

ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

В. Е. АРУСТАМЯН

К НЕЛИНЕЙНОЙ ТЕОРИИ
 МНОГОКОЛЛЕКТОРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Первое сообщение о возможности реализации и применении многоколлекторных (МК) транзисторов в интегральных структурах относится к 1969 г. [1]. Однако вопросы теории и применения МК-транзисторов стали разрабатываться лишь в последнее время [2, 3]. Настоящая статья является продолжением работы [2] в части разработки нелинейной теории МК-транзисторов.

На рис. 1 схематически изображена МК-транзисторная структура. Для простоты коллекторные контакты показаны с обратной стороны подложки. В действительности это планарный прибор, у которого все контактные площадки расположены на одной поверхности пластины. С целью обеспечения идентичности коллекторов и коэффициентов передачи токов коллекторы снабжены собственными эмиттерами, которые при металлизации объединяются и, тем самым, сводятся к одному общему эмиттеру [4].

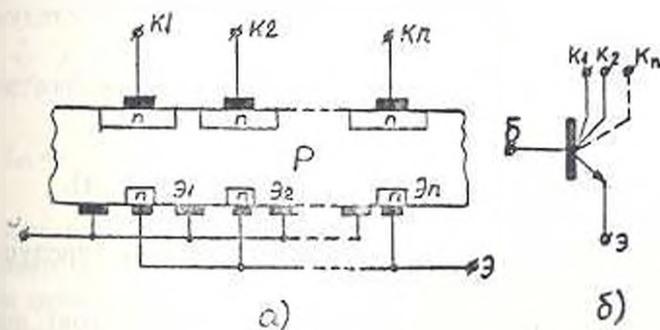


Рис. 1

Очевидно, что в процессе передачи тока к i -ому коллектору основную роль играет собственный i -ый эмиттер. Структура была бы идеальной, если бы не существовало передачи носителей от i -го эмиттера к j -му коллектору, а непосредственное взаимодействие между коллекторами отсутствовало бы. Тогда структура представляла бы собой объединенные по базам и эмиттерам одинаковые одноколлекторные транзисторы, что в некоторых случаях может послужить удобной моделью для исследования МК-транзисторов и схем на них.

Обобщая систему уравнений многопереходной интегральной структуры [5] для случая одного эмиттера и n коллекторов, если структура включена по схеме с общей базой, получим:

$$\begin{bmatrix} I_e \\ I_{k1} \\ \vdots \\ I_{kn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{00}(s) & -A_{01}(s) & \dots & -A_{0n}(s) \\ -A_{10}(s) & A_{11}(s) & \dots & -A_{1n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -A_{n0}(s) & -A_{n1}(s) & \dots & A_{nn}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \exp U_{k1}/\varphi_1 - 1 \\ \exp U_{k1}/\varphi_1 - 1 \\ \vdots \\ \exp U_{kn}/\varphi_n - 1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $I_e, I_{k1}, \dots, I_{kn}$ — токи эмиттера и коллекторов, соответственно; элементы матрицы $A_{ij}(s)$ — токи насыщения переходов, которые могут быть вычислены посредством физических и геометрических параметров структуры [6], или же измерены на выводах структуры; $s = \frac{d}{dt}$

— оператор дифференцирования по времени, указывающий на временную зависимость элементов $A_{ij}(s)$; $U_e, U_{k1}, \dots, U_{kn}$ — напряжения эмиттерного и коллекторных переходов, соответственно, в общем случае изменяющиеся во времени; $\varphi = \frac{kT}{q}$ — тепловой потенциал

(примерно 26 мВ). Система уравнений (1) показывает, что n -коллекторный транзистор в нелинейном режиме характеризуется $(n+1)^2$ параметрами $A_{ij}(s)$. Однако эти параметры не удобны как для построения нелинейной модели структуры, так и для практических инженерных расчетов схем на МК-структурах. Поэтому целесообразно их выразить через традиционные параметры — коэффициенты передачи токов эмиттера или базы и тепловые токи переходов. Для этого определим коэффициенты передачи токов через $A_{ij}(s)$ следующим образом.

1. Нормальные раздельные коэффициенты передачи тока эмиттера:

$$\alpha_{Ni} = - \left. \frac{I_{ki}}{I_e} \right|_{U_{k1}=\dots=U_{kn}=0} = \frac{A_{i0}}{A_{00}} \quad (i=1, 2, \dots, n). \quad (2)$$

Здесь и далее с целью экономии места оператор s пропущен, а где он необходим будет оговорено.

