

УДК 621:382.8

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

В.Л. СВИРИД

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 4 июля 2016

Предложен эффективный (дифференциальный) метод анализа практически всех возможных схемных решений аналоговых устройств, представляемых в виде обобщенных эквивалентных схем замещения для переменных и/или постоянных (медленно изменяющихся) токов, позволяющих использовать реальные дифференциальные параметры активных элементов с учетом их трансформации в зависимости от схемной конфигурации и вида обратных связей.

Ключевые слова: аналоговая схемотехника, анализ, эффективность, дифференциальные параметры, активные элементы, обратные связи.

Введение

Предлагается дифференциальный метод анализа схемотехники аналоговых устройств (САУ), который, в отличие от известных, основан на представлении этих устройств в виде обобщенных эквивалентных схем замещения для переменных и/или постоянных (медленно изменяющихся) токов, позволяющих использовать реальные дифференциальные параметры активных элементов (АЭ) с учетом их трансформации в зависимости от схемной конфигурации и типа обратных связей и, таким образом, получить полную характеристику анализируемых устройств.

Теоретические основы дифференциального метода эксперимента

Сущность предлагаемого метода поясним на примере анализа классического варианта каскада аналоговой схемотехники, представленного на рис. 1, а. Он содержит два вида отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному (медленно изменяющемуся) току: параллельную по напряжению (У-связь), образуемую за счет резистора R_ϕ фильтра нижних частот по питанию, в состав которого входит и конденсатор C_ϕ , и последовательную по току (Z-связь), создаваемую резистором R_3 . Последняя работает также и по переменному току.

Отличительная особенность каскада состоит в том, что усиленный входной сигнал $U_{вх}$ может сниматься с двух выходов, один из которых инвертирующий $U_{вых.1}$, а второй – не инвертирующий $U_{вых.2}$. Оба выхода могут быть нагружены входными сопротивлениями следующих каскадов, соответственно $R_{вх.с.1}$ и $R_{вх.с.2}$. Такое представление рассматриваемого каскада может быть использовано для исследования двух различных типов включения биполярного транзистора (БТ): по схеме с общим эмиттером (ОЭ) или общим коллектором (ОК), если снимать сигнал с одного из выходов, соответственно $U_{вых.1}$ или $U_{вых.2}$.

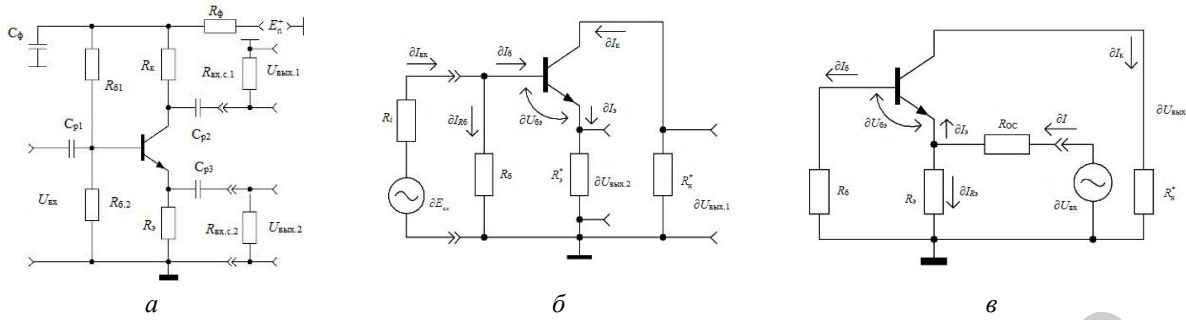


Рис. 1. Принципиальная схема классического каскада аналоговой схемотехники (а) и его эквивалентные схемы замещения по переменному току для дифференциальной оценки основных параметров в виде коэффициентов передачи (б) и петлевого усиления последовательной ООС (в)

