2U	ՑԿԱԿԱՆ					U	U 2		ԳԻ	SI	H-	6-9	11	ԻՆ	Նկ	661	þ.	1	<u>141</u>	<b>I.Դ</b>	bl	٢ŀ	IL E	3Þ		21	<u>з</u> Ч	<b>N</b> Þ	3 8 1	100
ДC	)	K	Л	۸	Д	Ы	4	K	A	Д	E	M	H	Н		H	A	У	K	A	P	M	Я	H	С	K	0	н	C.	C P
LX																19	79			-						-				2

УДК 621.382.3

ФИЗИКА

Чл-корреспондент АН Армянской ССР Г. М. Авакьянц, М. В. Минасян, С. А. Саркисян

## Параметрический стабилизатор напряжения на основе мощного высоковольтного биполярного транзистора

(Представлено 11/Х 1978)

Потребности техники привели в настоящее время к расширению производства мощных полупроводниковых приборов и к разработке новых их типов. Большой интерес представляют, в частности, мощные высоковольтные транзисторы и высоковольтные стабилитроны на большие токи. Однако ввиду специфики своей вольтамперной характеристики и преимущественного применения в цепях постоянного тока высоковольтные стабилитроны на большие токи подвержены значительному перегреву рассеиваемой мощностью  $W_{pacc} = U_{cr}I_{cr}$ , что сдерживает их разработку. На рис. 1 изображена качественная кривая



Рис 1. Зависимость максимального тока стабилитронов от напряжения стабилизации

звынсимости максимального тока стабилизации существующих мощных стабилитронов отечественного производства от напряжения стабилизации, которая огражает существенный спад этого тока с повышением напряжения.

В настоящей статье рассматривается работа мощного транзистора в простой схеме (рис. 2), позволяющая получить хорошую, стабилизацию напряжения постоянного тока, при токах нагрузки, на порядок превышающих максимальный ток применяемого стабилитрона. При этом обеспечивается высокая надежность устройства при существенном понижении его выходного динамического сопротивления. Схему можно использовать для осуществления стабилизаторов на дискретных элеменгах или в интегральном исполнении.





Рис. 2 Схема подключения элементов стабилизатора

Стабилизация осуществляется при входном напряжении  $|E| > U_{er}$ , где  $U_{er}$  – напряжение стабилизации стабилитрона, прикладываемое в запирающей полярности к базе транзистора. Разность  $E - U_{er}$  привоцит к прямому смещению перехода эмитгер – база, и по коллектору течет ток

$$I_{\kappa} = a_{N0} I_{S10} (e^{U_{N0}U_{T}} - 1) + I_{\kappa 0}. \tag{1}$$

Здесь  $I_{S10}$  и  $U_{*6}$ , соответственно, ток насыщения и напряжение ча переходе эмиттер — база,  $U_{\pi} = kT/q$  — термический потенциал,  $\pi_{\Lambda D} I_{S10}$ . без учета эфректов больших инжекций дается формулой (<sup>1</sup>)

$$z_{N0}\bar{I}_{S10} = \frac{qn_{i}^{2}D_{p0}S_{s}}{\int_{V(x)dx}^{W_{0}}N(x)dx} = \frac{(qn_{i})^{2}D_{p0}S_{s}}{Q_{0}}$$
(2)

Q6-полный заряд единицы площади диффундировавших примесен в бласти активной базы.

Преобразуя уравнение (1) и решая относительно Ц., получаем

$$U_{s0} = U_{\tau} \ln \left( 1 + \frac{I_{s} - I_{s0}}{\alpha_{N0} I_{s10}} \right).$$
(3)

10 I



Как видно из рис. 2, папряжение между точками а и выражается

$$U_{ub} = U_{ct}(I_0) + U_{s0}, \tag{4}$$

где  $U_{cr}(I_6)$  — стабилизированное напряжение, поданное на базу, которос, вообще говоря, есть функция от тока базы  $I_6$ .

