

ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

В. Е. АРУСТАМЯН

ВВЕДЕНИЕ В ЛИНЕЙНУЮ ТЕОРИЮ
 МНОГОКОЛЛЕКТОРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Интерес к многоколлекторным (МК) транзисторам в последние годы все больше и больше возрастает [1, 2]. Это объясняется тем, что МК-транзисторы, способы изготовления которых лишь недавно начали разрабатываться, обладают более широкими схемотехническими возможностями, нежели биполярные. Однако теория МК-транзисторов и вопросы их применения как у нас, так и за рубежом практически не разработаны и не освещены в литературе. Настоящая статья имеет цель восполнить этот пробел в части линейной теории МК-транзисторов.

Как известно, при анализе работы биполярного транзистора в линейном режиме отвлекаются от физических процессов, происходящих в транзисторе, и рассматривают его как некоторый активный четырехполюсник [3], характеризующийся определенным набором параметров. Линейный анализ, проведенный в данной работе, также базируется на теории многополюсников. При этом задача усложняется тем, что число возможных наборов характеристических параметров и количество самих параметров резко возрастает. Характеристические параметры, с одной стороны, должны составлять полную систему, описывающую работу транзистора в линейном режиме, а с другой стороны должны быть измеряемыми.

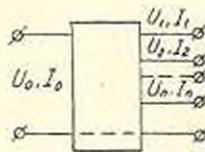


Рис. 1

На рис. 1 представлена схема многополюсника, изображающая n -коллекторный транзистор, независимо от схемы включения (ОЭ или ОБ). Так как n -коллекторный транзистор может быть представлен как $(n+2)$ -полюсник, один из полюсов которого является общим для входа и выхода (эмиттер или база), то относительно этого общего полюса могут быть написаны $n+1$ уравнений, связывающих величины узловых напряжений и контурных токов:

$$U_i = f_i(I_0, I_1, \dots, I_n) \quad i = 0, 1, 2, \dots, n; \quad (1)$$

$$I_j = \varphi_j(U_0, U_1, \dots, U_n) \quad j=0, 1, 2, \dots, n, \quad (2)$$

где I_0 и U_0 — входные ток и напряжения, соответственно;

I_1, \dots, I_n и U_1, \dots, U_n — выходные токи и напряжения, соответственно.

Следует отметить, что соотношения (1) и (2) не единственно возможные. Можно написать множество соотношений, связывающих токи и напряжения многополюсника, однако легко показать, что любое другое соотношение, если оно не является результатом дополнительных условий, равносильно (1) или (2). В общем случае для n -коллекторного транзистора число возможных равноценных систем уравнений составляет $\frac{|2(n+1)|!}{(n-1)!(n+1)!}$. Разумеется, все эти системы не могут быть рассмотрены.

Поэтому рассмотрим только традиционные, т. е. (1) и (2), а впоследствии из остальных выберем удобную систему для определения гибридных h -параметров.

Учитывая, что при работе МК-транзистора в линейном режиме отклонения токов и напряжений малы, его можно характеризовать параметрами рабочей точки. С учетом этого, а также предполагая, что функции I_j и φ_j непрерывны, разложим (1) и (2) в ряд Тейлора в окрестности рабочей точки. Тогда системы (1) и (2) соответственно могут быть представлены в виде матриц [4]:

$$\begin{bmatrix} \Delta U_0 \\ \Delta U_1 \\ \vdots \\ \Delta U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{00} & z_{01} & \dots & z_{0n} \\ z_{10} & z_{11} & \dots & z_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{n0} & z_{n1} & \dots & z_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta I_0 \\ \Delta I_1 \\ \vdots \\ \Delta I_n \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta I_0 \\ \Delta I_1 \\ \vdots \\ \Delta I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{00} & y_{01} & \dots & y_{0n} \\ y_{10} & y_{11} & \dots & y_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ y_{n0} & y_{n1} & \dots & y_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta U_0 \\ \Delta U_1 \\ \vdots \\ \Delta U_n \end{bmatrix} \quad (4)$$

где $\Delta U_0, \Delta U_1, \dots, \Delta U_n, \Delta I_0, \Delta I_1, \dots, \Delta I_n$ — приращения напряжений и токов соответственно; $z_{00} = \frac{\partial U_0}{\partial I_0}$ — входной импеданс при постоянном токе всех коллекторов;

$z_{i0} = \frac{\partial U_0}{\partial I_i}$ ($i = 1, 2, \dots, n$) — импеданс обратной связи от i -го коллектора ко входу при постоянных токах всех коллекторов, кроме i -го;

$z_{i0} = \frac{\partial U_i}{\partial I_0}$ ($i = 1, 2, \dots, n$) — импеданс прямой передачи к i -му коллектору;

$z_{ij} = \frac{\partial U_i}{\partial I_j}$ ($i, j = 1, 2, \dots, n$) — выходные импедансы при постоянном токе всех коллекторов, кроме

i -го. При $i = j$ выходной импеданс будем называть собственным, а при $i \neq j$ — взаимным.

