напряжения каскада $U_{м2}$.
2. Выбрать положение РТ, обеспечивающее $U_{м2}$.
3. Использовать для оценки допусков уходов коллекторного тока соотношения для каскада ОЭ [1].

С учетом приведения сопротивлений и напряжений к промежутку коллектор-эмиттер транзистора *в любом каскаде с линейной нагрузкой максимально допустимый уход тока коллектора в РТ в сторону увеличения* под воздействием дестабилизирующих факторов определяется уравнением [1]

$$\Delta I_{к+} = \frac{U_{ко} - u_{кнас} - U_{кмп}}{R_{н-п}} \cdot \frac{1 + S_n R_{н-п}}{1 + S_n R_{н=п}}. \quad (2.1)$$

$\Delta I_{к+}$ определяется четырьмя характеристиками:

- запасом положения рабочей точки по напряжению ($U_{ко} - U_{кмп}$), где $U_{ко}$ – напряжение на коллекторе в рабочей точке;
- крутизной линии насыщения транзистора $S_n(u_{кнас}, i_{кнас})$;
- сопротивлением нагрузки транзистора для постоянного тока ($R_{н=п}$);
- сопротивлением нагрузки транзистора для переменного тока ($R_{н-п}$).

Значения этих характеристик для типовых схем усилительных каскадов приведены в таблице 2.1. Крутизна линии насыщения остается практически неизменной при изменении

$$\text{тока коллектора} - S_n = \frac{i_{кнас}}{u_{кнас}} = \frac{I_{кнас}^*}{U_{кнас}^*} = \frac{I_{ко}}{u_{so}}.$$

Здесь $u_{кнас}$, $i_{кнас}$ – напряжение и ток коллектора, которые характеризуют точку пересечения линии насыщения транзистора с нагрузочной линией для переменного тока – динамической характеристикой для переменного тока (ДХ~),

$U_{к\text{нас}}^*$, $I_{к\text{нас}}^*$ – справочные значения напряжения и тока коллектора для характеристики крутизны линии насыщения,

$I_{к0}$ – ток коллектора в рабочей точке транзистора,

$u_{со}$ – напряжение насыщения, соответствующее $I_{к0}$.

Кроме названных в таблице 2.1 приняты следующие обозначения:

R_c – сопротивление цепи параллельной обратной связи по напряжению;

$R_{н-}$ – сопротивление внешней нагрузки для переменного тока выходного электрода усилительного транзистора;

$K_o = \frac{U_{m2}}{U_{m1}}$ – коэффициент усиления каскада, где U_{m1} и U_{m2} – амплитуды входного и выходного

напряжений;

S_o – низкочастотное значение крутизны транзистора в схеме с ОЭ;

$U_{Эр}$ – напряжение Эрли;

r_b – сопротивление базы транзистора;

r_s – сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода;

$h_{21эо}$ – коэффициент усиления по току транзистора в схеме с ОЭ;

g_i – выходная проводимость транзистора в схеме ОЭ.

Допуск ухода $I_{к0}$ в сторону уменьшения $\Delta I_{к-}$ в рабочей области выходных статических характеристик транзистора **для линейных нагрузок** практически не зависит от сопротивления нагрузки для постоянного тока $R_{н-}$. Это обусловлено малым наклоном выходных статической характеристик $i_{к}(u_{к})$ при малых токах базы ($i_{б\text{min}} \ll \Delta i_b$) [1, 3, 4]. На этом основании $\Delta I_{к-}$ можно определить приближенным равенством

$$\Delta I_{к-} = I_{к0} - I_{кмп} - i_{к\text{min}} \quad (2.2)$$

Здесь $i_{к\text{min}}$ – минимальное мгновенное значение тока коллектора (соответствует $u_{к\text{min}}$) при выбранном $U_{к0}$ для обеспечения заданной амплитуды выходного напряжения U_{m2} : $i_{к\text{min}} \geq (5 \div 10) \times 10^{-2} \times I_{к0}$.