1а. Суммарный (при объединении всех коллекторов) нормальный коэффициент передачи тока эмиттера

$$\alpha_{N\Sigma} = - \left. \frac{\sum_{i=1}^n I_{ki}}{I_e} \right|_{U_{k1}=\dots=U_{kn}=0} = \frac{\sum_{i=1}^n A_{i0}}{A_{00}} = \sum_{i=1}^n \alpha_{Ni}. \quad (2a)$$

Следует отметить, что хотя суммарный нормальный коэффициент является суммой раздельных нормальных коэффициентов, тем не менее он всегда меньше единицы [5].

2. Раздельные инверсные коэффициенты передачи тока

$$\alpha_{ji} = - \frac{I_{ji}}{I_{ki}} \bigg|_{\substack{U_{\beta} = 0 \\ U_{ki} = 0}} = \frac{A_{0i}}{A_{ij}} \quad (i = 1, 2, \dots, n). \quad (3)$$

Можно показать, что суммарный инверсный коэффициент α_{j2} всегда удовлетворяет условию $\alpha_{j2} < \sum \alpha_{ji}$.

В МК-транзисторе имеют место также межколлекторные передачи, которые характеризуются коэффициентами (здесь прямой и инверсный понятия условные) межколлекторных передач

$$\alpha_{kij} = - \frac{I_{ki}}{I_{kj}} \bigg|_{\substack{U_{\beta} = 0 \\ U_{kj} = 0 \\ i=j}} = \frac{A_{ij}}{A_{jj}} \quad (i, j = 1, 2, \dots, n; i \neq j). \quad (4)$$

Соотношения (2)–(4) определяют $n^2 + n$ коэффициентов передач, которых однако недостаточно для выражения через них всех $(n+1)^2$ элементов матрицы A_{ij} . В качестве дополняющих уравнений могут быть использованы тепловые токи $n+1$ переходов (одного эмиттерного и n коллекторных). Нахождение этих токов сводится к решению линейных относительно $\left(\exp \frac{U_{\alpha i}}{\varphi_T} - 1 \right)$ и $\left(\exp \frac{U_{\beta}}{\varphi_T} - 1 \right)$ систем уравнений:

$$I_{\alpha i} = -A_{ii} - A_{i0} \left(\exp \frac{U_{\beta}}{\varphi_T} - 1 \right) - \sum_{j \neq i} A_{ij} \left(\exp \frac{U_{kj}}{\varphi_T} - 1 \right); \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

$$I_{\beta} = -A_{00} \left(\exp \frac{U_{\beta}}{\varphi_T} - 1 \right) - \sum_{j=1}^n A_{0j} \left(\exp \frac{U_{kj}}{\varphi_T} - 1 \right) \equiv 0, \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{ki} = A_{i0} - \sum_{j=1}^n A_{ij} \left(\exp \frac{U_{kj}}{\varphi_T} - 1 \right) &\equiv 0; \quad i = 1, 2, \dots, n \\ I_{\beta} = -A_{00} - \sum_{j=1}^n A_{0j} \left(\exp \frac{U_{\beta}}{\varphi_T} - 1 \right) & \end{aligned} \right\} \quad (5a)$$

Решения этих систем $(I_{\alpha 1}, I_{\alpha 2}, \dots, I_{\alpha n}, I_{\beta})$ с соотношениями (2)–(4) составляют замкнутую систему уравнений, которая может быть определена относительно A_{ij} , что позволит преобразовать матрицу (1) и выразить ее посредством традиционных параметров транзистора. Как видно из (2)–(4), для этого достаточно найти только диагональные элементы A_{ii} , остальные могут быть выражены ими и соответствующими коэффициентами α .

Тогда система (1) представится следующим образом:

$$\begin{bmatrix} I_{\beta} \\ I_{k1} \\ \vdots \\ I_{kn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_{11} & \dots & -\alpha_{1n} \\ -\alpha_{N_1} & 1 & \dots & -\alpha_{k_1 n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\alpha_{N_n} & -\alpha_{k_n 1} & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\beta} \\ I_{k1} \\ \vdots \\ I_{kn} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

где $I_s = A_{00} \left(\exp \frac{U_s}{\varphi_r} - 1 \right)$ — ток инжекции эмиттерного перехода;

$I_{kj} = A_{jj} \left(\exp \frac{U_{kj}}{\varphi_c} - 1 \right)$ — ток инжекции j -го коллекторного перехода.