Аналогично могут быть определены элементы матрицы (4):

$y_{00} = \frac{\partial I_0}{\partial U_0}$ — выходная проводимость при постоянном напряжении коллек-

торов; $y_{in} = \frac{\partial I_i}{\partial U_i}$ ($i = 1, 2, \dots, n$) — проводимость обратной связи от

i -го коллектора ко входу при постоянном напряжении на всех коллекторах, кроме i -го; $y_{io} = \frac{\partial I_i}{\partial U_0}$ ($i = 1, 2, \dots, n$) — проводимость прямой

передачи к i -му коллектору при постоянном напряжении коллекторов; $y_{ij} = \frac{\partial I_i}{\partial U_j}$ ($i, j = 1, 2, \dots, n$) — выходные проводимости при

коротком замыкании входа и всех коллекторов, кроме j -го. При $i = j$ выходную проводимость будем называть собственной, а при $i \neq j$ — взаимной.

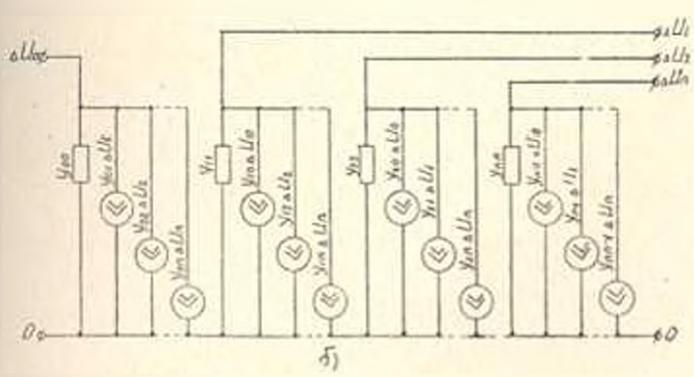
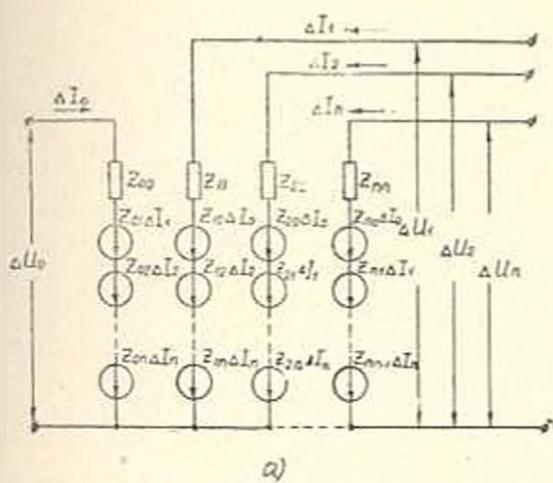


Рис. 2.

Таким образом, выражения (3) и (4) определяют по $(n-1)^2$ z - или y -параметров, соответственно, которых вполне достаточно для описания работы n -коллекторного транзистора в линейном режиме. На рис. 2, а и б приведены эквивалентные схемы замещения n -коллекторного транзистора, соответствующие выражениям (3) и (4).

Как видно из рис. 2, а и б, все генераторы в цепях коллекторов, за исключением содержащих ΔI_0 (ΔU_0), показывают влияние всех остальных коллекторов. Это означает, что посредством изменения тока или напряжения одних коллекторов можно влиять на изменение тока или напряжения других, что само по себе является новым качеством МК-транзистора и открывает широкие схемотехнические возможности перед МК-транзисторами в усилительных и других линейных схемах.