Алгоритм пригоден не только для решения прямой задачи – определения допусков по выбранному положению РТ, но легко **может быть распространен и на решение обратной задачи** – определение требований к положению РТ по допускам ухода тока коллектора. Для этого достаточно из соотношений (2.1, 2.2) определить при заданных допусках $\Delta I_{к+}$, $\Delta I_{к-}$ (например, по технологическому разбросу параметров активных элементов или по суммарному действию дестабилизирующих факторов) требования к параметрам РТ:

$$U_{к0} \geq u_{к\text{нас}} + U_{км-} + \Delta I_{к+} R_{н-} \frac{1 + S_{н-} R_{н-}}{1 + S_{н-} R_{н-}}, \quad (2.3)$$

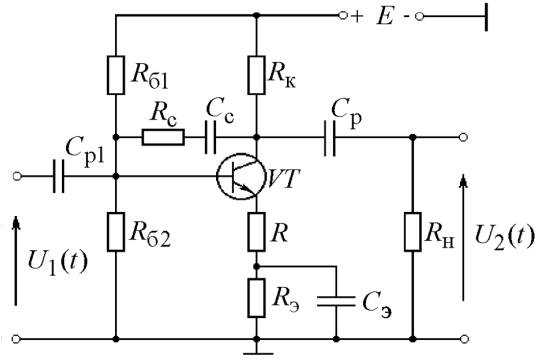
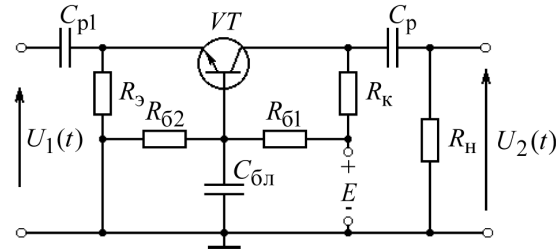
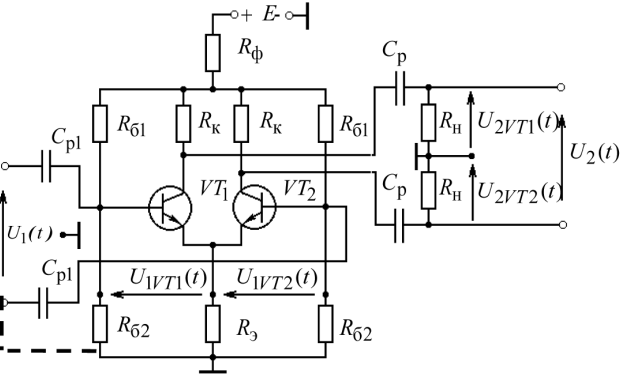
$$I_{к0} \geq I_{кмп} + i_{к\text{min}} + \Delta I_{к-}. \quad (2.4)$$

Приведение характеристик для типовых каскадов

Каскад с комбинированной отрицательной обратной связью (ООС) (параллельной по напряжению за счет R_c и последовательной по току за счет R) [4] (табл. 1, рис. 2.1) может обеспечить амплитуду выходного напряжения U_{m2} одинаковую с амплитудой каскада с ОЭ только при увеличенном токе коллектора $I_{к0п}$ (часть переменного тока коллектора ответвляется в R_c) и только при увеличенном напряжении на коллекторе $U_{к0п}$ в РТ (переменное напряжение на промежутке коллектор-эмиттер складывается из U_{m2} и напряжения на эмиттере за счет $R \neq 0$). Это уменьшает достижимую амплитуду выходного напряжения каскада, т.к. возможности увеличения $I_{к0}$ и $U_{к0}$ ограничиваются максимально допустимыми токами коллектора и напряжениями на коллекторе. Расчетные соотношения для частных случаев, обеспечивающие одинаковые с каскадом с ОЭ амплитуды выходного напряжения: для каскада с последовательной ОС по току определяются при сопротивлении $R_c \rightarrow \infty$, а для каскада с параллельной ОС по напряжению – при $R \rightarrow 0$.