Эквивалентная схема замещения рассматриваемого каскада, составленная для области средних частот, представлена на рис. 1, б. В этой схеме разделительные конденсаторы C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} и конденсатор фильтра C_{ϕ} с резистором R_{ϕ} из рассмотрения исключены, так как в данной области частот их сопротивления чрезвычайно малы по сравнению с номиналами других резисторов. Расчетные нагрузочные сопротивления в цепях коллектора и эмиттера БТ, помеченные звездочкой *, представляют собой параллельное соединение по переменному току двух резисторов соответственно $R_{н}^* = R_{н} \parallel R_{вх.с.1}$ и $R_{э}^* = R_{э} \parallel R_{вх.с.2}$, а расчетный номинал резистора цепи базы $R_{б}^* = R_{б1} \parallel R_{б2}$ – соответствует параллельному соединению резисторов $R_{б1}$ и $R_{б2}$. Ко входу схемы подключен генератор ЭДС $\partial E_{вх}$ с внутренним сопротивлением R_i . Мгновенные переменные составляющих токов и напряжений, протекающие и действующие на соответствующих электродах БТ и резистивных элементах, показаны на схеме (рис.1, б) в виде соответствующих дифференциалов: $\partial I_{э}$, $\partial I_{к}$, $\partial I_{б}$, $\partial U_{бэ}$, $\partial U_{кэ}$, $\partial U_{вх}$.

Сквозной коэффициент передачи каскада с ООС при съеме сигнала с первого выхода с отключенным нагрузочным сопротивлением $R_{вх.с.2}$ представляем в следующем виде:

$$K_{CF} = \frac{\partial U_{вых.1}}{\partial E_{вх}} = \frac{-\partial I_{к} R_{н}^*}{\partial U_{бэ} + \partial I_{э} R_{э} + \left(\partial I_{б} + \frac{\partial U_{бэ} + \partial I_{э} R_{э}}{R_{б}^*} \right) R_i} = \frac{-S R_{н}^*}{1 + \left(\frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{R_{б}^*} \right) R_i + S R_{э} \left(1 + \frac{R_i}{R_{б}^*} \right)}, \quad (1)$$

где S и h_{11} – соответственно крутизна передаточной характеристики (эмиттерного тока) и входное сопротивление БТ;

$$S = \frac{\partial I_{э}}{\partial U_{бэ}} = \frac{1}{r_{э}} = \frac{I_0}{\varphi_T} = \frac{h_{21} + 1}{h_{11}}; \quad (2)$$

$$h_{11} = \frac{\partial U_{бэ}}{\partial I_{б}} = \frac{\varphi_T}{I_0} = \frac{\varphi_T}{I_0} (h_{21} + 1) \quad (3)$$

В формулах (2) и (3) приняты следующие обозначения: $r_{э}$ сопротивление эмиттерного перехода; I_0 и $I_б$ – постоянные составляющие тока эмиттера в рабочей точке и тока базы БТ; $h_{21} = I_{к} / I_{б} = \partial I_{к} / \partial I_{б}$ – коэффициент передачи тока БТ, представляющего собой отношение постоянных или переменных составляющих токов коллектора и базы БТ; φ_T – температурный потенциал, соответствующий при нормальной температуре ($t^{\circ} = 300$ К) примерно 26 мВ [1].

Сквозной коэффициент передачи каскада без ООС записываем на основании (1) при условии $R_{э} = 0$.

$$K_C = K_{CF} \Big|_{R_{э} = 0} = \frac{-S R_{н}^*}{1 + \left(\frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{R_{б}^*} \right) R_i}. \quad (4)$$

Глубина ООС, действующей в каскаде, следует из сравнения соотношений (4) и (1) с учетом (2) и (3):

$$F = \frac{K_C}{K_{CF}} = 1 + \frac{SR_3}{1 + \frac{1}{h_{11}(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_6})}} = 1 + \frac{SR_3}{1 + \frac{R_i R_6}{h_{11}}} = 1 + \frac{R_3}{\frac{\varphi_T}{I_0} + \frac{R_i R_6}{h_{21} + 1}}, \quad (5)$$

где $R_i \parallel R_6$ – эквивалентное сопротивление параллельного соединения резистивных элементов схемы R_i и R_6 .

Полученное соотношение (5) с практической точки зрения в целом весьма удобно для вычисления глубины ООС F , а с физической – вторая его часть характеризует коэффициент петлевого усиления (КПУ) разорванной цепи ООС в виде отношения сопротивления R_3 на котором образуется ООС, к сумме сопротивлений эмиттерного перехода r_3 (2) и пересчитанного в контур эмиттерных токов эквивалентного сопротивления, действующего в базовой цепи БТ ($R_i \parallel R_6 / (h_{21} + 1)$).