На основании матрицы (6) легко может быть построена нелинейная эквивалентная схема многоколлекторного транзистора.

В случае включения структуры по схеме с общим эмиттером матрица (6) может быть преобразована таким образом, чтобы в ней фигурировали коэффициенты передачи тока базы на основе нижеприведенных соотношений.

Раздельные нормальные коэффициенты передачи тока базы

$$\beta_{N_i} = - \frac{I_{ki}}{I_s + \sum_{j=1}^n I_{kj}} \Big|_{U_{kj}=0} = \frac{A_{i0}}{A_{00} - \sum_{j=1}^n A_{jj}} = \frac{\alpha_{N_i}}{1 - \sum_{j=1}^n \alpha_{N_j}} \quad (7)$$

$i = 1, 2, \dots, n$

Суммарный нормальный коэффициент передачи тока базы

$$\beta_{N\Sigma} = \frac{\sum_{j=1}^n \alpha_{N_j}}{1 - \sum_{j=1}^n \alpha_{N_j}} = \sum_{j=1}^n \beta_{N_j} \quad (8)$$

Выражение (7) устанавливает интересное соотношение между различными коэффициентами передачи тока для каждой пары коллекторов в структуре, а именно

$$\beta_{N_i} \alpha_{N_j} = \beta_{N_j} \alpha_{N_i}; \quad i, j = 1, 2, \dots, n. \quad (9)$$

Для раздельных и суммарного инверсных коэффициентов передачи тока базы аналогичным образом получаем:

$$\beta_{I_i} = \frac{\alpha_{I_i}}{1 - \alpha_{I_i}}; \quad (i = 1, 2, \dots, n)$$

$$\beta_{I\Sigma} < \sum_{j=1}^n \beta_{I_j}.$$

Соответствующие коэффициенты передачи между коллекторами выражаются как

$$\beta_{k_{ij}} = \frac{I_{ki}}{I_{ki} + I_{kj}} \Big|_{U_{kj}=0} = \frac{A_{ij}}{A_{ij} - A_{ij}} = \frac{\alpha_{k_{ij}}}{1 - \alpha_{k_{ij}}}; \quad i, j = 1, 2, \dots, n.$$

Во избежание дальнейшего усложнения математических выкладок и эквивалентных схем подробно рассмотрим структуру с двумя коллекторами.

Тогда выражение (6) примет вид:

$$\begin{bmatrix} I_s \\ I_{K_1} \\ I_{K_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_{I_1} & -\alpha_{I_2} \\ -\alpha_{N_1} & 1 & -\alpha_{K_{11}} \\ -\alpha_{N_2} & -\alpha_{K_{21}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I'_s \\ I'_{K_1} \\ I'_{K_2} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

где

$$I'_s = A_{00} \left(\exp \frac{U_s}{\varphi_T} - 1 \right); \quad I'_{K_1} = A_{11} \left(\exp \frac{U_{K_1}}{\varphi_T} - 1 \right);$$

$$I'_{K_2} = A_{22} \left(\exp \frac{U_{K_2}}{\varphi_T} - 1 \right);$$

$$A_{00} = \frac{(1 + \alpha_{K_{11}} \alpha_{K_{21}}) I_{sT}}{1 - (\alpha_{N_1} \alpha_{I_1} + \alpha_{N_2} \alpha_{I_2} + \alpha_{N_1} \alpha_{I_2} \alpha_{K_{11}} + \alpha_{N_2} \alpha_{I_1} \alpha_{K_{21}} - \alpha_{K_{11}} \alpha_{K_{21}})};$$

$$A_{11} = \frac{(1 - \alpha_{N_1} \alpha_{I_1}) I_{K_1T} + (\alpha_{K_{11}} + \alpha_{N_1} \alpha_{I_2}) I_{K_2T}}{(1 - \alpha_{N_1} \alpha_{I_1})(1 - \alpha_{N_2} \alpha_{I_2}) - (\alpha_{N_1} \alpha_{I_2} + \alpha_{K_{21}})(\alpha_{N_2} \alpha_{I_1} + \alpha_{K_{11}})}$$

$$A_{22} = \frac{(\alpha_{N_2} \alpha_{I_2} + \alpha_{K_{21}}) I_{K_2T} + (1 - \alpha_{N_2} \alpha_{I_2}) I_{K_1T}}{(1 - \alpha_{N_2} \alpha_{I_2})(1 - \alpha_{N_1} \alpha_{I_1}) - (\alpha_{N_1} \alpha_{I_2} + \alpha_{K_{11}})(\alpha_{N_2} \alpha_{I_1} + \alpha_{K_{21}})}$$