На практике, однако, определенные таким образом z - и y -параметры в некоторых случаях оказываются не совсем удобными, так как не один из них в явном виде не показывает усилительное свойство транзистора. Поэтому целесообразно для МК-транзисторов также ввести понятия гибридных h -параметров. Выбор удобной системы гибридных h -параметров достаточно сложная задача, так как она сводится к выбору удобной системы из множества $\frac{[2(n-1)!]}{(n-1)!(n-1)!}$ систем уравнений. Единственной предпосылкой для выбора системы гибридных h -параметров может служить требование отражения в ней коэффициентов усиления. Исходя из этого, выберем систему уравнений в виде:

$$U_0 = \tau_0(I_0, U_1, U_2, \dots, U_n); \quad (5)$$

$$I_i = \tau_i(I_0, U_1, U_2, \dots, U_n) \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

Основываясь на предыдущих соображениях и допущениях, эти выражения можно переписать в матричной форме следующим образом:

$$\Delta U_0 = [h_{00}, h_{01}, \dots, h_{0n}] \cdot \begin{pmatrix} \Delta I_0 \\ \Delta U_1 \\ \vdots \\ \Delta U_n \end{pmatrix} \quad (5a)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta I_1 \\ \Delta I_2 \\ \vdots \\ \Delta I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{10}, h_{11}, \dots, h_{1n} \\ h_{20}, h_{21}, \dots, h_{2n} \\ \vdots \\ h_{n0}, h_{n1}, \dots, h_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta I_0 \\ \Delta U_1 \\ \vdots \\ \Delta U_n \end{pmatrix} \quad (6a)$$

где

$$h_{oe} = \frac{\partial I_o}{\partial U_o} \begin{vmatrix} \Delta U_1 = 0 \\ \Delta U_2 = 0 \\ \dots \\ \Delta U_n = 0 \end{vmatrix}; \quad h_{oi} = \frac{\partial U_o}{\partial U_i} \begin{vmatrix} \Delta I_o = 0 \\ \Delta U_1 = 0 \\ \dots \\ \Delta U_i \neq 0 \\ \dots \\ \Delta U_n = 0 \end{vmatrix}; \quad i = 1, 2, \dots, n;$$

$$h_{io} = \frac{\partial I_i}{\partial U_o} \begin{vmatrix} \Delta U_1 = 0 \\ \Delta U_2 = 0 \\ \dots \\ \Delta U_n = 0 \end{vmatrix}; \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad h_{ij} = \frac{\partial I_i}{\partial U_j} \begin{vmatrix} \Delta I_o = 0 \\ \Delta U_1 = 0 \\ \dots \\ \Delta U_j \neq 0 \\ \dots \\ \Delta U_n = 0 \end{vmatrix}; \quad i, j = 1, 2, \dots, n$$

Выражения (5а) и (6а) определяют также $(n+1)^2$ параметров, описывающих работу n -коллекторного транзистора в линейном режиме. Легко заметить, что в случае $n=1$, т. е. для биполярного транзистора, определенные выше h -параметры совпадают с таковыми, ранее для него определенными [5].

Параметр h_{oe} является входным сопротивлением при коротком замыкании всех коллекторов; h_{oi} — коэффициенты обратной передачи выходного напряжения; h_{io} — коэффициенты усиления по току при коротком замыкании всех коллекторов. Для схемы с общей базой $h_{io} = \alpha_{io}$ ($i = 1, 2, \dots, n$), а для схемы с общим эмиттером $h_{io} = \beta_{io}$ ($i = 1, 2, \dots, n$). Параметры h_{ij} представляют собой выходные проводимости; при $i=j$ — проводимость собственного коллектора без учета влияния других коллекторов, а при $i \neq j$ — смешанная проводимость, показывающая влияние напряжения i -го коллектора на ток j -го коллектора.

Сопоставление выражений (5а) и (6а) с (3) и (4) показывает, что все элементы матриц (5а) и (6а) могут быть выражены через элементы матрицы (3) или (4). Хотя с математической точки зрения все упомянутые матрицы (т. е. все системы z -, y - и h -параметров) равнозначны, однако с точки зрения технического приложения система h -параметров предпочтительнее ввиду того, что большинство из них приводится (или по крайней мере должны приводиться) в технических условиях в качестве паспортных данных. Недостатком системы h -параметров является неудобство построения эквивалентной схемы замещения на ее основе.

Во избежание усложнения дальнейшего анализа, но в то же время не нарушая общности выводов, попытаемся рассмотреть эквивалентную схему и динамические свойства транзистора для случая двух коллекторов.