Снимая сигнал со второго выхода, получаем сквозной коэффициент передачи для включения БТ по схеме с ОК, полагая расчетное сопротивление в цепи коллектора отсутствующим ($R_n^* = 0$); т.е. в математическом соотношении (1) следует заменить всего лишь R_n^* на R_3^* и R_3 на R_3^* с учетом полярности получаемого выходного напряжения, которое в этом случае не инвертируется:

$$K_{CF}^{OK} = \frac{\partial U_{\text{вых.2}}}{\partial E_{\text{вх}}} = \frac{SR_3^*}{1 + (\frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{R_6})R_i + SR_3^*(1 + \frac{R_i}{R_6})} = \frac{1}{(1 + \frac{R_i}{R_6})(1 + \frac{R_i R_6}{SR_3^*})}. \quad (6)$$

Если каскад в этом включении возбуждается от источника сигнала с малым внутренним сопротивлением ($R \rightarrow 0$), то коэффициент передачи по напряжению приобретает с практической точки зрения весьма удобный вид:

$$K_F^{OK} = K_{CF}^{OK} \Big|_{R_i \rightarrow 0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{SR_3^*}} = \frac{1}{1 + \frac{r_3}{R_3^*}}. \quad (7)$$

В аналогичных условиях и параметры (1), (5) первого варианта использования БТ существенно упрощаются, приобретая соответствующие коэффициент передачи по напряжению и глубину ООС с учетом (2):

$$K_F = K_{CF} \Big|_{R_i \rightarrow 0} = \frac{-SR_n^*}{1 + SR_3^*} \Big|_{SR_3^* \gg 1} = -\frac{R_n^*}{R_3^*}, \quad (8)$$

$$F \Big|_{R_i \rightarrow 0} = 1 + SR_3^* = 1 + \frac{I_0 R_3}{\varphi_T}. \quad (9)$$

При введении в рассматриваемый каскад общей ООС, например, последовательной по напряжению (Н-связь) или последовательной по току (Z-связь), необходима оценка (КПУ), который можем определить с учетом (2) по эквивалентной схеме замещения, представленной на рис.1, в:

$$K_{\Pi} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial U_{\text{вх}}} = \frac{\partial I_k R_n^*}{\partial I_{R_{OC}} + \partial I_{R_3} R_3} = \frac{\partial I_k R_n^*}{(\partial I_3 + \partial I_{R_3})R_{OC} + \partial I_{R_3} R_3} = \frac{\partial I_k R_n^*}{S \partial U_{\text{вх}} R_{OC} + \frac{\partial U_{\text{вх}} + \partial I_6 R_6}{R_3} (R_{OC} + R_3)} = \frac{SR_n^*}{\left(1 + \frac{R_6}{h_{11}}\right) \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_3}\right) + SR_{OC}}. \quad (10)$$

Коэффициент (10) в таком компактном виде его представления отыскать в каком-либо другом источнике информации практически невозможно. Более того, если принять $R_6 = 0$, а $R_3 \rightarrow \infty$, то данная схема (рис.1, в) будет соответствовать включению БТ с общей базой (ОБ), что весьма ценно, так как оно по сравнению с другими включениями БТ является

непревзойденным средством в части высокочастотных свойств [2], и его сквозной коэффициент передачи при данных условиях следует из (10), приобретая вид:

$$K_C^{OB} = K_{\Pi} \left|_{R_6=0, R_3 \rightarrow \infty} = \frac{SR_H^*}{1+SR_{OC}} \right|_{SR_{OC} \gg 1} = \frac{R_H^*}{R_{OC}} \quad (11)$$

В дополнение следует отметить, что, как известно, любой КПУ совместно с единицей характеризует в общем виде глубину ООС, действующей в том или ином аналоговом устройстве:

$$F = 1 + K_{\Pi}. \quad (12)$$

Для оценки высокочастотных свойств рассматриваемого каскада (рис. 1, б) целесообразно изначально определить его полную входную проводимость $Y_{вх.F}$, полагая, что в БТ действует входное сопротивление h_{11} и проявляется входная динамическая емкость C_0 , образуя собственную полную входную проводимость

$$Y_{11} = \frac{1}{h_{11}} + j\omega C_0, \quad (13)$$

которая трансформируется под влиянием ООС:

$$Y_{вх.F} = \frac{1}{R_{вх.F}} + j\omega C_{0F} = \frac{\partial I_{вх}}{\partial U_{вх}} = \frac{\partial I_6 + \frac{\partial U_6 + \partial I_3 R_3}{R_6} Y_{11} + \frac{1+SR_3}{R_6}}{\partial U_6 + \partial I_3 R_3} = \frac{1}{R_6} + \frac{1}{h_{11}(1+SR_3)} + \frac{j\omega C_0}{1+SR_3}. \quad (14)$$

