

ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНЗИСТОРА, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ УСИЛИТЕЛЯ

В. Ю. Сокович, Ю. С. Зинин

Харьков

В качестве усилителей мощности широкое распространение получили усилители постоянного тока на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером. Однако, указанные усилители не могут применяться в точных устройствах из-за существенной температурной нестабильности. Известные методы температурной стабилизации данных усилителей [1] приводят к существенному уменьшению коэффициента усиления по току и входного сопротивления, не обеспечивая требуемой точности при изменении температуры окружающей среды в достаточно широком диапазоне.

В том случае, если входным параметром усилителя является напряжение, могут применяться схемы (рис. 1), лишенные указанных недостатков. В обоих случаях на вход усилителя вводится предварительное смещение автоматически изменяющееся с изменением температуры окружающей среды.

Для компенсации температурных изменений характеристик триода используется идентичность свойств $p-n$ переходов транзистора и диода.

Согласно теории электронно-дырочного перехода [1] статические вольт-амперные характеристики $p-n$ перехода можно записать в следующем виде:

$$I_n = I_0 \left(e^{\frac{qU_n}{kT}} - 1 \right), \quad (1)$$

где I_n — ток перехода в прямом направлении;

I_0 — обратный ток насыщения перехода;

U_n — приложенное напряжение;

q — величина заряда электрона;

T — абсолютная температура перехода;

k — постоянная Больцмана.

Общее выражение для тока коллектора транзистора при $U_k > 0,1$ в можно представить в следующем виде:

$$I_k = \frac{\alpha_k I_{\text{эо}}}{1 - \alpha_k \alpha_{\text{э}}} \left(e^{\frac{qU_6}{kT}} - 1 \right) + \frac{I_{\text{ко}}}{1 - \alpha_k \alpha_{\text{э}}}, \quad (2)$$

где $\alpha_k \alpha_{\text{э}}$ — коэффициенты усиления по току транзистора при прямом и обратном включениях;

$I_{\text{ко}}$ — обратный ток насыщения коллекторного перехода при разомкнутой цепи эмиттера;

$I_{\text{эо}}$ — обратный ток насыщения эмиттерного $p-n$ перехода при разомкнутой цепи коллектора.

Так как между $I_{\text{ко}}$ и $I_{\text{эо}}$ существует зависимость

$$I_{\text{эо}} \alpha_k = I_{\text{ко}} \alpha_{\text{э}},$$

то уравнение (2) можно переписать следующим образом:

$$I_K = \frac{I_{K0}\alpha_3}{1 - \alpha_K\alpha_3} \left(e^{\frac{qU_6}{kT}} - \frac{\alpha_3 - 1}{\alpha_3} \right). \quad (3)$$

При напряжениях U_n и U_3 около 0,1 в в уравнениях (1) и (3) вторыми членами в скобках можно пренебречь.

$$I_n = I_0 e^{\frac{qU_n}{kT}}. \quad (4)$$

$$I_K = \frac{I_{K0}\alpha_3}{1 - \alpha_K\alpha_3} e^{\frac{qU_6}{kT}}. \quad (5)$$

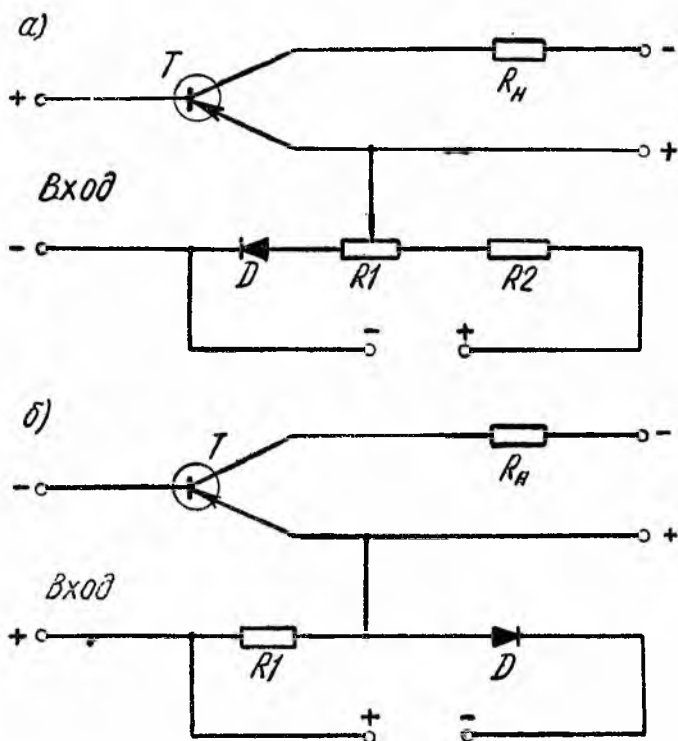


Рис. 1. Схемы температурной стабилизации транзисторного усилителя:

а — при положительном смещении на входе; б — при отрицательном смещении на входе.

Ток насыщения (3) $p-n$ перехода равен:

$$I_0 = A_0 \frac{b}{(b+1)^2} \frac{kT}{q} \sigma_i^2 \left(\frac{1}{L_p \sigma_n} + \frac{1}{L_n \sigma_p} \right) + A_s \frac{b}{(b+1)^2} \frac{kT}{q} \frac{\sigma_i^2}{\sigma_p} \frac{W}{2L_{эф}}, \quad (6)$$

где A_0 — площадь перехода;

$b = \frac{\mu_n}{\mu_p}$ — отношение подвижностей электронов и дырок;

σ_i — суммарная проводимость полупроводника;

σ_n — проводимость полупроводника n -типа;

σ_p — проводимость полупроводника p -типа;

L_p — средняя длина диффузии дырок в области;

L_n — средняя длина диффузии электронов в p -области;
 A_s — эффективная площадь поверхностной рекомбинации;
 W — толщина p -области;
 $L_{эф}$ — эффективная диффузионная длина.
 Обратный ток коллектора равен:

$$I_{ко} = \frac{kTb\sigma_i^2}{q(1+b)^2} \left[\frac{(A_k - A_s)W_2}{\sigma_6 L_6^2} + \frac{A_s W_1}{\sigma_6 L_6^2} + \frac{A_k}{\sigma_k L_k} \right] + \\ + \frac{kT}{q} \frac{\sigma_i^2}{\sigma_6 (b+1)^2} \pi W \left[1 + \frac{d_k}{L_{эф}} + \frac{1}{2} \frac{R_k^2 - R_s^2}{L_{эф}^2} \right], \quad (7)$$

где A_k, A_s — площади коллектора и эмиттера;
 σ_6, σ_k — проводимость базы и коллектора;
 L_6 — длина диффузии неосновных носителей заряда в базе;
 L_k — длина диффузии неосновных носителей заряда в коллекторе;
 $L_{эф}$ — эффективная диффузионная длина в базе;
 W, W_1, W_2 — размеры базы;
 d_k — диаметр коллектора;
 R_k, R_s — радиусы коллектора и эмиттера.

Собственная проводимость для германия и кремния может быть выражена формулой

$$\sigma_i = C_i e^{-\frac{A}{T}},$$

где C_i, A — постоянные коэффициенты.

После подстановки σ_i в выражения (6) и (7) соответственно получаем

$$I_o = B_o T e^{-\frac{2A}{T}}, \quad (8)$$

$$I_{ко} = B_k T e^{-\frac{2A}{T}}. \quad (9)$$

Здесь B_o и B_k коэффициенты, мало зависящие от температуры и равные:

$$B_o = A_o \frac{b}{(b+1)^2} \frac{k}{q} C_i^2 \left(\frac{1}{L_p \sigma_n} + \frac{1}{L_n \sigma_p} \right) + A_s \frac{b}{(b+1)^2} \frac{k}{q} C_i^2 \frac{W}{\sigma_p 2L_{эф}} \\ B_k = \frac{b}{(b+1)^2} \frac{k}{q} C_i^2 \left[\frac{(A_k - A_s)W_2}{\sigma_6 L_6^2} - \frac{A_s W_1}{\sigma_6 L_6^2} + \frac{A_k}{\sigma_k L_k} \right] + \\ + \frac{b}{(b+1)^2} \frac{k}{q} C_i^2 \pi W \frac{1}{\sigma_6} \left[1 + \frac{d_k}{L_{эф}} + \frac{1}{2} \frac{R_k^2 - R_s^2}{L_{эф}^2} \right].$$

Подставляя значения I_o и $I_{ко}$ в (4), (5), получаем

$$I_n = B_o T e^{\frac{qU_n}{kT} - \frac{2A}{T}}. \quad (10)$$

Ток коллектора

$$I_k = \frac{\alpha_s}{1 - \alpha_k \alpha_s} B_k T e^{\frac{qU_6}{kT} - \frac{2A}{T}}. \quad (11)$$

Выражения (10), (11) отличаются только постоянными множителями. Они применимы как для германиевых, так и кремниевых диодов и транзисторов.

