

ТЕМПЕРАТУРНАЯ И ВРЕМЕННАЯ СТАБИЛЬНОСТЬ НАПРЯЖЕНИЯ КОЛЛЕКТОР-ЭМИТТЕР НАСЫЩЕННОГО ТРАНЗИСТОРА

Г. П. ТРОФИМОВ

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

При построении ключевых устройств зачастую очень важной является задача уменьшения остаточных параметров. В режиме малых переключаемых токов (например, в модуляторах) исключительно используется инверсное включение транзистора. Поведение остаточных параметров транзисторов в этом режиме исследовано достаточно подробно [1]. Вопрос о способе включения транзистора в схемах для переключения токов миллиамперного диапазона (1-20 *ма*) с учетом поставленных требований является не решенным. В ряде случаев [2] необходимо до минимума уменьшить дрейф остаточных параметров. Усложнение схем за счет использования компенсирующих элементов нежелательно. В таком случае необходимо попытаться уменьшить этот дрейф путем отыскания некоторого оптимального режима работы транзистора. С целью определения возможностей использования маломощных сплавных транзисторов в образцовых устройствах были исследованы температурный и временной дрейф напряжения коллектор-эмиттер в области насыщения для нормальной и инверсной схем включения. Закрытое состояние ключа ничем не отличается от случая, рассмотренного в [1].

Выражения для $U_{кэн}$ и $U_{экн}$ можно получить на основе рассмотрения процессов диффузии носителей зарядов с учетом объемных сопротивлений коллектора и эмиттера [3]. В указанной области внешних токов обратными токами через переходы можно пренебречь и получить эти выражения в следующем виде:

$$U_{кэн} = \varphi_T \ln \frac{B_I (B_N I_{\phi_N} - I_K)}{B_N [(1 + B_I) I_{\phi_N} + I_K]} - I_K (r'_э + r'_к) - I_{\phi_N} r'_э; \quad (1)$$

$$U_{экн} = \varphi_T \ln \frac{B_N (B_I I_{\phi_I} - I_э)}{B_I (B_N I_{\phi_I} + I_э)} - I_э (r'_к + r'_э) - I_{\phi_I} r'_к; \quad (2)$$

где φ_T — диффузионный (температурный) потенциал;
 $I_K, I_э$ — выходные токи транзистора соответственно в нормальном и инверсном включении;
 I_{ϕ_N}, I_{ϕ_I} — управляющие токи базы при нормальном и инверсном включении;
 B_N, B_I — коэффициенты усиления соответствующих токов базы;

$r'_э, r'_к$ — объемные сопротивления материалов эмиттера и коллектора.

Значения $B_N, B_I, r'_э, r'_к$ и обратных токов коллекторного ($I_{к0}$) и эмиттерного ($I_{э0}$) переходов некоторых исследованных транзисторов (50 штук каждого типа) приведены в табл. 1. Обратные токи определены при нулевом напряжении на соответствующем переходе.

Т а б л и ц а 1

Тип	B_N	B_I	$r'_э, ом$	$r'_к, ом$	$I_{к0}, мка$	$I_{э0}, мка$
МП16*	28	2,2	0,44	0,16	1,3	1,0
МП16Б	62	3,4	0,4	0,15	0,9	0,55
МП11А	64	4,4	0,48	0,17	4,6	3,3
МП10Б	44	3,6	—	—	9	7

*) по данным [3].