Эквивалентная схема, соответствующая модели (10), приведена на рис. 2, где r_s , r_1 , r_{K_1} и r_{K_2} — объемные сопротивления областей эмиттера, базы и коллекторов, соответственно; C_s , C_{K_1} и C_{K_2} — усред-

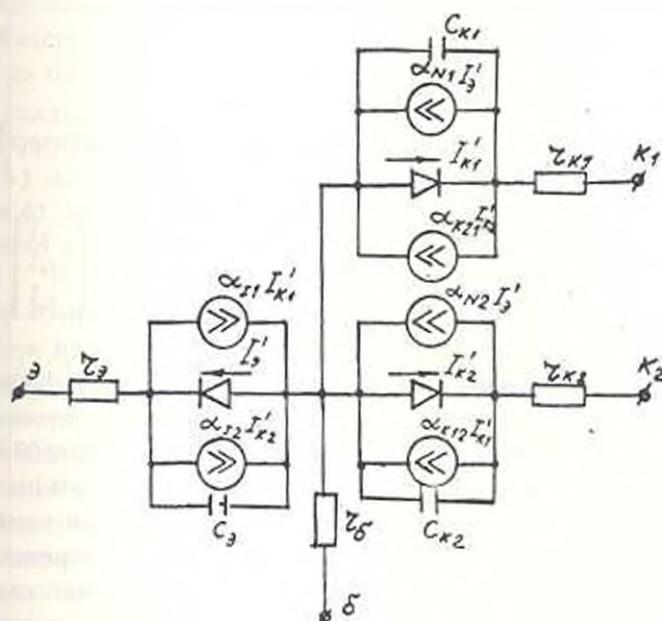


Рис. 2

ненные емкости переходов эмиттера и коллекторов, соответственно. Принимая $S=0$, на основе выражения (10) можно построить все входные, выходные и передаточные статические характеристики двухколлекторного транзистора.

Как видно из (10), ток одного коллектора является функцией тока (или напряжения) другого коллектора. Это наводит на мысль о возможности управления током одного коллектора посредством изменения тока или напряжения другого коллектора, что открывает широкие схемотехнические перспективы перед многоколлекторными транзисторами.

Следует отметить, что выражения для I_e , I_{k1} и I_{k2} в некоторых случаях можно значительно упростить. Так, если в структуре коллекторные области достаточно удалены друг от друга, то коэффициентами взаимных передач между ними можно пренебречь, т. е. $\alpha_{k12} = \alpha_{k21} = 0$. Тогда выражения для полных токов эмиттера и коллекторов примут вид:

$$\begin{aligned} I_e &= I_{e1} - \alpha_{k1} I_{k1} - \alpha_{k2} I_{k2}; \\ I_{k1} &= -\alpha_{N1} I_{e1} + I_{k1r}; \\ I_{k2} &= -\alpha_{N2} I_{e1} + I_{k2r}, \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} I_{e1} &= \frac{I_{e1r}}{1 - \alpha_{N1}\alpha_{E1} - \alpha_{N2}\alpha_{E1}} \left(\exp \frac{U_{e1}}{\varphi_T} - 1 \right); \\ I_{k1r} &= \frac{(1 - \alpha_{N1}\alpha_{E1})I_{k1r} + \alpha_{N1}\alpha_{E1}I_{k2r}}{1 - \alpha_{N1}\alpha_{E1} - \alpha_{N2}\alpha_{E1}} \left(\exp \frac{U_{k1}}{\varphi_T} - 1 \right); \\ I_{k2r} &= \frac{\alpha_{N2}\alpha_{E1}I_{k1r} + (1 - \alpha_{N1}\alpha_{E1})I_{k2r}}{1 - \alpha_{N1}\alpha_{E1} - \alpha_{N2}\alpha_{E1}} \left(\exp \frac{U_{k2}}{\varphi_T} - 1 \right). \end{aligned}$$

Поскольку выражения (11) представляют собой статические вольт-амперные характеристики двухколлекторного транзистора ($S=0$) при отсутствии прямого взаимодействия между коллекторами, то их можно использовать для анализа работы двух одноколлекторных транзисторов при их эмиттерно-базовом параллельном включении.