Подставив значение U,6 из (3) в (4), получаем

$$U_{ab} = U_{c1}(I_{0}) + U_{r} \ln \left(1 + \frac{I_{k} - I_{k0}}{a_{N0}I_{S10}}\right).$$
(5)

В случае U<sub>36</sub> U<sub>1</sub>, учитывая также, что I<sub>к</sub> >> I<sub>ко</sub>, вместо (5) будем иметь:

$$U_{ub} = U_{c1}(I_0) + U_{T} \ln \frac{I_{\pi}}{2_{NU}I_{S10}}.$$
 (6)

Как видно из уравнения (6), напряжение между точками a и b очень слабо зависит от величины коллекторного тока  $I_{\kappa}$ . Так, если допустить 200-кратное перекрытие тока в пределах от  $I_{\kappa l} = 8 \cdot 10^{-3} A$  до  $I_2 = 1,6 A$  (заранее предполагая, что в этих пределах отсутствуют эффекты большой инжекции, которые песомненно влияли бы на величину  $2_{N0}/_{S10}$ , а также на вид уравнения (1), го разброс  $U_{ab}$  будет равен

$$\Delta U_{ub} = \Delta U_{c1}(I_6) + U_{T} \ln \frac{I_{H^2}}{I_{H^1}} = \Delta U_{c1}(I_6) + 0.1413, \text{ гдс}$$

$$\Delta U_{c1}(I_6) = U_{c1}(I_{6_1}) - U_{c1}(I_{6_1}).$$

Здесь мы предполагали также, что изменение температуры невелико<sup>\*</sup>.

Выходное динамическое сопротивление схемы определяется дифференцированием уравнения (6) по току

$$R_{\rm a} = \frac{dU_{ab}}{dI_{\rm a}} = a_{\rm A0} \left( \frac{dU_{\rm cr}(I_{\rm b})}{dI_{\rm m}} + \frac{U_{\rm r}}{I_{\rm m}} \right) = a_{\rm A0} \left( \frac{R_{\rm acr}}{\beta_{\rm A}} + \frac{U_{\rm r}}{I_{\rm m}} \right). \tag{7}$$

Здесь  $B_{n} = \frac{dI_{n}}{dI_{0}}$  — малосигнальный коэффициент усиления транзистора, который связан со статическим коэффициентом усиления известным соотношением (\*)  $\beta_{N} = \frac{B_{c1}}{1 - \frac{I_{n} - I_{n0}}{B_{c1}}}, R_{ner} - циффе-$ 

ренци...тыю сопротивление стабилитрона в области рабочих значений тока базы. При выводе (7) мы предполагали также, что U<sub>1</sub> не зави сит от I<sub>к</sub>.

Как будет показано шиже (см рис. 4), с увеличением значении тока и мощ ности //п/ст IV все большая часть последней "неребрасывается" транзистором на баластное сопротивление в коялекторной цепи, вви цу чего сам гранзистор работает в облегченном тепловом режиме.

Как вицио из (7), если для дифференциального сопротивления стабилитрона допустить значение  $R_{\rm e} = 10$  ом, как у обычных кремниевых стабилитронов (малой мощности) (<sup>3</sup>), а для усиления транзистора  $\beta_{\rm A} = 50$ . то выходное динамическое сопротивление схемы уже при токах  $I_{\rm R} = 0,1A$  оказывается меньше половины ома.

При больших значениях тока стабилизации второй член в уравнении (7) становится пренебрежимым по сравнению с первым и величина R обусловливается значениями R<sub>ACT</sub> и <sup>р</sup>.

Напряжение  $U_{ab}$  слабо зависит и от температуры. С увеличением температуры увеличивается ток  $\alpha_{N0}/s_{10}$  и термический потенциал  $U_1$ . Как видно из (2), главной причиной изменения  $\alpha_{N0}/s_{10}$  является изменение  $n_i$  от температуры. Подставляя значение  $n_i$ , выразим тепловой ток в следующем виде:

$$I_{s12}(T) = I_{s10}(0)e^{-\frac{U_{T}}{U_{T}}}$$

гле U<sub>3</sub>-потенциал запрещенной зоны, I<sup>\*</sup><sub>su</sub>(0) содержит величины, мало зависящие от температуры. В общем случае (<sup>4</sup>)

$$I_{s10}(T) = I_{s10}(0)e^{-\frac{\pi}{U}},$$
(8)

где коэффициент 0, в зависимости от температурного диапазона лежит в пределах 0,5÷1.