Низкочастотные z - и y -параметры для схемы с общей базой. Эти параметры могут быть определены на основе статических вольтамперных характеристик. Переходя к сопротивлениям и проводимостям, т. е. заменяя, соответственно, $z_{ij} = r_{ij}$ и $y_{ij} = g_{ij}$, из выражений (3) и (4) получаем:

$$\begin{pmatrix} \Delta U_{\epsilon} \\ \Delta U_{K1} \\ \Delta U_{K2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{00} & r_{01} & r_{02} \\ r_{20} & r_{21} & r_{22} \\ r_{20} & r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta I_{\epsilon} \\ \Delta I_{K1} \\ \Delta I_{K2} \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta I_{\epsilon} \\ \Delta I_{K1} \\ \Delta I_{K2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{00} & g_{01} & g_{02} \\ g_{10} & g_{11} & g_{12} \\ g_{20} & g_{21} & g_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta U_{\epsilon} \\ \Delta U_{K1} \\ \Delta U_{K2} \end{pmatrix} \quad (9)$$

где ΔU_{ϵ} , ΔU_{K1} , ΔU_{K2} — приращения напряжений эмиттера, первого и второго коллекторов, соответственно; ΔI_{ϵ} , ΔI_{K1} , ΔI_{K2} — приращения тока эмиттера, первого и второго коллекторов, соответственно. Эквивалентные схемы замещения, соответствующие выражениям (8) и (9), приведены на рис. 3а и б. Путем преобразования системы уравнений (8) эквивалентная схема рис. 3, а может быть приведена к T -образному виду* (рис. 4).

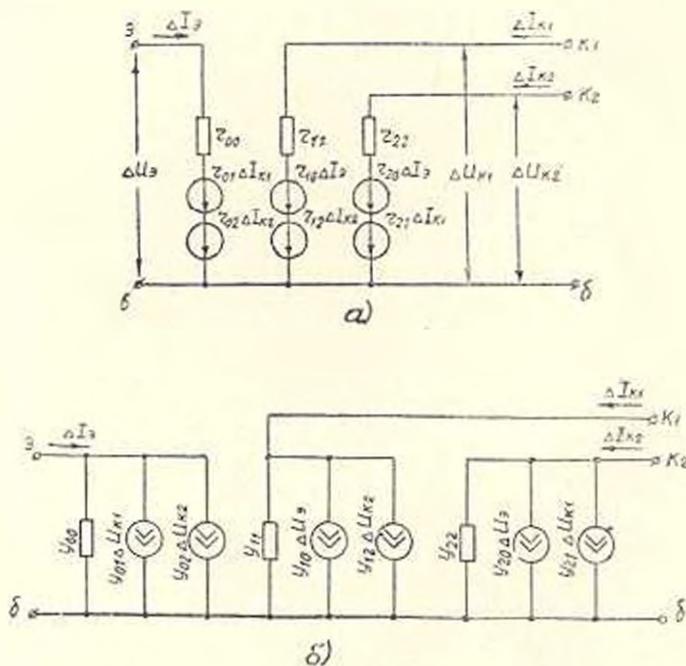


Рис. 3

* Термин « T -образный» в данном случае не совсем удачен, из-за отсутствия сходства с буквой « T ».

Параметры схемы рис. 4 через параметры схемы рис. 3, а выражаются следующим образом:

$$\begin{aligned} r_1 &= r_{10} - r_{01} - r_{02}; & r_2 &= r_{01} - r_{02}; & r_{K1} &= r_{11} - r_{01} - r_{02}; \\ r_{K2} &= r_{21} - r_{01} - r_{02}; & r_r &= r_{10} - r_{01} - r_{02}; & r_1' &= r_{20} - r_{01} - r_{02}; \\ r_{11}' &= r_{12} - r_{01} - r_{02}; & r_2' &= r_{21} - r_{01} - r_{02}. \end{aligned}$$

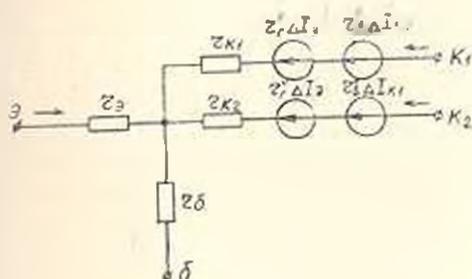


Рис. 4

Генераторы $\Delta I_{K1} r_1'$ и $\Delta I_{K2} r_2'$ отражают влияние одного коллектора на цепь другого и показывают, какую э. д. с. создает один коллектор в цепи другого.

Аналогичные эквивалентные схемы легко могут быть построены и для случая включения транзистора по схеме с общим эмиттером, как посредством r -параметров, так и посредством g -параметров.