Логарифмируя выражения (10) — (11), определяем U_n и U_6 в приращениях при изменении температуры окружающей среды на величину $\pm \Delta T$.

$$\Delta U_n = \pm \frac{k\Delta T}{q} [\ln I_n - \ln B_0 - \ln (T_0 \pm \Delta T)] - \frac{kT_0}{q} \left[\ln \frac{T_0 \pm \Delta T}{T_0} \right], \quad (12)$$

$$\Delta U_6 = \pm \frac{k\Delta T}{q} [\ln I_k - \ln B_k - \ln (T_0 \pm \Delta T)] - \frac{kT_0}{q} \left[\ln \frac{T_0 \pm \Delta T}{T_0} \right], \quad (13)$$

где T_0 — начальная температура.

Величина $\ln \frac{\alpha_3}{1 - \alpha_k \alpha_3}$ в (13) не учитывалась ввиду ее малости.

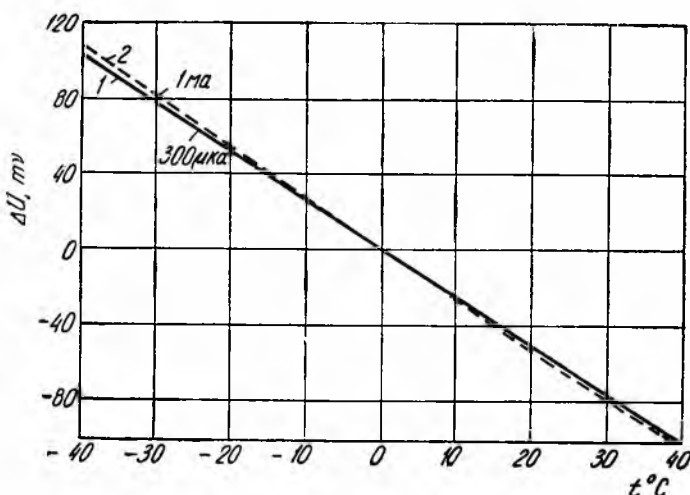


Рис. 2. Характеристики $\Delta U_n = f(t)$ и $\Delta U_6 = f(t)$:
1 — транзистора П13; 2 — диода Д7Ж.

Выражения (12) и (13) позволяют определить смещение характеристик $I_n = f(U_n)$ диода и $I_k = f(U_6)$ транзистора при изменении температуры окружающей среды.

На основании выражений (12) и (13) рассчитаны зависимости $\Delta U_n = f(\Delta T)$ и $\Delta U_6 = f(\Delta T)$ для диода типа Д7Ж и транзистора П13 (рис. 2) при значениях токов $I_k = 300$ мкА, $I_n = 1$ мА.

Коэффициенты B_0 и B_k определялись из уравнений (8) и (9). Начальная температура принималась равной 273° К.

Нулевые обратные токи диода и транзистора принимались равными соответственно 1 мкА и 10 мкА. Коэффициент A для германия и кремния равен 4060. Как видно из рисунка, графики $\Delta U_n = f(\Delta T)$ и $\Delta U_6 = f(\Delta T)$ практически совпадают.

Незначительное отличие рассчитанных значений величин ΔU_n от ΔU_6 объясняется некоторым отличием коэффициентов B_0 и B_k за счет различия токов I_0 и $I_{к0}$.

Графически зависимости $\Delta U_n = f(\Delta T)$ и $\Delta U_6 = f(\Delta T)$ могут быть изображены в виде ломаной линии (рис. 2) с изломом при температуре $0^\circ \div 10^\circ$ С.

Для более точного совпадения характеристик диода и транзистора следует выбирать ток диода на порядок выше среднего рабочего тока коллектора транзистора.