Подставляя Ізю(Т) из выражения (8) в (6) и логарифмируя, по-

лучаем

$$U_{ab} = U_{c1}(I_0) + U_{T} \ln \frac{I_{\kappa}}{a_{Ab}I_{S10}(0)} + \theta_{T} U_{3}.$$
(9)

Здесь U<sub>1</sub> ~ Г, а ток I<sub>SIO</sub>(O) и потенциал U<sub>1</sub> практически не зависят от температуры. Таким образом, температурный коэффициент выходного напряжения схемы (IKH)

$$s = \frac{\Delta U_{ab}}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{cs}(I_6)}{\Delta T} + \varepsilon_{s6} = \varepsilon_{c1} + \varepsilon_{s6}, \qquad (10)$$

Где  $\varepsilon_{cr}$  и  $\varepsilon_{16}$  — температурные коэффициенты напряжения применяемого стабилитрона и надения напряжения на переходе эмиттер—база, со тветственно. Полагая  $\theta_r = 1$ ,  $U_s = \text{const.} \ln \frac{1}{2N J_{SIO}(0)} = \text{const и диф$ ференцируя U по T, легко получить ТКН перехода эмиттер—база ввиде

$$\varepsilon_{10} = \frac{U_{10} - U_{10}}{T} < 0$$
, так как  $U_{10} < U_{2}$ .

ТКН кремниевых стабилитронов с лавинным пробоем, т. е. сравнительно высоковольтных стабилитронов, положительно (\*). Следовательно, при указанном подключении элсментов ТКН схемы по абсолютной величине оказывается меньше, как это следует из (10).

Важное преимущество схемы связано с уменьшением от тока коллектора, отраженным на рис. 4. С увеличением тока эмиттера выходное напряжение U<sub>ab</sub> перераспределяется между выволами эмиттер-коллектор транзистора и сопротивлением в цепи его коллектора, согласно соотношению

$$U_{\kappa,s} = U_{ab} - I_{\kappa}R_{\kappa}$$
, где  $I_{\kappa}(U_{\kappa,s})$ 

определяется по выходным коллекторным характеристикам транзистора. Экспериментальные точки на рис. 4 получены изменением входного напряжения E от значений  $|E| \ll |U_{cr}|$  до  $|E| > |U_{cr}|$ . Параметрами служили значения  $U_{cr}$  и  $R_{\kappa}$ . Участок с отрицательным наклоном соответствует активной области на выходных характеристиках транзистора.



Рис 3. Зависимость напряжения Uab от эмиттерного и коллекторного токов при различных значениях напряжения стабилизации Ucr (R = 2 о.м, R = 7 о.м)

Такие условия работы, очевидно, предохраняют транзистор от перегрева при больших значениях тока, и подавляющая часть мошности постоянного тока. соответствующая выбранному значению напряжения стабилизации, рассеивается не стабилитроном и транзистором, а балластным пассивным элементом.

Нужно отметить, что проведенный анализ соответствует малым смещениям на переходе эмиттер—база, при больших токах имеет место эффект оттеснения эмиттерного тока, из-за чего выражение (1) принимает вид

$$I_{\kappa} = 2_{N0}I_{S10}e^{-s_0}$$
, rge  $U_{s0} = U_{s0} - U_{6}$ .



Рис. 4. Зависимость Un от коллекторного тока (R = 7 0.4)

Падение напряжения в базовои области U<sub>6</sub> связано с током соотношениями (<sup>1.5</sup>)

$$U_{6} = U_{T} \ln \frac{v}{\sin v},$$

$$v \operatorname{tg} \frac{v}{2} = a = \frac{RI_{6}}{U_{T}},$$

$$R = \rho_{6} \frac{l}{4nh W_{6}}.$$

Здесь ро удельное сопротивление активной базовой области, лчисло эмиттеров, / и h ширина и длина одного эмиттера, соответственно

$$I_0 = \frac{I_{\kappa}}{B_{cc}}.$$

Можно показать, что когда а 1, ток коллектора выражается через напряжение // соотношением



$$I_{n} = \left[\frac{2U_{1}}{R} B_{c1} z_{N0} I_{S10}\right]^{1/2} e^{U_{m0} 2U_{1}}.$$
 (11)

Из уравнения (1) в случае  $U_{*5} \gg U_{T}$  п (11) мы можем найти те значения коллекторных токов, при которых проявляется оттеснение тока эмиттера:

$$I_{\rm nurt} = \frac{2U_{\rm r}}{R} B_{\rm cr}.$$
 (12)