Пользуясь теоремой Норттона [6], схему рис. 4 с последовательными генераторами напряжений преобразуем в схему с генераторами токов (рис. 5), где коэффициенты α имеют смысл коэффициентов передачи токов и выражаются так:

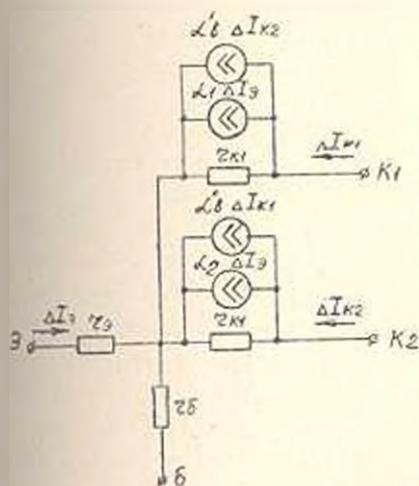


Рис. 5

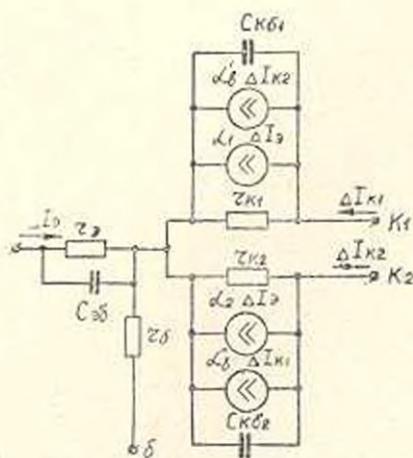


Рис. 6

$$\alpha_1' = \frac{r_{10} - r_{01} - r_{02}}{r_{11} - r_{01} - r_{02}}; \quad \alpha_2' = \frac{r_{20} - r_{01} - r_{02}}{r_{22} - r_{01} - r_{02}}, \quad (10)$$

$$\alpha_1'' = \frac{r_{12} - r_{01} - r_{02}}{r_{11} - r_{01} - r_{02}}; \quad \alpha_2'' = \frac{r_{21} - r_{01} - r_{02}}{r_{11} - r_{01} - r_{02}}. \quad (10a)$$

Коэффициенты передач токов эмиттера по коллекторам, определенные из системы уравнений (8), при коротком замыкании коллекторов имеют вид:

по первому коллектору

$$\alpha_1 = - \frac{\Delta I_{k1}}{\Delta I_3} = \frac{r_{10} - \frac{r_{20} r_{02}}{r_{22}}}{r_{11} - \frac{r_{21} r_{12}}{r_{22}}}, \quad (11a)$$

по второму коллектору

$$\alpha_2 = - \frac{\Delta I_{k2}}{\Delta I_3} = \frac{r_{20} - \frac{r_{10} r_{21}}{r_{11}}}{r_{22} - \frac{r_{11} r_{21}}{r_{11}}}. \quad (11b)$$

Поскольку транзистор работает в линейном режиме, то $r_{11}, r_{22} \gg r_{01}, r_{02}, r_{10}, r_{20}, r_{21}, r_{10}, r_{20} \gg r_{01}, r_{02}$. С учетом этого из сопоставления выражений (10) и (11) приходим к выводу, что $\alpha_1' \approx \alpha_1$ и $\alpha_2' \approx \alpha_2$. Можно аналогичным путем показать, что коэффициенты α_1'' и α_2'' совпадают со значениями коэффициентов передачи токов: второго коллектора к первому и первого ко второму, соответственно.

Высокочастотные z - и y -параметры для схемы с общей базой. По мере повышения частоты усиливаемых сигналов на параметры МК-транзистора все больше сказываются процессы перемещения носителей через базу и емкость $p-n$ -переходов. Это приводит к возникновению сдвигов фаз токов и напряжений на входе и выходах эквивалентного многополюсника, следовательно, к частотной зависимости параметров транзистора.

Задача усложняется еще тем, что емкости $p-n$ -переходов обычно являются сложными функциями приложенных напряжений и, строго говоря, не являются постоянными величинами. Это означает, что точный высокочастотный анализ МК-транзисторов может быть сделан на основе исследования физических процессов, происходящих в транзисторе, что само по себе весьма трудная задача. Но пока частота не очень высокая, т. е. многополюсник состоит из элементов, параметры которых можно считать сосредоточенными, высокочастотный анализ МК-транзисторов можно проводить на основе теории цепей с сосредоточенными параметрами. При этом индуктивностями элементов можно пренебречь, а емкости усреднять. С учетом этого замечания элементы матрицы выражений (3) и (4) соответственно могут быть представлены в виде [7]:

$$z_{ij} = \frac{r_{ij}}{1 + \tau_{ij}s}; \quad y_{ij} = g_{ij}(1 + \tau_{ij}s); \quad i, j = 0, 1, \dots, n, \quad (12)$$

$$\text{где} \quad \tau_{ij} = \frac{C_{ij}}{g_{ij}}; \quad \tau_{ij} = r_{ij} C_{ij}; \quad s = j\omega;$$

C_{ij} — емкость элемента соответствующих индексов.