Разделяя действительные и мнимые составляющие соотношения (14) с учетом (13) и (9), получаем активное входное сопротивление $R_{вх.F}$ и входную динамическую емкость C_{0F} с ООС исследуемого каскада:

$$R_{вх.F} = \frac{1}{\frac{1}{R_6} + \frac{1}{h_{11}(1+SR_3)}} = R_6 \parallel h_{11.F}; \quad (15)$$

$$C_{0F} = \frac{C_0}{1+SR_3} = \frac{C_0}{F} \Big|_{R_i \rightarrow 0}. \quad (16)$$

Полученные соотношения (15) и (16) с учетом разделительного конденсатора C_{p1} схемы (рис. 1, а) позволяют составить обобщенную эквивалентную схему замещения анализируемого каскада (рис. 2, а), на основании которой с учетом сквозного коэффициента передачи (1) можно, при необходимости, записать известным образом его амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) и фазочастотную (ФЧХ) характеристики в области средних, верхних и нижних частот. Однако, более актуальной задачей в нашем случае является оценка частот среза в области верхних $f_{в.F}$ и нижних $f_{н.F}$ частот с ООС и без нее соответственно f_v и f_n , которые можно записать на основании фрагментов эквивалентных схем, представленных на рис. 2, б и в, с последующим определением выигрыша в расширении полосы пропускания в области верхних и нижних частот за счет действия ООС.

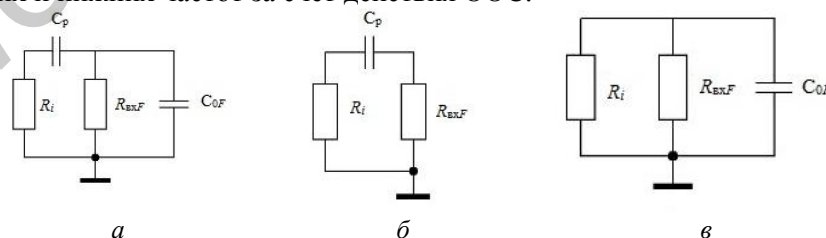


Рис. 2. Обобщенная эквивалентная схема (а) и ее фрагменты для определения широкополосности анализируемых устройств в виде частот нижнего (б) и верхнего (в) среза

Как известно, частоты среза любой простейшей электрической цепи определяют из условия равенства на искомой частоте среза ее реактивного и активного сопротивлений или их проводимостей. В связи с этим частоту верхнего среза с ООС записываем на основании эквивалентной схемы, представленной на рис.2, в, с учетом соотношений (15) и (16):

$$f_{в.Ф} = \frac{1}{2\pi C_{0F}(R_i \parallel R_{вх.Ф})} = \frac{1+SR_3}{2\pi C_0} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{h_{11}(1+SR_3)} \right) = \frac{(1+SR_3) \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_6} \right) + \frac{1}{h_{11}}}{2\pi C_0}. \quad (17)$$

Частоту верхнего среза без ООС получаем на основании (17) при условии $R_3 = 0$:

$$f_{в} = f_{в.Ф} \Big|_{R_3=0} = \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{h_{11}} \right) / (2\pi C_0). \quad (18)$$

Сравнивая соотношения (17) и (18), получаем выигрыш в расширении полосы пропускания в области верхних частот за счет действия ООС:

$$B_{фв} = \frac{f_{в.Ф}}{f_{в}} = 1 + \frac{SR_3}{1 + \frac{1}{h_{11} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_6} \right)}} = 1 + \frac{SR_3}{1 + \frac{SR_3}{R_i \parallel R_6}} = F \quad (19)$$

Как видим, полученный выигрыш (19) в точности соответствует глубине ООС (5), действующей в анализируемом каскаде, что является весьма важным результатом, так как в известных источниках информации он ранее не обсуждался.

Частоту нижнего среза с ООС получаем на основании эквивалентной схемы (рис.2, б) с учетом соотношения (15):

$$f_{н.Ф} = \frac{1}{2\pi C_p(R_i + R_{вх.Ф})} = \frac{1}{2\pi C_p \left(R_i + \frac{1}{\frac{1}{R_6} + \frac{1}{h_{11}(1+SR_3)}} \right)} = \frac{1}{2\pi C_p(R_i + R_6 \parallel h_{11F})}. \quad (20)$$

На основании соотношения (20) при условии $R_3 = 0$ определяем данную частоту без ООС:

$$f_{н} = f_{н.Ф} \Big|_{R_3=0} = \frac{1}{2\pi C_p \left(R_i + \frac{1}{\frac{1}{R_6} + \frac{1}{h_{11}}} \right)} = \frac{1}{2\pi C_p(R_i + R_6 \parallel h_{11})} \quad (21)$$