Учитывая гот факт, что ро связаны с Q.

$$W_6 = \frac{W_6}{\mu_{\pi 0} Q_6},$$

можно получить

$$J_{\text{unr}} = \frac{I_{\text{unr}}}{S_n} = \frac{8D_{n\delta}Q_{\delta}B_{\text{unr}}}{l^2},$$

где S, = nlh полная поверхность эмиттерных переходов, Q<sub>6</sub> связан с 2 <sub>vo</sub>/sip уравнением (2). Легко показать, что уравнение (11) можно переписать в виде

$$I_{\rm H} = (I_{\rm H} \, 2_{\rm A0} \, I_{\rm S10})^{1/2} e^{U_{\rm H} \, 2U_{\rm T}} \,. \tag{13}$$

Подставив значение U36 из (13) в уравнение (4), будем иметь

$$U_{ab} = U_{cr}(I_{b}) + 2U_{r} \ln \frac{I_{\kappa}}{I_{m}}.$$
 (14)

## (/ort x. vo/sin) 1/2

Из уравнений (14) и (7) очевидно, что с наступлением оттеснения эмиттерного тока выходное динамическое сопротивление в отдельных случаях может вдвое превышать ранее полученное значение.

Проверка работоспособности схемы (рис. 2) и экспериментальное исследование ес стабилизирующих свойств проведены на серийном планарном n-p-n транзисторе типа КТ—902А при различных значениях сопротивлений  $R_{\kappa}$ ,  $R_{3}$  и при различных базовых напряжениях  $U_{cr}$ , задаваемых кремниевыми стабилитронами серийного производства<sup>\*</sup>.

На рис. З показаны экспериментально полученные зависимости  $U_{ab}$  от эмиттерного и коллекторного токов при различных значениях базового напряжения  $U_{ct}(I_6)$ . Как видно, при различных значениях базового напряжения поведение  $U_{ab}$  аналогично до некогорого максимального значения гока  $I_{кмикс}$  напряжение  $U_{ab}$  весьма слабо меняется, затем появляется резкая зависимость от  $I_{k}$ . При данных значениях иениях  $R_{*}$  и  $R_{*}$  мы можем посчитать ток  $I_{кмикс}$ , ограничивающий сверху рабочии участок параметрической стабилизации схемы. Со стороны входа имеем

<sup>•</sup> Первоначально напряжение на базу поданалось от стабилязированных маломощных источников регулируемого напряжения постоянного тока.

$$E = I_{s}R_{s} + I_{u}R_{u} + U_{u}$$
(15)

Учитывая, что при токе /кмакс падение напряжения на транзисторе U<sub>к</sub>, ~О или U<sub>к</sub>, «I<sub>к</sub>R<sub>к</sub>, из (15) получаем:

$$I_{\rm KMBKC} = \frac{E}{R_{\nu}/a_{\rm NO} + R_{\rm K}} \qquad \text{H.TH} \qquad I_{\rm PMBKC} = \frac{E}{R_{\nu} + a_{\rm AD}R_{\rm H}}$$

Ток / кмакс, очевидно, соответствует, наступлению насыщения в транзисторе при данных E, U<sub>ст</sub> и R<sub>к</sub>. С ростом задаваемых значений U<sub>ст</sub> токи / кмакс растут приблизительно пропорционально U'ст:

$$I_{\rm KMAKL} \approx \frac{U_{ab}}{R_{\rm K}} \approx \frac{U_{cr}}{R_{\rm K}},$$

что следует из равенств (6) и (15) при U<sub>ку</sub> (J<sub>к</sub>R<sub>к</sub> и хорошо проявляется в экспериментальных данных, приведенных на рис. 3.

Экспериментально выявленные значения дифференциального сопротивления R<sub>1</sub> также хорошо совпадают с теоретическими, вычисленными с помощью уравнения (7).