На рис. 3, 4 приведены усредненные экспериментальные характеристики $\Delta U_n = f(\Delta T)$ и $\Delta U_6 = f(\Delta T)$, снятые для партии диодов Д7Ж и транзисторов П13.

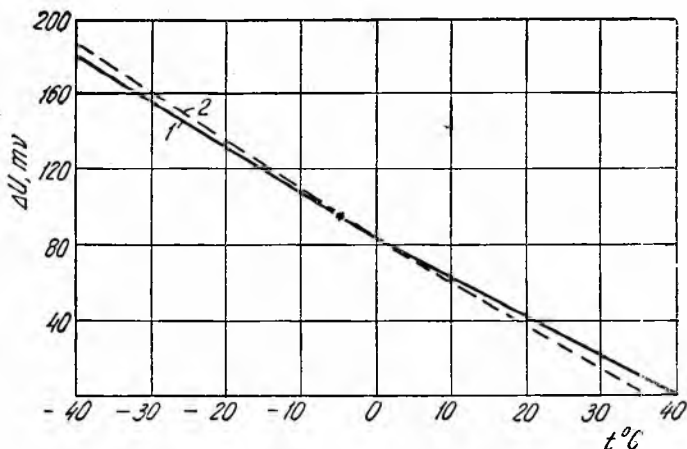


Рис. 3. Характеристики $\Delta U_n = f(t)$ диода Д7Ж при токе диода 1 ма:

1 — расчетная характеристика; 2 — экспериментальная характеристика.

Максимальное отклонение характеристик отдельных экземпляров от средних характеристик не превышало 5 мв.

Из рисунков следует, что расчетные характеристики диодов и транзисторов хорошо совпадают с экспериментальными.

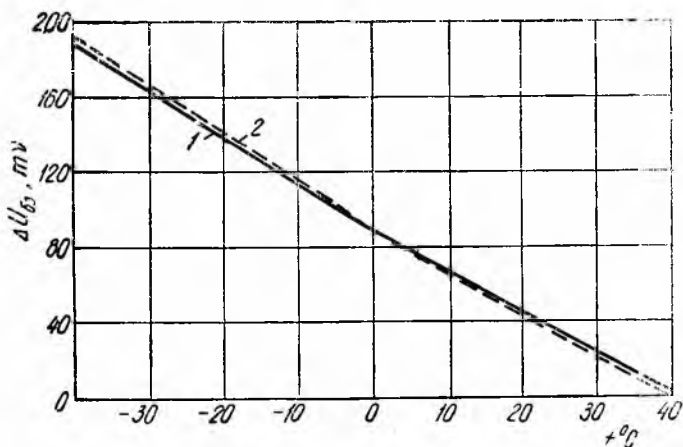


Рис. 4. Характеристики $\Delta U_6 = f(t)$ транзистора П13 при токе коллектора 300 мка:

1 — расчетная характеристика; 2 — экспериментальная характеристика.

Таким образом из предыдущего следует, что смещение выходных характеристик транзисторов $I_k = f(U_6)$ при изменении температуры может быть с большой точностью компенсировано в схемах рис. 1 за счет автоматического изменения смещения, вызываемого изменением падения напряжения на диоде.

Из выражений (12, 13) следует, что некоторую погрешность вносит изменение тока транзистора I_k при неизменном токе диода. Причем эта

погрешность возрастает пропорционально изменению температуры. Величина погрешности при изменении тока I_k от 300 $\mu\text{ка}$ до 10 ма и изменении температуры на $\pm 40^\circ\text{C}$, рассчитанная на основании уравнения (13), составляет 7 мв , что на точность компенсации сказывается несущественно.

ВЫВОДЫ

1. Установлено соответствие между смещением выходных характеристик транзисторов и вольтамперных характеристик полупроводниковых диодов при изменении температуры окружающей среды.

2. Теоретические выводы подтверждаются экспериментальными характеристиками.

3. На основании проведенного анализа предложены схемы термокомпенсированных транзисторных усилителей.

ЛИТЕРАТУРА

1. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергоиздат, 1963.
 2. В. Шокли. Теория электронных полупроводников. Изд.-во иностр. лит., 1953.
 3. А. Р. Красилов, А. Ф. Трутко. Методы расчета транзисторов. Изд.-во Энергия», 1964.
-