При заданной нагрузке и выбранном типе транзисторов падение напряжения на замкнутом ключе зависит от тока базы, т. е.

$$U_{кэн} = f(I_{бN}) | I_{к=const}, \quad (3)$$

$$U_{эки} = f(I_{бI}) | I_{э=const}. \quad (4)$$

Эти функции имеют минимум. При малых токах базы основной вклад в остаточное напряжение вносит диффузионная составляющая, которая с ростом базового тока убывает. Резистивная составляющая с ростом управляющего тока увеличивается. На рис. 1 и 2 представлены экспериментальные кривые вида (3) и (4). Рассчитанные по выражениям (1)

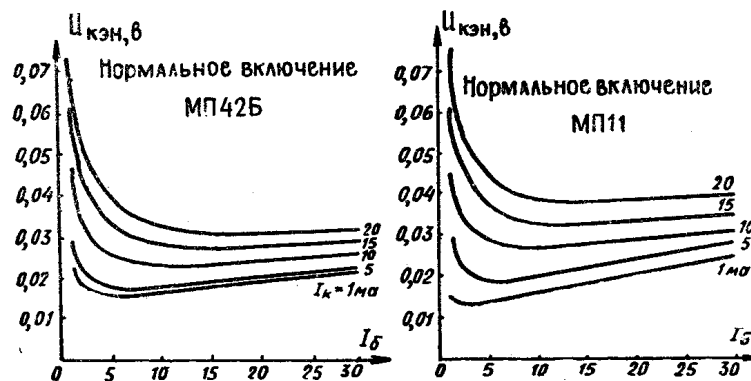


Рис. 1.

и (2). значения $U_{кэн}$ и $U_{эки}$ отличаются от экспериментальных не более, чем на 20%. Из полученных данных следует, что при одной и той же степени насыщения падение напряжения в инверсном включении в 3-4 раза меньше, чем в нормальном. Однако необходимые токи базы $I_{бI}$ в этом случае в 15—25 раз больше $I_{бN}$ и могут превышать токи нагрузки. В конкретной схеме могут возникнуть трудности управления ключом.

Рассмотрим зависимость остаточных напряжений от температуры. В общем случае выражения (1) и (2) можно представить как некоторые функциональные зависимости вида

$$y = f(x_i), i = 1, 2, \dots, n, \quad (5)$$

где аргументы x_i отражают физические параметры и внешние токи транзистора. Последние могут быть стабилизированы и их температурной зависимостью можно пренебречь. Остальные m параметров (исключая φ_T) определяются физическими характеристиками материалов z_j *), которые подвержены влиянию температуры, т. е.

$$x_i = \varphi_i [z_j (T)], j = 1, 2, \dots, l. \quad (6)$$

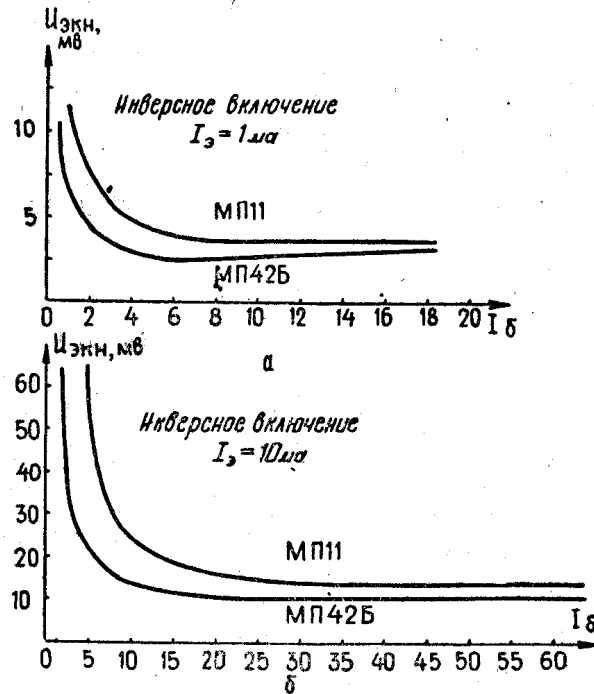


Рис. 2.

С учетом последнего выражения полный дифференциал функции будет иметь вид:

$$dy = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^l \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial \varphi_i}{\partial z_j} \frac{\partial z_j}{\partial T} dT, \quad (7)$$

где $\frac{\partial f}{\partial x_i}$, $\frac{\partial \varphi_i}{\partial z_j}$ — детерминированные функции;
 $\frac{\partial z_j}{\partial T}$ — температурный коэффициент параметра;
 dT — приращение температуры.