Как следует из (14), при наступлении эффекта оттеснения  $R_{*}$ должно было унеличиваться. Значение токов, после которых проявлялось оттеснение в используемых транзисторах, и активном режиме было  $I_{*} \ge 1, 4A$  (эти значения мы можем оценить двумя путями: непосредственио — с помощью уравнения (12). и косвепно, учитывая тот факт, что с наступлением оттеснения эмиттерного тока статический коэффициент успления тока  $B_{*}$  начинает уменьцаться по закону  $B_{cr} \sim I_{*}^{-2}$  (\*1). Но как видно из графиков (рис. 3), при теках  $I_{*} \ge 1,4$  А увеличения  $R_{*}$  не наблюдается.  $R \approx 0,3$  ом (кривая 4) при токе  $I_{*} = 1,5$  Причиной этому, по-видимому. большие значения дифференциальных сопротивлений примененных стабилитронов.

Цействительно, для кривой 4 (рис. 3) при токе I<sub>к</sub>=1,5 \ сопротивление стабилитронов бы ю≈10о.и; если учесть также, что \$х при этом равен 35, то получаем:

$$R_1(I=1, 5A) \approx 0, 28 + 0,03 = 0,31 \text{ o.m.}$$

т. е. первын член в уравнении (7) намного больше второго, и мы в опыте не должны были наблюдать увеличения R<sub>1</sub>, обусловленного эффектом оттеснения тока.

В конце нужно отметить, что более сложную зависимость /<sub>к</sub>=f(U<sub>16</sub>) можно получить при учете расширения базовой области при больших приложенных напряжениях коллектор база, но эти вопросы выходят за рамки настоящей статьи.

Ереванский государственный университет

Հայկական ՍՍՀ ԴԱ անդամ Գ. Մ. ԱՎԱԳՑԱՆՑ, Մ. Վ. ՄԻՆԱՍՑԱՆ, Ս. Ա. ՍԱՐԳՍՑԱՆ

## լաւման պառամետրիկ կայունացուցիչ ճզոր բառձռավոլտ բիպոլյար տռանզիստորի ճիման վրա

Աշտատանքում դիտարկված է նզոր բարձրավոլտ տրանզիստորի և կիսանաղորդչային ստաբիլիտրոնի ճամակցման մի տարբերակ, որը ապաճովում է ճաստատուն ճոսանքի լարման կայունացում բավականին լայն սաճմաններում (ընդճուպ մինչև տրանզիստորի մաքսիմալ լարման արժեքը)։ Ընդսմին ստաբիլիտրոնի ճոսանքի աշխատանթային տիրույնի մաքսիմումը գերազանցվում է տրանզիստորի ստատիկ ուժեղացման գործակցի (B) կարգով։ Փոքրազդանշանային ուժեղացման գործակցի (3) կարգով նվազում է ելքային դիֆերենցիալ դիմադրությունը։ Ելքային լարման ջերմաստիճանային գործակիցը նույնայես նվազում է։

Սխեմայի առանձնա**մատկությունն է լարման ավտոմատիկ վ**երաբաշխումը տրանդիստորի ու նրա օմական բեռի միջև, որի շնոր**միվ զգալի** Ա Հզորության ցրումը տեղի է ունենում առանց ստաբիլիտրո-Նի և տրանդիստորի ջերմային ծանրաբեռնման,

Ստացված հն դիտարկվող պարամետրիկ կայունացուցչի աշխատանթր բնութապրող բանակական առնչություններ։ Վերլուծված է տրանդիստորում էմիտերային Տոսանբի բուղավորման երևույթթ աղդեցությունը կայունացուցչի հլբային պարամետրերի վրաւ

## ЛИТЕРАТУРА — ԴРЦЧЦЪПРИЗИРЪ

<sup>1</sup> С. Rey, J. P. Bailbe, Solid st. Electronics, v. 17, 10, 1974. <sup>3</sup> Э. Столярский, Измерения параметров транзисторов, "Сов радно", М., 1976. <sup>3</sup> Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под редакцией С. Л. Іолика и Е. И. Гальперина, "Сов. радно", М., 1969. <sup>4</sup> И. П. Степаненко, Основы теории транзисторов и транзисторных схем. "Энергия", М., 1973. <sup>5</sup> G. Rey, Solid st. Electronics, 12, 645, 1969. <sup>4</sup> В. Г. Колесников, В. И. Никитин, В. Ф. Сыкоров, Б. К. Петров и др. Креминевые планарные транзисторы, "Сов. радно", М., 1973. <sup>3</sup> J. Olmstead, W. Einthoven, S. Ponczak and P. J. Kannam, R. C. A. Rev. 32, 221 (1971).