Возвращаясь к двухколлекторному транзистору, включенному по схеме с общей базой, выражение (8), аналогично и (9), перепишем в виде

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{U}_s \\ \Delta \dot{U}_{k1} \\ \Delta \dot{U}_{k2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{00}}{1 + \tau_{00}s} & \frac{r_{01}}{1 + \tau_{01}s} & \frac{r_{02}}{1 + \tau_{02}s} \\ \frac{r_{10}}{1 + \tau_{10}s} & \frac{r_{11}}{1 + \tau_{11}s} & \frac{r_{12}}{1 + \tau_{12}s} \\ \frac{r_{20}}{1 + \tau_{20}s} & \frac{r_{21}}{1 + \tau_{21}s} & \frac{r_{22}}{1 + \tau_{22}s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \dot{I}_s \\ \Delta \dot{I}_{k1} \\ \Delta \dot{I}_{k2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Выражение (13) показывает, что при представлении элементов многополюсника однополюсными функциями (12) двухколлекторный транзистор характеризуется 9-ю собственными частотами $\omega_{ij} = 1/r_{ij}C_{ij}$,

$i, j = 0, 1, 2$. Однако поскольку из всех емкостей $C_{ij} = \frac{\tau_{ij}}{r_{ij}}$ наиболее

существенными являются емкости $C_{ij} = \frac{\tau_{ij}}{r_{ii}}$ ($i = 0, 1, 2$), т. е. емкости $p-n$ переходов, то выражение (13) примет вид:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{U}_s \\ \Delta \dot{U}_{k1} \\ \Delta \dot{U}_{k2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{00}}{1 + \tau_{00}s} & r_{01} & r_{02} \\ r_{10} & \frac{r_{11}}{1 + \tau_{11}s} & r_{12} \\ r_{20} & r_{21} & \frac{r_{22}}{1 + \tau_{22}s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \dot{I}_s \\ \Delta \dot{I}_{k1} \\ \Delta \dot{I}_{k2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Эквивалентная схема, построенная на основе системы уравнений (14), представлена на рис. 6.

В заключение отметим, что включение МК-транзистора по схеме с общим коллектором (при объединении всех коллекторов) приближает его к биполярному транзистору. Поэтому для этого случая, в первом приближении, можно использовать теорию биполярных транзисторов [3].

Վ. Ե. ԱՐՄԵՍՏՅԱՆ

ԲԱԶՄԱԿԱՎԵՏՈՐԱՅԻՆ ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐՆԵՐԻ ԳՈԱՅԵՆ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ
ՆԵՐԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

Ա մ փ ո փ ո մ

Դիտվում է բազմակուլեկտորային տրանզիստորների աշխատանքը զծային ռեժիմում: Բազմաբևեռ շղթաների տեսության օգտագործմամբ բնդհանրացվում են γ -, z - և h -պարամետրները, ապա՝ իրականացվում նրանց կապը բազմակուլեկտորային տրանզիստորների ֆիզիկական պարամետրների հետ, որի հիման վրա կառուցվում են ցածր և բարձր հանախությունների փոխարկման համարժեք սխեմաները:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Lin H. C. DC analysis of multiple collector and multiple emitter transistors, IEEE Journal of Solid — State circuits, 1969, Feb., V. SC — 4, №1.
2. Арустамян В. Е. и др. Транзисторно-транзисторный логический элемент И НЕ. Автор. свид. № 358786 с приоритетом 19.VII.1971. Бюллетень № 31, 1972.
3. Пауль Р. Транзисторы. Изд. «Советское Радио», М., 1973.
4. Максимович Н. Г. Линейные электрические цепи и их преобразования, Госэнергоиздат, М.—Л., 1961.
5. Нагорный Л. Я. Анализ и расчет усилительных схем. Госиздат техн. литературы, Киев, 1963.
6. Панавата Р. П. Введение в полупроводниковую электронику. Изд. «Связь», М., 1965.
7. Анализ и расчет интегральных схем. Перевод с английского. Изд. «Мир», М., ч. I, 1969.