Величина dy определяет полное абсолютное отклонение исследуемой функции от некоторого начального значения при изменении температуры на dT градусов. Трудности аналитического расчета dy заключаются в том, что параметры z_j зависят от температуры не явно, связаны с характеристиками материала нелинейными эмпирическими зависимостями, которые разработчику аппаратуры неизвестны, подвержены влиянию многих случайных факторов технологического и производственного характера и т. д. Поэтому расчет dy оказывается громоздким и имеет значительную погрешность.

Для качественной оценки необходимо знать характер температурных зависимостей, входящих в выражения (1) и (2) параметров. При неизменной нагрузке и стабильных источниках выходные токи I_k и I можно считать постоянными. При управлении транзистором от генера-

*) Здесь не учитываются геометрические размеры, способ изготовления транзистора и другие подобные факторы.

тора тока величины $I_{\delta N}$ и $I_{\delta I}$ также не зависят от температуры. Так как остальные параметры выражений (1) и (2) с температурой возрастают, то температурный коэффициент напряжений (ТКН) $U_{кэн}$ и $U_{экн}$ оказывается положительным.

При управлении от источника напряжения и при небольших величинах сопротивлений эквивалентного генератора R_{δ} (сотни ом — единицы килоом) токи базы с температурой возрастают, а коэффициенты B_N и B_I уменьшаются. Характер выражений $U_{кэн} = f(T)$ и $U_{экн} = f(T)$

оказывается более сложным, а знак ТКН зависит от режима и температуры.

На рис. 3 приведены экспериментальные характеристики для одного из транзисторов МП16Б при различных R_{δ} . Аналогичные зависимости получены для всех других исследованных транзисторов в нормальном и инверсном включении. Из полученных данных следует, что в случае небольших величин R_{δ} при некотором управляющем токе (обозначим его $I_{\delta T}$) знак ТКН меняется. Это обстоятельство позволяет создать высококачественные термостабильные схемы с ТКН менее 10 мкв/град (в узком диапазоне температур $20 \pm 40^\circ\text{C}$).

В табл. 2 приведены экспериментально полученные значения ТКН при токах $I_{\delta T}$. При уменьшении тока базы по сравнению с $I_{\delta T}$ ТКН резко возрастает (до сотен мкв/град), а знак становится отрицательным. При $I_{\delta} > I_{\delta T}$ знак ТКН положителен. В таблице указаны значения ТКН при токе $I_{\delta U}$, который определяет минимальные величины напряжений $U_{кэн}$ и $U_{экн}$ на вольт-амперных характеристиках (3) и (4). Макси-