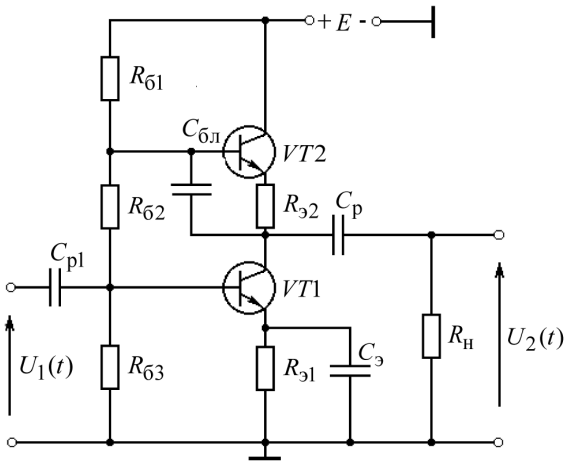
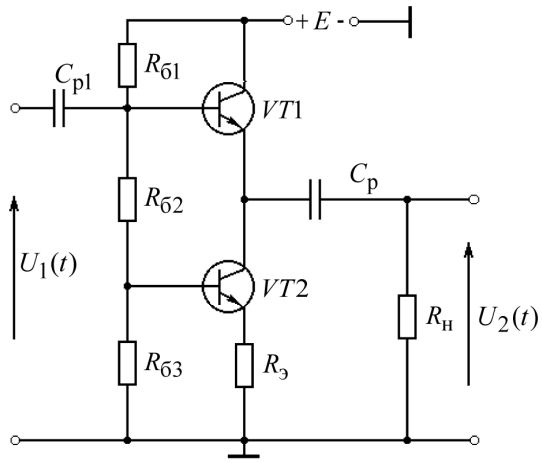
Таблица 2.1

Приведение характеристик каскадов

<p>Схема каскада. Сопротивление нагрузки для постоянного тока</p>	<p>Токи и напряжения в РТ. Сопротивления $R_{H\sim\Pi}$. Амплитуды $I_{кмП}$ и $U_{кмП}$</p>
<p style="text-align: center;">1</p>  <p style="text-align: center;">Рис. 2.1. Каскад с комбинированной отрицательной обратной связью</p>	<p style="text-align: center;">2</p> $U_{ко} \geq u_{к\text{ нас}} + (1,1 \div 1,2) \cdot U_{кмП};$ $I_{ко} \geq (1,1 \div 1,2) \cdot I_{кмП}.$ $R_{H\sim\Pi} = \frac{R_{H\sim} R_c}{R_{H\sim} \left(1 + \frac{1}{K_o}\right) + R_c} + R,$ $R_{H\sim} = R_H \parallel R_K.$ $I_{кмП} = \frac{U_{m2}}{R_{H\sim\Pi} - R},$ $U_{кмП} = U_{m2} \left(1 + \frac{R}{R_{H\sim\Pi} - R}\right)$
 <p style="text-align: center;">Рис. 2.2. Каскад с ОБ</p>	$U_{ко} \geq u_{к\text{ нас}} + (1,1 \div 1,2) \cdot U_{m2} \left(1 - \frac{1}{K_o}\right),$ $I_{ко} \geq (1,1 \div 1,2) \frac{U_{m2}}{R_{H\sim}},$ $R_{H\sim} = R_H \parallel R_K.$ $R_{H\sim\Pi} = R_{H\sim} \left(1 - \frac{1}{K_o}\right).$ $I_{кмП} = \frac{U_{m2}}{R_{H\sim}}, U_{кмП} = U_{m2} \left(1 - \frac{1}{K_o}\right)$
 <p style="text-align: center;">Рис. 2.3. Дифференциальный каскад с эмиттерной связью</p> $R_{H=} = 2R_3 + R_K + 2R_Ф$	<p style="text-align: center;">Для одного плеча:</p> $U_{ко} \geq u_{к\text{ нас}} + (1,1 \div 1,2) \frac{U_{m2}}{2},$ $I_{ко} \geq (1,1 \div 1,2) \cdot \frac{U_{m2}}{2R_{H\sim\Pi}}.$ $R_{H\sim\Pi} = R_{H\sim} = R_H \parallel R_K.$ $I_{кмП} = \frac{U_{m2}}{2R_{H\sim\Pi}};$ $U_{кмП} = \frac{U_{m2}}{2}.$