Имея модель и эквивалентную схему двухколлекторного транзистора, произведем анализ режимов его работы.

1. Статический режим. Здесь возможны четыре области работы транзистора.

а) *Область отсечки.* Эмиттерный и коллекторные переходы включены обратными напряжениями, т. е. $U_{e1} > 0$; $U_{k1} > 0$; $U_{k2} > 0$ (здесь и далее речь идет о $n-p$ и структуре). Пренебрегая при этом величиной экспоненты по сравнению с единицей в (10) и определяя эмиттерный и коллекторные токи как I_e^0 , I_{k1}^0 , I_{k2}^0 (назовем их начальными токами), из (10) получаем модель транзистора для этого случая

$$\begin{bmatrix} I_{N_1}^n \\ I_{N_2}^n \\ I_{N_3}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_{I_1} & -\alpha_{I_2} \\ -\alpha_{N_1} & 1 & -\alpha_{N_{12}} \\ -\alpha_{N_2} & -\alpha_{N_{21}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -a_{00} \\ -a_{11} \\ -a_{22} \end{bmatrix}$$

где $a_{ij} = A_{ij}(0)$, т. е. при $s=0$.

б) *Прямая активная область.* Коллекторные переходы включены обратным напряжением, а эмиттерный — прямым, т. е. $U_{k_1} > 0$; $U_{k_2} > 0$; $U_3 < 0$. Аналогичным образом модель транзистора для этого случая

$$\begin{bmatrix} I_{I_1} \\ I_{k_1} \\ I_{k_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_{I_1} & -\alpha_{I_2} \\ -\alpha_{N_1} & 1 & -\alpha_{N_{12}} \\ -\alpha_{N_2} & -\alpha_{N_{21}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{00} e^{U_{k_1}/V_T} \\ -a_{11} \\ -a_{22} \end{bmatrix}$$

Из этого выражения видно, что при фиксированном напряжении эмиттера $I_3 = \text{const}$, следовательно $I_{k_1} + I_{k_2} = \text{const}$, что указывает на возможность управления током одного коллектора путем изменения тока другого коллектора.

в) *Инверсная активная область.* При объединении коллекторов модель аналогична модели одноколлекторного транзистора, а при инверсном включении только по одному коллектору $U_3 > 0$; $U_{k_1} < 0$; $U_{k_2} > 0$. Модель принимает вид:

$$\begin{bmatrix} I_{N_1}^n \\ I_{N_2}^n \\ I_{N_3}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_{I_1} & -\alpha_{I_2} \\ -\alpha_{N_1} & 1 & -\alpha_{N_{12}} \\ -\alpha_{N_2} & -\alpha_{N_{21}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -a_{00} \\ a_{11} e^{U_{k_1}/V_T} \\ -a_{22} \end{bmatrix}$$

где $I_{N_1}^n$ и $I_{N_2}^n$ — инверсные токи эмиттера и первого коллектора.

г) *Область насыщения.* Здесь возможны два случая: 1) транзистор насыщен по обоим коллекторам; 2) насыщение имеет место только по одному коллектору. Для второго случая $U_3 < 0$; $U_{k_1} < 0$; $U_{k_2} > 0$. Предполагая, что напряжение насыщения $U_{k_{1n}} \approx U_3$, для модели получаем

$$\begin{bmatrix} I_{I_1} \\ I_{k_{1n}} \\ I_{k_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\alpha_{I_1} & -\alpha_{I_2} \\ -\alpha_{N_1} & 1 & -\alpha_{N_{12}} \\ -\alpha_{N_2} & -\alpha_{N_{21}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{00} e^{U_3/V_T} \\ a_{11} e^{U_{k_1}/V_T} \\ -a_{22} \end{bmatrix}$$

где $I_{k_{1n}}$ — ток насыщения по первому коллектору. Поскольку и в этом случае $I_{k_{1n}} + I_{k_2} = \text{const}$, то изменением тока ненасыщенного коллектора можно вывести транзистор из режима насыщения по первому коллектору. Это явление также имеет большое схемотехническое значение.