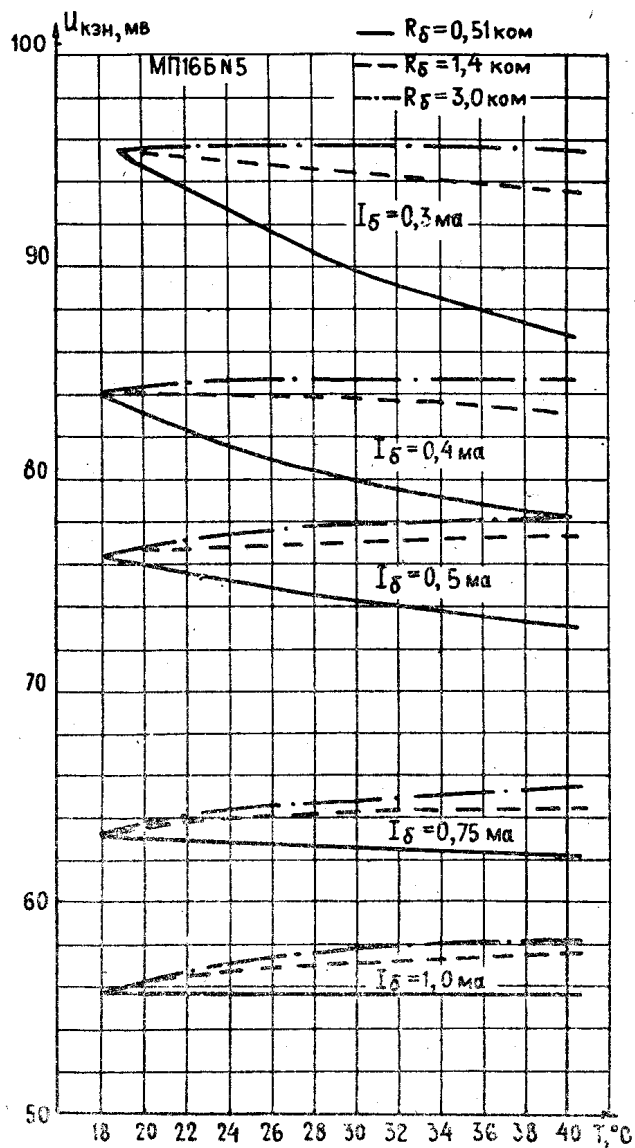


Рис. 3.

мальная величина ТКН при глубоких насыщениях не превышает значений при $I_{\delta U}$. Токи $I_{\delta T}$ при данных I_K или I_{δ} существенно различны для разных образцов транзисторов даже одной партии (например, при $I_K = I_{\delta} = 10$ ма для транзисторов МП16Б в нормальном включении $I_{\delta T} \div (0,7 \div 2)$ ма, в инверсном $I_T = (4 \div 13)$ ма. Однако в любом случае с ростом выходного тока значение $I_{\delta T}$ уменьшается. Экспериментально установлено также, что транзисторы типа р-п-р более критичны к стабильности I_T .

Таблица 2

Транзистор	$I_K, I_E,$ ма	I_{BT} ма	$\Delta U_{кэ}, \frac{мкв}{град}$ при I_{BT}	I_{BU} ма	$\Delta U_{кэ}, \frac{мкв}{град}$ при I_{BU}
МП42Б № 1 норм. вкл.	1	0,8	+3	2,4	+15
	5	0,68	+5	8	+30
	10	0,35	+6	12,6	+80
	15	0,27	+2	15,4	+73
	20	0,23	+3	20	+68
МП16 № 9 норм. вкл.	1	2,0	+3	2,1	+20
	10	1,0	-5	14	+38
МП16Б № 9 инв. вкл.	1	4,1	0	10	+14
	10	9,2	0	40	+26
МП10Б № 1 норм. вкл.	10	0,7	-1,5	10	+24
МП10Б № 1 инв. вкл.	10	4,0	+2	25	+36
МП11 № 5 норм. вкл.	1	2,4	± 1	3	+10
	10	2,3	+7	14	+53
МП11 № 5 инв. вкл.	1	8	+4	11	+42
	10	12	-2	45	+61

Кривые, приведенные на рис. 4, показывают, что при необходимости путем изменения тока базы можно легко подобрать пару разнотипных транзисторов с равными ТКН, знаки которых одинаковы или противоположны.

С целью получения эмпирических зависимостей $U_{кэ} = f(T)$ и $U_{эк} = f(T)$ с учетом режима работы была проведена обработка экспериментальных данных на вычислительной машине М-20. В качестве независимых параметров были выбраны два внешних тока и температура по Цельсию. Искомые зависимости отыскивались в виде

$$U_{кэ} = f(I_K, I_{BN}, T); \quad (8)$$

$$U_{эк} = f(I_E, I_{BT}, T). \quad (9)$$

Полученные результаты показывают, что наилучшее совпадение с экспериментальными данными (в пределах 10%) получаются при аппроксимации зависимостей (8) и (9) полным полиномом второй степени. Коэффициенты полинома меняются от образца к образцу. По этой причине не имеет смысла приводить искомый частный результат.