Выигрыш в расширении полосы пропускания в области нижних частот за счет действия ООС оцениваем, в отличие от (19), на основании сравнения соотношений (21) и (20) с учетом (15):

$$B_{фн} = \frac{f_{н}}{f_{н.Ф}} = \frac{R_i + R_6 \parallel h_{11F}}{R_i + R_6 \parallel h_{11}} = \frac{R_i + R_{вх.Ф}}{R_i + R_{вх}}. \quad (22)$$

Полученный выигрыш (22) существенно отличается от выигрыша (19) в меньшую сторону и может с ним численно совпадать, как видно из соотношений (19)–(21) лишь в идеализированных условиях, когда $R_i = 0$ и $R_6 \rightarrow \infty$, т.е. соответствовать глубине ООС (9), которая заметно выше (5) или (19) в обеих областях частот. Отмеченное является не менее важным результатом, установленным впервые и характеризующим особенность работы анализируемого каскада в области нижних частот.

Полученный выигрыш в области нижних частот (22), как видно из соотношений (20) и (21), в реальных условиях заметно ниже выигрыша (19) из-за того, что входящая в анализируемый контур (рис. 2, б) емкость C_p не трансформируется ООС, а внутреннее сопротивление источника сигнала R_i суммируется с трансформируемым ООС входным сопротивлением $R_{вх.Ф}$ (15) и, следовательно, не включается с ним в параллель, как в контуре (рис. 2, в) для области верхних частот. Все это и обуславливает данный эффект.

Выходные сопротивления рассматриваемого каскада (рис. 1, а) по обоим выходам можем определить по эквивалентным схемам (рис. 3), составленным на основании эквивалентной схемы (рис. 1, б), в которой расчетные сопротивления в цепях коллектора $R_{н}^*$ и

эмиттера R_3^* заменены соответственно на R_k (рис. 3, а) и R_3 (рис. 3, б), источник сигнала $\partial E_{вх}$ перемещен соответственно к выходам $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$, заменив его обозначение на ∂U , а сопротивления в цепи базы БТ представлены в виде расчетного $R_6^* = R_6 \parallel R_7$. При этом, с целью пояснения физических процессов, протекающих в схеме (рис. 3, а), собственная выходная проводимость h_{22} БТ вынесена за его пределы, которая, как известно [1], определяется отношением постоянной составляющей тока коллектора I_0 к напряжению Эрли $U'_A = 200$ В для БТ структуры $n-p-n$ (для структуры $p-n-p$ оно U''_A вдвое меньше): $h_{22} = I_k / U'_A$.

С учетом обозначений, представленных на рис. 3, а, для выходного сопротивления в соответствии с законом Ома можем записать:

$$R_{вых.1} = \frac{\partial U}{\partial I} = \frac{\partial U}{\partial I_{R_k} + \partial I_k} = \frac{1}{\frac{\partial I_{R_k}}{\partial U} + \frac{\partial I_k}{\partial U}} = \frac{1}{\frac{1}{R_k} + h_{22}^*}, \quad (23)$$

где h_{22}^* – расчетная выходная проводимость БТ, обусловленная действующей последовательной ООС по току (Z-связь) за счет резистора R_3 , номинал которого в ряде случаев может измениться в неограниченных пределах [1].

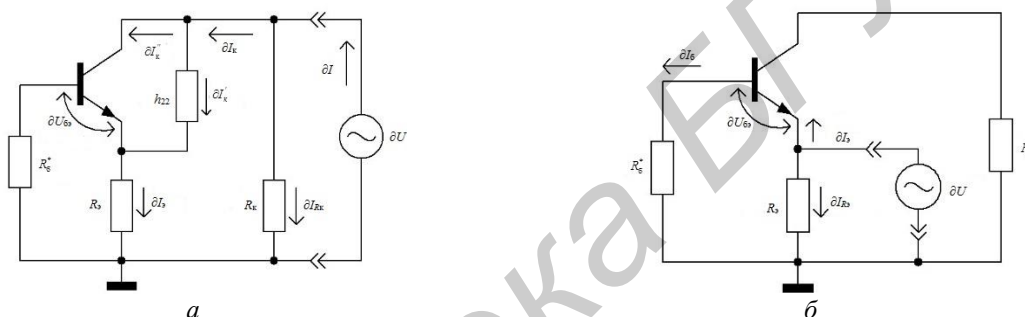


Рис. 3. Эквивалентные схемы замещения для определения выходных сопротивлений по первому (а) и второму (б) выходам анализируемого каскада