II. *Режим переключения.* Под режимом переключения подразумевается последовательное во времени пребывание транзистора во всех вышеописанных областях как в прямом, так и в обратном направлении. Разумеется, определенные выше параметры структуры при этом не могут остаться постоянными. Однако для описания переходного процесса будем полагать, что коэффициенты передачи в каждой области не

зависят от токов и напряжений переходов. Тогда переходной процесс в активной (прямом и инверсном) области может быть описан временными функциями коэффициентов α_{N_1} , α_{N_2} , α_{I_1} , α_{I_2} , (β_{N_1} , β_{N_2} , β_{I_1} , β_{I_2}), а в случае инверсного включения по одному коллектору — $\alpha_{k_{11}}$ и $\alpha_{k_{21}}$ ($\beta_{k_{11}}$ и $\beta_{k_{21}}$). Учитывая только доминирующие частоты в разложении $A_{ij}(S)$, их можно представлять посредством однонулевых и однополосных функций вида [6]

$$A_{ii}(S) = a_{ii}(1 + S\tau_{ii}) \quad \text{и} \quad A_{ij}(S) = a_{ij}/(1 + S\tau_{ij}).$$

Как видно из соотношений (2) — (4), коэффициенты $\alpha(S)$ при этом принимают вид двухполосных функций

$$\alpha_{ij}(S) = \frac{\alpha_{ij}(0)}{(1 + S\tau_{ii})(1 + S\tau_{ij})}, \quad (12)$$

так как знаменатель этого выражения имеет два корня.

Таблица 1

Временные функции и постоянные времени коэффициентов α

№ по по р.	Временная функция	Постоянная времени
1	$\alpha_{N_1}(t) = \alpha_{N_1} \left(1 + \frac{\tau_{11} e^{-t/\tau_{10}} - \tau_{10} e^{-t/\tau_{11}}}{\tau_{10} - \tau_{11}} \right)$	$\tau_{\alpha N_1} = \frac{1}{\omega_{\alpha N_1}} \approx \sqrt{\tau_{10}^2 + \tau_{11}^2}$
2	$\alpha_{N_2}(t) = \alpha_{N_2} \left(1 + \frac{\tau_{22} e^{-t/\tau_{20}} - \tau_{20} e^{-t/\tau_{22}}}{\tau_{20} - \tau_{22}} \right)$	$\tau_{\alpha N_2} = \frac{1}{\omega_{\alpha N_2}} \approx \sqrt{\tau_{20}^2 + \tau_{22}^2}$
3	$\alpha_{I_1}(t) = \alpha_{I_1} \left(1 + \frac{\tau_{00} e^{-t/\tau_{01}} - \tau_{01} e^{-t/\tau_{00}}}{\tau_{01} - \tau_{00}} \right)$	$\tau_{\alpha I_1} = \frac{1}{\omega_{\alpha I_1}} \approx \sqrt{\tau_{00}^2 + \tau_{01}^2}$
4	$\alpha_{I_2}(t) = \alpha_{I_2} \left(1 + \frac{\tau_{00} e^{-t/\tau_{02}} - \tau_{02} e^{-t/\tau_{00}}}{\tau_{02} - \tau_{00}} \right)$	$\tau_{\alpha I_2} = \frac{1}{\omega_{\alpha I_2}} \approx \sqrt{\tau_{00}^2 + \tau_{02}^2}$
5	$\alpha_{k_{11}}(t) = \alpha_{k_{11}} \left(1 + \frac{\tau_{11} e^{-t/\tau_{12}} - \tau_{12} e^{-t/\tau_{11}}}{\tau_{12} - \tau_{11}} \right)$	$\tau_{\alpha k_{11}} = \frac{1}{\omega_{\alpha k_{11}}} \approx \sqrt{\tau_{11}^2 + \tau_{12}^2}$
6	$\alpha_{k_{21}}(t) = \alpha_{k_{21}} \left(1 + \frac{\tau_{22} e^{-t/\tau_{21}} - \tau_{21} e^{-t/\tau_{22}}}{\tau_{21} - \tau_{22}} \right)$	$\tau_{\alpha k_{21}} = \frac{1}{\omega_{\alpha k_{21}}} \approx \sqrt{\tau_{22}^2 + \tau_{21}^2}$