Исследован временной дрейф выходного напряжения насыщенного ключа. При аналитическом подходе здесь необходимо учитывать упомянутые ранее трудности. На старение элементов оказывает влияние еще большее количество факторов и более случайным образом. Поиск общих закономерностей требует обработки большого количества дан-

ных в течение длительного времени. Экспериментально найдено, что во всех случаях при испытании ранее неиспользованного транзистора временной дрейф в начальный промежуток времени довольно велик и составляет 1-2 мв за час. После двухчасовой «приработки» он уменьшается до 10-20 мкв/час. Замечено, что при токах базы вблизи значений I_{BT} временной дрейф минимален. Однако в любом режиме напряжение на насыщенном транзисторе с течением времени уменьшается.

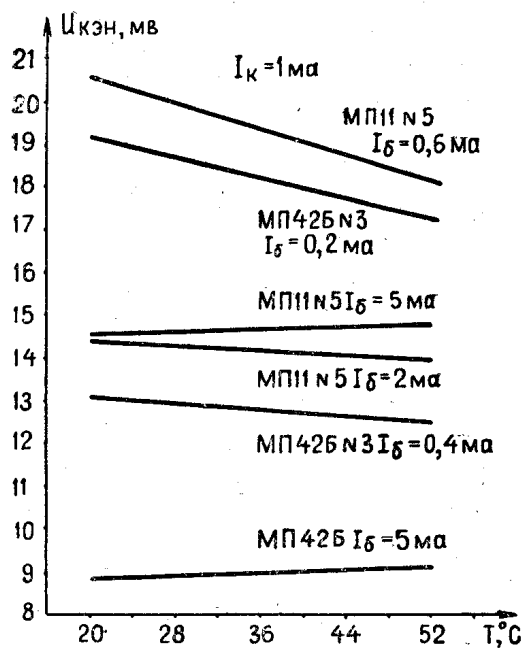


Рис. 4.

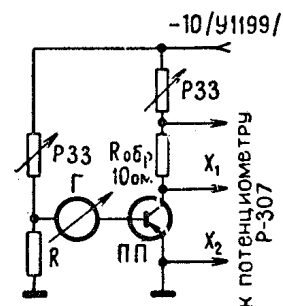


Рис. 5.

Исследования проведения напряжений коллектор-эмиттер проводились по схеме, изображенной на рис. 5. Внешние токи задавались магазинами сопротивлений Р33 от стабильного источника VII99. Величина базового тока контролировалась миллиамперметром МП109 класса 0,2, значения выходного тока устанавливались по падению напряжения на образцовом сопротивлении потенциометром постоянного тока Р307 класса 0,015. При определении температурной зависимости $U_{кэн}$ (или $U_{экн}$ исследуемый транзистор помещался в термостат. Вольтамперные характеристики и временной дрейф определялись в комнатных условиях.

Полученные данные позволяют утверждать, что при определенном соотношении управляющего и выходного токов напряжение коллектор-эмиттер насыщенного сплавного транзистора оказывается слабо зависимым от температуры и времени, что позволяет использовать такие транзисторы для построения высокостабильных устройств. С точки зрения величин температурного и временного дрейфа напряжения коллектор-эмиттер нормальная и инверсная схемы ключа равноценны. Несколько меньшее значение $U_{экн}$ по сравнению с $U_{кэн}$ достигается при значительно больших базовых токах. Поскольку ток управляющей схемы ограничен, предпочтение следует отдать нормальному включению транзистора.

Автор выражает сердечную благодарность сотруднику Новосибирского электротехнического института В. И. Денисову за большую работу по обработке экспериментальных данных на вычислительной машине. Автор благодарен доценту, к. т. н. М. С. Ройтману за просмотр рукописи и сделанные замечания.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Н. Анисимов, А. П. Голубев. Транзисторные модуляторы. «Энергия». М.—Л., 1964.
2. М. С. Ройтман, Л. А. Наумов, А. В. Соколов, Г. П. Трофимов. Образцовый генератор прямоугольного напряжения с регулируемой частотой и скважностью. Настоящий сборник.
3. Т. М. Агаханян. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. «Советское радио», М., 1966.