Продолжение на стр. 47

Продолжение таблицы 2.1

1	2
 <p>Рис. 2.4. Каскад с ДН с последовательной ООС по постоянному напряжению</p> $R_{Н\sim\Pi} = \left(\frac{1}{g_i} \langle R + R_{61} \rangle\right) + R_3,$ $R = \langle r_6 + r_3(1 + h_{2130}) \rangle, R_{32} = R_{31} = R_3$	$U_{кoVT1} = U_{кoVT2} = U_{кo} \geq u_{к\text{ нас}} + (1,2\dots1,3)U_{m2},$ $I_{кoVT1} \approx I_{кoVT2} = I_{кo} \geq (1,5\dots2,0) \frac{U_{m2}}{R_{Н\sim}}$ $R_{Н\sim} = R_{61} R_{62} \left(1 - \frac{1}{K_o}\right) \frac{1}{g_i} R_{Н} \approx \approx R_{61} R_{62} \frac{1}{g_i} R_{Н},$ $g_i \approx \left(\frac{U_{Эп} + U_{кo}}{I_{кo}} + R_3 \left(1 + S_o \frac{U_{Эп} + U_{кo}}{I_{кo}} \right) \right)^{-1}.$ $I_{кмпVT1} = \frac{U_{m2}}{R_{Н\sim}}, U_{кмпVT1} = U_{m2}$
 <p>Рис. 2.5. Эмиттерный повторитель с динамической нагрузкой</p> $R_{Н\sim\Pi} \approx \frac{1}{g_i} + R_3$	$U_{кoVT1} = U_{кoVT2} = U_{кo} \geq \geq u_{к\text{ нас}} + (1,1\dots1,2)U_{m2},$ $I_{кoVT1} \approx I_{кoVT2} = I_{кo} \geq \geq (1,5\dots2,0) \frac{U_{m2}}{R_{Н\sim}}$ $R_{Н\sim\Pi} = R_{Н\sim} = \frac{1}{g_i} R_{Н},$ $g_i \approx \left(\frac{U_{Эп} + U_{кo}}{I_{кo}} + R_3 \left(1 + S_o \frac{U_{Эп} + U_{кo}}{I_{кo}} \right) \right)^{-1}.$ $I_{кмпVT1} = \frac{U_{m2}}{R_{Н\sim}}, U_{кмпVT1} = U_{m2}$

Продолжение на стр. 48

Продолжение таблицы 2.1

1	2
	$U_{\text{ко}VT1} \geq u_{\text{к нас}} + (1,2 \div 2,0)U_{m2} \cdot \left(1 - \frac{1}{K_{\text{о}VT1}}\right), U_{\text{ко}VT2} \geq u_{\text{к нас}} + (1,5 \div 2,0)U_{m1};$ $I_{\text{ко}VT1} = I_{\text{ко}VT2} = I_{\text{ко}},$ $I_{\text{ко}} \geq (1,2 \div 2,0) \frac{U_{m2}}{R_{\text{H}\sim}}$ $K_{\text{о}} = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{K_{\text{о}VT1}}{1 + S_{\text{о}}R} \approx \frac{S_{\text{о}}R_{\text{H}\sim}}{1 + S_{\text{о}}R}.$ <p>Для каскада с ОБ на VT1:</p> $E_{\text{П}} \approx E - U_{\text{ко}VT2} - I_{\text{ко}}(R + R_3),$ $R_{\text{H}\sim\text{П}} \approx R_{\text{H}\sim} \left(1 - \frac{1}{K_{\text{о}VT1}}\right),$ $R_{\text{H}\sim} = R_{\text{H}} \parallel R_{\text{к}},$ $K_{\text{о}VT1} = S_{\text{о}} \left(\frac{1}{g_i} \parallel R_{\text{H}\sim}\right) \approx S_{\text{о}}R_{\text{H}\sim}.$ $U_{\text{кмП}} = U_{m2} \left(1 - \frac{1}{K_{\text{о}VT1}}\right),$ $I_{\text{кмП}} = \frac{U_{m2}}{R_{\text{H}\sim}}$
<p>Рис. 2.6. Каскод с последовательным питанием</p> <p>Для каскада с ОБ на VT1</p> $R_{\text{H}\sim\text{П}} = R_{\text{к}},$ $E_{\text{П}VT1} = E - (U_{\text{ко}VT2} + I_{\text{ко}}(R + R_3))$	