Таблица 2

Временные функции и постоянные времени коэффициентов β

№ п/п	Временная функция	Постоянная времени
1	$\beta_{N_1}(t) = \beta_{N_1}(1 - e^{-t/\tau_{\beta N_1}})$	$\tau_{\beta N_1} = \frac{1}{\omega_{\beta N_1}} = \frac{\tau_{\alpha N_1}}{1 - \alpha_{N_1} - \alpha_{N_2}}$
2	$\beta_{N_2}(t) = \beta_{N_2}(1 - e^{-t/\tau_{\beta N_2}})$	$\tau_{\beta N_2} = \frac{1}{\omega_{\beta N_2}} = \frac{\tau_{\alpha N_2}}{1 - \alpha_{N_1} - \alpha_{N_2}}$
3	$\beta_{I_1}(t) = \beta_{I_1}(1 - e^{-t/\tau_{\beta I_1}})$	$\tau_{\beta I_1} = \frac{1}{\omega_{\beta I_1}} = \frac{\tau_{\alpha I_1}}{1 - \alpha_{I_1}}$
4	$\beta_{I_2}(t) = \beta_{I_2}(1 - e^{-t/\tau_{\beta I_2}})$	$\tau_{\beta I_2} = \frac{1}{\omega_{\beta I_2}} = \frac{\tau_{\alpha I_2}}{1 - \alpha_{I_2}}$
5	$\beta_{K_{11}}(t) = \beta_{K_{11}}(1 - e^{-t/\tau_{\beta K_{11}}})$	$\tau_{\beta K_{11}} = \frac{1}{\omega_{\beta K_{11}}} = \frac{\tau_{\alpha K_{11}}}{1 - \alpha_{K_{11}}}$
6	$\beta_{K_{21}}(t) = \beta_{K_{21}}(1 - e^{-t/\tau_{\beta K_{21}}})$	$\tau_{\beta K_{21}} = \frac{1}{\omega_{\beta K_{21}}} = \frac{\tau_{\alpha K_{21}}}{1 - \alpha_{K_{21}}}$

В таблицах 1 и 2 приведены временные функции и постоянные времени коэффициентов α и β , где $\tau_{\alpha ij} = 1/\omega_{\alpha ij}$, $\omega_{\alpha ij}$ — частота, при которой A_{ij} уменьшается на 3 дБ по сравнению с α_{ij} .

ЕРИՄԱՄ

Поступило 15.VII.1975.

Վ. Ե. ԱՌՈՒՍԱՄՅԱՆ

ԲԱԶՄԱԿՈՒԵԿՏՐՈՒՅԻՆ ՏՐԱՆԶԻՏՈՐՆԵՐԻ ՈՉ-ԿՈՒՅԻՆ ՏՆՈՒԹՅԱՆ ՇՈՒՐՋԷ՛

Ա մ փ ո Վ ո ռ մ

Մեկ կոլեկտոր ունեցող ինտեգրալ տրանզիստորի հաճախարումների փաստիճակը ընդհանրացվում է այն դեպքի համար, երբ կառուցվածքը պարունակում է բազմաթիվ կոլեկտորային $p-n$ անցումներ:

Որոշված են բազմակոլեկտորային տրանզիստորի բնութագրող պարամետրները, որոնք թույլ են տալիս ձևափոխել չերմային հոսանքների մատրիցան և, հետևաբար, բազմակոլեկտորային տրանզիստորը նկարագրել տրադիցիոն նշանակույթով: Մանրամասն ուսումնասիրված է երկու կոլեկտորի դեպքը տարբեր աշխատանքային սեփմաներում՝ ստատիկ և փոխանցատման: Կառուցված է բազմակոլեկտորային տրանզիստորի ոչ-դժային համարժեք սխեման ակտիվ տիրույթի համար:

ЛИТЕРАТУРА

1. *Lin H. C.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-4, № 1, T-12, p. p. 20-24, Feb. 1969.
2. *Арустамян В. Е.* Введение в линейную теорию многоколлекторных транзисторов. «Известия АН АрмССР (серия техн. наук)», т. XXVII, № 5, 1974.
3. *Wiedmann S. K., Berger H. H.* Solid State Electronics, vol. 16, № 9, p.p. 1007-1010, Sept. 1973.
4. *Арустамян В. Е.* Многоколлекторная планарная транзисторная структура. «Известия АН АрмССР (серия техн. наук)», т. XXIX, № 1, 1976.
5. Анализ и расчет интегральных схем. Перевод с английского. Изд. «Мир», М., 1969, ч. 1.
6. *Narad J. A., Callahan M. J.* IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CT-11, № 2, p. p. 312-313, 1964.