

Г. Г. КИРАКОСЯН, Г. А. МАКАРЯН, А. С. ШАБОЯН

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УСЛОВИЙ НАДЕЖНОЙ РАБОТЫ СОСТАВНОГО ТРАНЗИСТОРА В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ

При разработке монолитных составных транзисторов возникают проблемы, связанные с неравномерным распределением тока по площадям эмиттеров составляющих транзисторов. Поэтому в режиме переключения обычно один из транзисторов выходит из строя. Показано, что можно выбрать оптимальные значения для площадей эмиттеров, при которых обеспечивается надежная работа монолитного составного транзистора.

Միաբյուր անոթի տրանզիստորային կառուցվածքների նախաձեռն ժամանակ բարդություններ են առաջանում կապիտալ տրանզիստորային կառուցվածքի բաղադրիչների էմիտերային ճախերի տեղերով հոսանքի անհավասարաչափ բաշխման հետ: Այդ պատճառով փոխանցական սխեման ստորաբաժնի բաղադրիչի տրանզիստորներից մեկը շարքից դուրս է գալիս: Ելելով տրված, որ կապիտալ է քննարկվում էմիտերային ճախերի տեղերի օպտիմալ արժեքները, որոնց շնորհիվ ապահովվում է միաբյուր ունային բաղադրիչ տրանզիստորի հստակ աշխատանքը:

Проблема равномерного распределения тока по площади эмиттера как в статическом, так и в динамическом режимах работы имеет перво-степенное значение для надежной работы составных силовых транзисторов (рис. 1). Одним из основных недостатков составных транзисторов является то, что во время переключения обычно один из транзисторов выходит из строя. Целью настоящей работы является определение условий для надежной работы всех составляющих транзисторов.

1. Расчет коэффициента усиления по току в случае $W_{\text{бб}}/L_{\text{обб}} \ll 1$. В работе [1] был проведен расчет коэффициента усиления по току в случае, когда коэффициент переноса имеет следующую форму

$$\beta = [\text{ch}(W_{\text{бб}}/L_{\text{обб}})]^{-1}, \quad (1)$$

где $W_{\text{бб}}$ — толщина активной базы, а $L_{\text{обб}} = (D_{\text{обб}})^{1/2}$ — диффузионная длина неосновных носителей заряда в базе. В этом случае задача нахождения коллекторных токов I_k составного транзистора обладает высокой точностью, но аналитически не решается. В этом параграфе в приближении $W_{\text{бб}}/L_{\text{обб}} \ll 1$ вычисляются коллекторные токи I_k (i — номер каскада) для составляющих транзисторов.

Разложив (1) по малому параметру $W_{\text{бб}}/L_{\text{обб}}$ и учитывая эффект модуляции коллекторной области, получим [2]

$$\beta^{-1} \approx 1 + \frac{W_{\text{бб}}^2}{nL_{\text{обб}}^2} + \frac{W_{\text{к/б}}^2}{4L_{\text{ПК}}^2}, \quad (2)$$

где $L_{\text{обб}}$, $L_{\text{ПК}}$ — диффузионные длины для электрона в базовой и коллекторной области соответственно, n — целое число, зависящее от

уровня инжекции эмиттера, $W_{к0}$ — модулированная часть коллектора, определяется формулой

$$W_{к0} = W_{к0} (1 - I_{к0}/I_k) |U_{к0}| \text{const},$$

$$I_{к0} = (U_{к0} S_2) (\rho_k W_{к0}) \approx (U_{к0} S_2) / (\rho_k W_{к0}). \quad (3)$$

здесь $W_{к0}$ и ρ_k — толщина и удельное сопротивление коллекторного слоя.

Для объяснения уменьшения коэффициента усиления h_{21} с ростом коллекторного тока используется модель контролируемого заряда [3]. Согласно определению, коэффициент усиления по току h_{21} в схеме с общим эмиттером.

$$h_{21} = (\beta_1) / (1 - \beta_1),$$

$$\gamma = \gamma_1 / (1 + \gamma_1), \quad (4)$$

где γ — эффективность эмиттера в схеме с заземленной базой, а величина $\gamma_1 = (Q_{e0}/\bar{D}_{e0}) / (Q_{c0}/\bar{D}_{c0})$ известна как показатель эффективности инжекции эмиттера.

В результате инжекции эмиттером неосновных носителей, заряд основных носителей в базе увеличивается из-за сохранения нейтральности базы. Если дополнительный заряд в базе обозначить ΔQ_0 , то при высоком уровне инжекции эффективность эмиттера

$$\gamma_1 = [Q_{e0}/\bar{D}_{e0}] / [(Q_{c0} + \Delta Q_0)/\bar{D}_{c0}]. \quad (5)$$

Приращение базового заряда связано с коллекторным током соотношением

$$\Delta Q_0 = \tau_{пр} J_k, \quad (6)$$

где $\tau_{пр}$ является временем пролета носителя через базовый и модулированный коллекторные слои.