Каскад с общим коллектором. Если пренебречь током базы по сравнению с током коллектора (амплитуда тока коллектора значительно больше амплитуды тока базы $I_{\text{км}} \gg I_{\text{6м}}$), то можно считать, что одинаковые амплитуды U_{m2} обеспечиваются каскадами с ОЭ и ОК при одинаковых рабочих точках транзисторов [4]. При определении допусков ухода РТ следует помнить, что каскад с ОК не инвертирует фазу сигнала. Графически это может быть учтено направлениями положительных напряжений на коллекторе для постоянного и переменного токов.

Каскад с общей базой (ОБ) (табл. 2.1, рис. 2.2) имеет параллельную ООС по току [4] и не инвертирует фазу выходного сигнала относительно фазы входного сигнала. Напряжение на коллекторе в РТ может быть уменьшено (по сравнению с ОЭ при той же U_{m2}), если оно не ограничивается другими характеристиками каскада (например, верхней граничной частотой каскада) [4]. При определении допусков ухода РТ следует помнить, что каскад не инвертирует фазу сигнала. Графически это может быть учтено, как и в каскаде с ОК, противоположными направлениями положительных напряжений на коллекторе для постоянного и переменного токов.

Дифференциальный каскад с эмиттерной связью (ДК) (табл. 2.1, рис. 2.3) обычно выполняется с одинаковыми плечами, на одинаковых транзисторах (VT1 и VT2), с одинаковыми РТ [4]. Плечи работают от противофазных входных сигналов ($U_{1VT1}(t) = -U_{1VT2}(t)$) и имеют

противофазные выходные напряжения ($U_{2VT1}(t) = -U_{2VT2}(t)$). Эмиттеры $VT1$ и $VT2$ имеют по сигналу потенциал относительно общего провода близкий к нулю (виртуальный ноль). Каждое из плеч оказывается эквивалентным каскаду с ОЭ, имеющим одинаковые рабочие точки A . В этой связи $R_{н-п}$, $I_{кмп}$, $U_{кмп}$ и требуемое положение РТ каждого из транзисторов определяются аналогично таковым для каскада с ОЭ [1]. Уравнения нагрузочных прямых, РТ, допуски ухода РТ под воздействием дестабилизирующих факторов *каждого из плеч* ДК подобны соотношениям для каскада с ОЭ [1] (2.1–2.4). Отличие лишь в том, что сопротивление нагрузки для постоянного тока каждого из плеч содержит удвоенные сопротивления резисторов, включенных в “общий провод” каскада $R_{н-п} = 2R_s + R_k + 2R_\phi$, т.к. в нем протекают постоянные составляющие токов обоих транзисторов.

Фазоинверсный каскад с эмиттерной связью (ФИ) (табл. 2.1, рис. 2.3) отличается от ДК [4] соединением по переменному току с общим проводом базы одного из транзисторов (например, как показано на рис. 2.3 штрихами, базы $VT2$ через C_p). При несимметричном относительно общего провода входном сигнале $U_1(t)$ фазоинвертор обеспечивает симметричный относительно общего провода выход $U_2(t)$: $U_{2VT1}(t) \ll -U_{2VT2}(t)$. Коэффициент асимметрии переменных токов коллекторов $VT1$ и $VT2$ $I_{кмVT1}$ и $I_{кмVT2}$ фазоинвертора определяется сопротивлением R_s

$$\gamma = \frac{I_{кмVT1} - I_{кмVT2}}{I_{кмVT1}} \approx \frac{1}{1 + S_o R_s} = \frac{1}{A_o},$$

где $A_o = 1 + S_o R_s$ – глубина ООС по току разбаланса плеч на $VT1$ и $VT2$.