Данную проводимость в соответствии с рис. 3, а и учетом соотношений (2), (3) оценим следующим образом:

$$\begin{aligned} h_{22}^* &= \frac{\partial I_k}{\partial U} = \frac{\partial I_k' + \partial I_k''}{\partial U} = \frac{(\partial U - \partial I_3 R_3) h_{22} - S \partial U_{63}}{\partial U} = \\ &= h_{22} - \frac{\partial I_3}{\partial U} \left(h_{22} + \frac{h_{21} + 1}{R_3 + R_6^* + h_{11}} \right) R_3 = h_{22} - h_{22}^* \frac{h_{21} + 1}{h_{11}} \left(h_{22} + \frac{1}{\frac{\varphi_T}{I_0} + \frac{R_3 + R_6^*}{h_{21} + 1}} \right) R_3 \end{aligned} \quad (24)$$

Приводя уравнение (24) к явному виду, получаем

$$h_{22}^* = \frac{h_{22}}{1 + \frac{h_{21} + 1}{h_{21}} \left(h_{22} + \frac{1}{\frac{\varphi_T}{I_0} + \frac{R_3 + R_6^*}{h_{21} + 1}} \right) R_3} \Bigg|_{\substack{h_{21} \gg 1, \\ h_{22} R_3 \ll 1}} = \frac{h_{22}}{1 + \frac{R_3}{\frac{\varphi_T}{I_0} + \frac{R_3 + R_6^*}{h_{21} + 1}}}. \quad (25)$$

Замечаем, что знаменатель соотношения (25) представляет собой не что иное, как модифицированную глубину ООС F^∇ , коррелируемую с глубиной F (5), которая при прочих равных условиях численно меньше сравниваемой ($F^\nabla < F$), и это является весьма важным результатом.

Так как расчетная проводимость h_{22}^* (25) оказалась в F^∇ раз меньше собственной h_{22} , то ее влияние на выходное сопротивление исследуемого каскада $R_{вых.1}$ (23) не существенно.

В связи с этим многие исследователи не только ее, но даже собственную, просто игнорировали. Однако, если в анализируемом каскаде (рис. 1, а) вместо резистора R_k будет применена динамическая нагрузка, например, в виде обратносмещенного p - n -перехода БТ_к, ($R_k = 1/h_{22}$), то ее в обязательном порядке следует учитывать в выходном сопротивлении (23).

Аналогично поступаем при определении второго выходного сопротивления (рис. 3, б):

$$R_{\text{вых.2}} = \frac{\partial U}{\partial I_{R_3} + \partial I_3} = \frac{1}{\frac{\partial I_{R_3}}{\partial U} + \frac{\partial I_3}{\partial U_{\text{бз}} + \partial I_6 R_6^*}} = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{S}{1 + R_6^* / h_{11}}} = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + \frac{h_{21} + 1}{h_{11} + R_6^*}} = R_3 \parallel \frac{h_{11} + R_6^*}{h_{21} + 1} \quad (26)$$

Итак, полученное выходное сопротивление (26) представляет собой параллельное соединение сопротивления R_3 и пересчитанного в контур эмиттерных токов БТ суммарного сопротивления, действующего во входной цепи: входного h_{11} и расчетного R_6^* .

Заключение

Предложенный дифференциальный метод анализа САУ позволил впервые установить количественную связь глубины ООС с расширением полосы пропускания в области нижних и верхних частот на основе соответствующих частот среза, определять в компактном виде КПУ различных типов ООС, учитывать трансформируемую ООС выходную проводимость АЭ при использовании динамических нагрузок анализируемой схмотехники.

ANALOG CIRCUITS ANALYSIS DIFFERENTIAL METHOD

V.L. SVIRID

Abstract

Effective (differential) method of analysis of nearly all possible circuit derivations of analog devices, provided as generalized equivalent circuits for alternating or direct (slowly changing) current, which allow to use real differential parameters of active elements with considering their transformation depending on the circuit configuration and the type of the feedback was offered.

Keywords: analog circuit, analysis, efficiency, differential parameters, active components, feedback.

Список литературы

1. *Свирид В.Л.* Проектирование аналоговых микросэлектронных устройств, Минск, 2010.
2. *Свирид В.Л.* Проектирование микросэлектронных устройств. Ч. 4. Проектирование и расчет измерительных преобразователей электрических сигналов. Минск, 2000.