Как показано в работе [2], $\tau_{пр}$ имеет вид

$$\tau_{пр} = \frac{W_{c0}^2}{n \bar{D}_{c0}} + \frac{W_{к0}^2}{4 \bar{D}_{к0}}. \quad (7)$$

Подставив формулу (2) в выражение (4) с учетом (5), (6), (7), получим

$$h_{21}^{-1} = h_{210}^{-1} + \frac{1}{(Q_{e0}/\bar{D}_{e0})} \frac{J_k}{S_1} \left(\frac{W_{c0}^2}{n \bar{D}_{c0}^2} + \frac{W_{к0}^2}{4 \bar{D}_{к0} \bar{D}_{c0}} \right) +$$

$$+ (W_{c0}^2 / n L_{c0}^2) + (W_{к0}^2 / 4 L_{к0}^2). \quad (8)$$

Согласно работе [4], отношение числа Гуммеля эмиттера и базы $(Q_{e0}/\bar{D}_{e0}) / (Q_{c0}/\bar{D}_{c0})$ не что иное, как максимальный коэффициент усиления транзистора h_{210} .

Используя определение коэффициента усиления $k_{212} = I_{x2}/I_0$ и формулу (8), для I_{k1} , I_{k2} , I_{k3} коллекторных токов первого, второго и третьего каскадов соответственно составного транзистора, получим кубические уравнения. Для нахождения корней I_{k1} , I_{k2} , I_{k3} воспользуемся тригонометрическим решением кубического уравнения. Из трех корней кубического уравнения третий всегда получается отрицательным, а из остальных двух корней берется наименьшее значение, так как для него выполняется приближение $W_{k20}/L_{k2} \ll 1$. Нахождение аналитической зависимости коллекторного тока I_{k2} от внутренних (W_{k0} , W_{k1} , D_{n0} , D_{n1} , ...) и внешних (S_1 , U_{k3} , ...) параметров транзисторов является одной из важных задач разработчиков мощных транзисторов.

2. *Нахождение оптимального соотношения площадей эмиттеров транзистора Дарлингтона.* Для составного транзистора с многокаскадным усилением, работающего в режиме насыщения, отдельные каскады по-разному нагружены. Иными словами, распределение плотности тока по каскадам неравномерно. Последнее может привести во время работы составного транзистора в режиме переключения к выходу из строя перегруженного транзистора. Для повышения надежности составного транзистора в режиме переключения необходимо найти такое оптимальное соотношение площадей эмиттеров $S_{e1}, S_{e2} = n_0$, $S_{e1}/S_{e2} = m_0$, при котором все каскады будут равномерно нагружены. Это означает, что плотности эмиттерных токов разных каскадов приблизительно равны

$$\frac{I_{e1}}{S_{e1}} \approx \frac{I_{e2}}{S_{e2}} \approx \frac{I_{e3}}{S_{e3}}. \quad (9)$$

Так как площадь транзисторной структуры ограничена, то задачу оптимизации необходимо решить при дополнительном условии

$$S_e = S_{e1} + S_{e2} + S_{e3} = \text{const}, \quad (10)$$

где S_e составляет некоторую часть общей геометрической площади составного транзистора.

На основе вышеприведенной теории составлена программа расчета оптимального соотношения площадей эмиттеров при условиях (9) и (10).

Алгоритм расчета заключается в том, что при фиксированных значениях чисел $n_{\max}$ и $m_{\max}$, когда $1 < n < n_{\max}$ и $1 < m < m_{\max}$ находим все возможные распределения плотностей токов $J_{e1}(n, m)$ ($i = 1, 2, 3$). Затем из этих значений выбираются те значения ($J_{e1}(n_0, m_0)$), которые обеспечивают максимальную точность уравнения (9).

Для случая, когда $n_{\max} = 20$, $m_{\max} = 25$, $S_e = 3 \text{ см}^2$, было получено оптимальное значение $n_0 = 4$, $m_0 = 19$. Можно убедиться, что с ростом значений $n_{\max}$ и $m_{\max}$ оптимальные значения n_0 , m_0 не изменяются.

Результаты работы находят непосредственное применение для транзисторных структур с остроугольной топологией, у которых отсутствует вредное воздействие эффекта оттеснения эмиттерного тока (ЭОЭТ).

НПО «Транзистор»

20. 1. 1993.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Р. В. Авагян и др. Изв. АН АрмССР. Технические науки, 43, 220 (1990).
2. R. J. Whittier, D. A. Tremore. IEEE Trans. on Electr. Dev., ED-16, 39 (1969).
3. А. Бликер, Физика силовых биполярных и полевых транзисторов. Энергоатомиздат, Л., 1986.
4. А. А. Варданян и др. В сб. Технология быстродействующих силовых полупроводниковых приборов, с. 112, Таллин, 1987.