Для обеспечения малой асимметрии выходных напряжений плеч ($U_{2VT1}(t)$ и $U_{2VT2}(t)$) величина A_o выбирается достаточно большой ($A_o \geq 20$). На этом основании в большинстве случаев сигнальные амплитуды токов коллекторов можно считать практически одинаковыми.

Ведущее плечо фазоинвертора – каскад на $VT1$ с последовательной обратной связью по току эмиттера (см. рис. 2.1 при $R_c \rightarrow 0$). В нем роль сопротивления обратной связи R играет параллельное соединение R_s и входного сопротивления каскада с ОБ на $VT2$ $1/S_o$ [4]:

$$R = \frac{R_s}{1 + S_o R_s} \approx \frac{1}{S_o}.$$

Для обеспечения заданной амплитуды выходного напряжения плеча U_{m2VT1} каскад требует повышенной амплитуды напряжения сигнала на промежутке коллектор-эмиттер

$$U_{кмпVT1} = U_{m2VT1} \left(1 + \frac{1}{K_{oVT1}} \right) \approx U_{m2VT1} \left(1 + \frac{R}{R_{н-п}} \right) = U_{m2VT1} \left(1 + \frac{1}{S_o R_{н-п}} \right),$$

т.к. он имеет противофазные переменные напряжения на эмиттере $U_{1VT1}(t)$ и на коллекторе $U_{2VT1}(t)$. Здесь K_{oVT1} – коэффициент усиления плеча на $VT1$, примерно равный коэффициенту усиления плеча K_{oVT2} на $VT2$ и коэффициенту усиления каскада K_o :

$$K_{oVT1} = \frac{U_{m2VT1}}{U_{m1VT1}} \cong K_{oVT2} = \frac{U_{m2VT2}}{U_{m1VT2}} \cong K_o = \frac{U_{m2}}{U_{m1}}.$$

Приведенные $R_{н-п}$, $I_{кмп}$, $U_{кмп}$ ведущего плеча определяет допустимую амплитуду выходного напряжения каскада, т.к. на промежутке коллектор-эмиттер транзисторе этого плеча действует повышенная амплитуда напряжения сигнала по сравнению с таковой *ведомого плеча* – каскада с ОБ на транзисторе $VT2$.

Каскады с динамическими нагрузками (ДН) на основе каскада с ОЭ могут быть реализованы как на транзисторах с комплементарными структурами ($p-n-p$ и $n-p-n$), так и на однотипных транзисторах [4]. Такие каскады могут обеспечить высокие коэффициенты усиления (до нескольких тысяч на каскад) при малых напряжениях питания. Для каскада с ДН, в котором однотипные транзисторы имеют одинаковые исходные РТ (рис. 2.7) максимально допустимые уходы тока коллектора в РТ в сторону увеличения $\Delta I_{к+}$ и в сторону уменьшения $\Delta I_{к-}$ примерно одинаковы и определяются (2.1):

$$\Delta I_{K+} \approx \Delta I_{K-} \approx \Delta I_K = \frac{U_{KO} - u_{Kнас} - U_{m2}}{R_{H-П}} \cdot \frac{1 + S_H R_{H-П}}{1 + S_H R_{H=П}}. \quad (2.3)$$

Это обусловлено тем, что $u_{Kнас}$ транзисторов $VT1$ и $VT2$ оказываются примерно одинаковыми из-за высокого сопротивления R_{H-} (рис. 2.7).

$$u_{Kнас1} = u_{so} + \frac{1,2 \div 1,3}{S_H R_{H-}} U_{m2} \approx u_{Kнас2} = u_{so} - \frac{1,2 \div 1,3}{S_H R_{H-}} U_{m2} \approx u_{Kнас} \approx u_{so}.$$

Крутизны линий насыщения $ЛН_1$ усилительного транзистора – S_{H1} и транзистора динамической нагрузки $ЛН_2$ – S_{H2} для постоянного тока определяется омическими сопротивлениями, которые практически не зависят от воздействия дестабилизирующих факторов:

$$S_{H1} = \frac{I_{Kнас1}^*}{U_{Kнас1}^*} = \frac{i_{Kнас1}}{u_{Kнас1}}, \quad \text{и} \quad S_{H2} = \frac{I_{Kнас2}^*}{U_{Kнас2}^*} = \frac{i_{Kнас2}}{u_{Kнас2}},$$

где символы без звездочек относятся к любым точкам, принадлежащим линиям насыщения (парам токов и напряжений) соответствующих транзисторов.

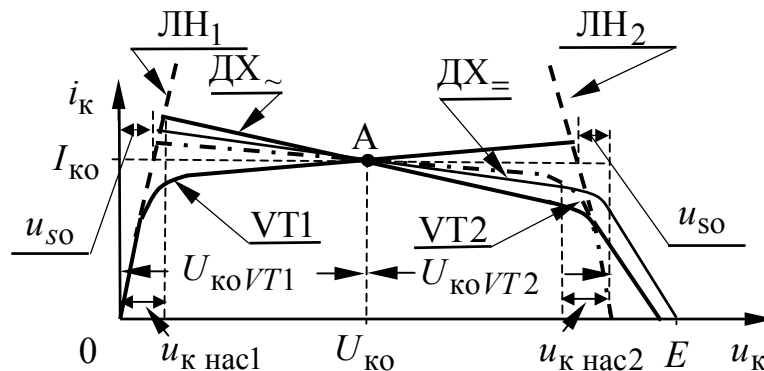


Рис. 2.7. Выходные динамические характеристики каскада с динамической нагрузкой для постоянного (ДХ₌) и переменного токов

Если в усилительном и в нагрузочном транзисторах использованы независимые смещения [3, 4], то обеспечить стабильность положения РТ в каскаде с ДН весьма проблематично. При малейшем разбросе параметров транзисторов или резисторов, обеспечивающих режимы транзисторов, возникает «конфликт двух последовательно включенных генераторов тока» и один из транзисторов (усилительный или нагрузочный) переходит в режим насыщения.

Стабильная РТ в каскаде с ДН на однотипных транзисторах возможна при использовании ООС по постоянному напряжению в динамической нагрузке (обычно глубина этой ОС порядка 30...60 дБ) (табл. 2.1, рис. 2.4). Такие каскады обеспечивают коэффициенты усиления до 50...70 дБ при сопротивлениях внешних нагрузок $R_H \geq 100$ кОм. В них токозадающим является усилительный транзистор $VT1$, а динамическая нагрузка $VT2$ автоматически подстраивается под ток коллектора $VT1$ за счет глубокой ООС. Каскад с последовательной ОС обеспечивает большую стабильность РТ (меньшие допуски ΔI_{K+} и ΔI_{K-}) за счет большей достижимой глубины ОС.

Каскад с ОК (эмиттерный повторитель) с ДН [3, 4] обычно реализуется на однотипных транзисторах (табл. 2.1, рис. 2.5). В таких повторителях токозадающим является транзистор ДН ($VT2$), а усилительный транзистор ($VT1$) автоматически регулирует напряжение на коллекторе $VT2$ за счет весьма глубокой последовательной ООС по постоянному напряжению.

Большая глубина этой ОС $A_o \approx 1 + \frac{S_{oVT1}}{R_{exVT2k}}$ (обычно порядка 70...80 дБ) обеспечивается за счет высокого входного сопротивления транзистора $VT2$ со стороны коллектора

$$R_{exVT2к} = \frac{1}{g_{iVT2}} + R_o(1 + S_o g_{iVT2}).$$

Каскод типа «каскад с обратной связью по току эмиттера – каскад с ОБ» [3, 5] часто выполняют с последовательным питанием транзисторов (табл. 2.1, рис. 2.6). В нем токозадающим является транзистор $VT2$. Напряжение на промежутке коллектор-общий провод этого транзистора оказывается стабильным. Оно повторяет (с точностью до напряжения на базе) напряжение, задаваемое делителем $R_{61}, R_{62} + R_{63}$. Другими словами: повторитель *приращений постоянного напряжения на $VT1$ имеет коэффициент передачи близкий к единице*, т.к. сопротивление его эмиттерной нагрузки велико (за счет высокого входного сопротивления транзистора $VT2$ со стороны коллектора). В этой связи при расчетах допусков ухода тока коллектора в РТ часть схемы с $VT2$ по постоянному напряжению может быть заменена эквивалентной э.д.с. $U_{кoVT2} + I_{кo}(R + R_o)$.

Допуски нестабильности коллекторного тока каскода в этом случае оказываются аналогичными допускам для каскада с ОБ на $VT1$.

Заключение

Полученные соотношения позволяют вести расчеты допусков коллекторных токов в выбранных РТ транзисторов и определять положения РТ по заданным допускам. Они справедливы как для рассмотренных выше каскадов, так и для других каскадов, работающих в режиме большого сигнала (в том числе каскадов на других активных элементах, каскадов с активными схемами стабилизации режима, каскадов с другими видами сигналов) [3, 6, 7]. Они могут быть использованы и для оценки правильности выбора РТ, если она была выбрана без учета приведения характеристик к промежутку коллектор-эмиттер.

Использование результатов работы позволяет получить хорошее начальное приближение схемы, что в несколько раз сокращает затраты на оптимизацию, моделирование и макетирование проектируемых аналоговых устройств, работающих в режиме большого сигнала.

Литература

1. Колесов И.А. Стабилизация режимов каскадов на биполярных транзисторах. 1. Допуски положения рабочей точки каскада с общим эмиттером в режиме большого сигнала // Доклады ТУСУР. – Томск : Изд-во ТУСУРа, 2008.
2. Мелихов С.В. Влияние нагружающих обратных связей на уровень выходного сигнала усилительных каскадов / С.В. Мелихов, И.А. Колесов // Широкополосные усилители / под ред. А.А. Кузьмина. – Томск : Изд-во ТУСУРа, 1975. – С. 111–117.
3. Колесов И.А. Выбор и стабилизация режимов биполярных транзисторов в апериодических каскадах : учебное пособие по курсовому проектированию для студентов радиотехнических специальностей. – Томск : ТУСУР, 2007. – 85 с.
4. Мигулин И.Н. Усилительные устройства на транзисторах (проектирование) / И.Н. Мигулин, М.З. Чаповский. – Изд. 2-е. – Киев : Техника, 1974. – 428 с.
5. Ложников А.П. Каскодные усилители / А.П. Ложников, Е.К. Сонин // Массовая радиобиблиотека. – Вып. 0423. – М.-Л. : Госэнергоиздат, 1961. – 109 с.
6. Мелихов С.В. Многофункциональные аналого-цифровые устройства УВЧ-СВЧ на основе базового матричного кристалла / С.В. Мелихов, И.А. Колесов и др. // Доклады ТУСУР. – Т.5. – Труды Юбилейной научн.-техн. конф. по радиоэлектронике, посвященной 50-летию радиотехнического факультета. – Томск : Изд-во ТУСУРа, 2000. – С. 70–74.
7. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. – М. : Солон-Пресс, 2006. – 328 с., ил.

Колесов Игорь Анатольевич

Профессор кафедры систем радиосвязи ТУСУРа, канд. техн. наук, доцент

Факс: (3822) 41-37-03

E-mail: mrc@main.tusur.ru

Мелихов Сергей Всеволодович

Зав. кафедрой систем радиосвязи ТУСУРа, доктор техн. наук, профессор

Тел: (3822) 41-37-09

Kolesov I.A., Melikhov S.V.

Stabilization of a bipolar transistor regime

Part 2. Bringing standard-circuits characteristics to the collector-emitter gap in order to calculate the allowed regime variation

There have been derived the allowed variations of a bipolar transistor regime if the transistor works in standard-circuits and in case of a large signal. The relations connect the allowed variations with the transistor parameters, its initial regime and the parameters of the circuit passive elements. The results were received for harmonic signals but can also be used to analyze other kinds of signals and other circuits.
