

УДК 621.382.8

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

В.Л. СВИРИД

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 8 декабря 2016

Аннотация. Предложено оценку эффективности стабилизации режимов работы активных элементов производить разработанным дифференциальным методом анализа аналоговой схемотехники, распространенным для постоянных (медленно изменяющихся) токов с использованием эквивалентных схем замещения, учитывающих схемотехническую конфигурацию и тип обратных связей, действующих при данных режимах.

Ключевые слова: схемотехника, режимы стабилизации, эффективность, дифференциальный метод, обратные связи, модель эксперимента.

Abstract. It proposed to evaluate the effectiveness of stabilization modes of active elements by the developed differential analysis method of analog circuit, released for regular (slowly changing) current with the use of equivalent circuit, taking into account of circuit configuration and the type of feedback, acting under the given conditions.

Keywords: circuit design, modes of stabilization, efficiency, differential method, feedback, model experiment.

Doklady BGUIR. 2017, Vol. 109, No. 7, pp. 5-11

Differential method for evaluating the efficiency

of stabilization operation mode of active elements of analog circuitry

V.L. Svirid

Введение

Способы стабилизации режимов работы активных элементов (АЭ) аналоговой схемотехники (коллекторная, эмиттерная, комбинированная и др.) известны с начального момента развития радиотехники как таковой. Однако достоверная оценка эффективности работы этих режимов, в особенности комбинированной, до сих пор не определена.

Предлагаемая оценка эффективности стабилизации режимов работы АЭ основана на разработанном дифференциальном методе анализа аналоговой схемотехники [1], который распространен для постоянных (медленно изменяющихся) токов с использованием эквивалентных схем замещения, учитывающих схемную конфигурацию и тип отрицательных обратных связей (ООС), действующих при данных режимах. В качестве критерия эффективности стабилизации принимается, как и прежде, глубина этих ООС F или коэффициент петлевого усиления (КПУ) K_{Π} разорванных их петель, определяющий совместного с единицей данную глубину ($F = 1 + K_{\Pi}$).

Реализация основных видов стабилизации режимов

Для реализации и анализа в дальнейшем основных видов стабилизации режимов работы АЭ, к которым относятся, прежде всего, коллекторная и эмиттерная, используем

принципиальные схемы классических каскадов аналоговой схемотехники, представленных на соответствующих рис. 1, а, б. Характерной особенностью этих каскадов является то, что АЭ в виде биполярных транзисторов (БТ) работают в одинаковых режимных условиях, т. е. постоянная составляющая рабочего тока одна и та же и составляет $I_0 = 1$ мА, что соответствует собственной крутизне $S = I_0 / \varphi_T = (h_{21} + 1) / h_{11} = 38,5$ мА/В, входному сопротивлению $h_{11} = \varphi_T / I_0 = \varphi_T (h_{21} + 1) / I_0 = 2,6$ кОм и выходной проводимости $h_{22} = I_0 / U'_A = 5 \mu\text{См}$ [1].

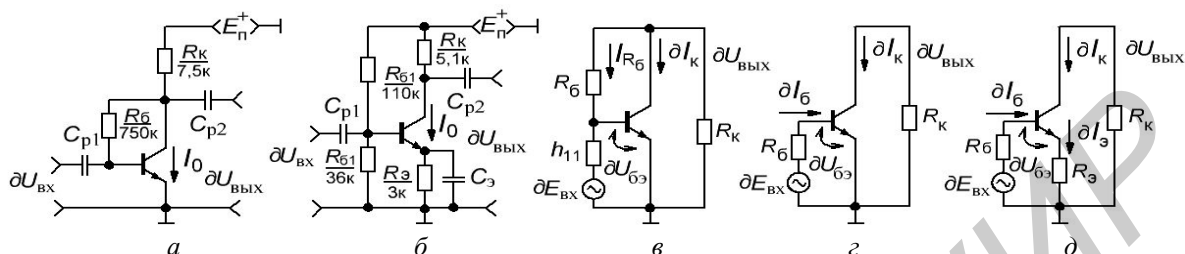


Рис. 1. Принципиальные схемы классических каскадов аналоговой схемотехники с коллекторной (а) и эмиттерной (б) стабилизацией режима работы АЭ и их эквивалентные схемы замещения для медленно изменяющихся токов (соответственно в, г и д)

Так как тепловые процессы, влияющие в основном на режимы работы АЭ, происходят чрезвычайно медленно, то для анализа будем использовать эквивалентные схемы этих каскадов для медленно изменяющихся токов (рис. 1, в–д) и рассчитывать номиналы схем (рис. 1, а, б) исходя из постоянных составляющих данных токов, пренебрегая влиянием реактивных элементов в виде разделительных C_{p1} , C_{p2} и блокирующего C_3 конденсаторов (рис. 1, а, б).

При нормальных режимных условиях распределение питающего напряжения E_n^+ между БТ и нагрузочным сопротивлением R_k должно происходить примерно поровну, однако с округлением в меньшую сторону на R_k . В связи с этим номинал резистора в цепи коллектора для схемы (рис. 1, а)

$$R_k = E_n^+ / (2I_0), \quad (1)$$

который при $E_n^+ = 15$ В составляет $R_k = 7,5$ кОм, а номинал резистора R_6 , осуществляющего коллекторную стабилизацию за счет параллельной ООС по напряжению (У-связь), целесообразно определять с учётом (1) по формуле

$$R_6 = \left(\frac{E_n^+}{2} - U_{б3} \right) / I_6 = \left(\frac{E_n^+}{2} - U_{б3} \right) h_{21} / I_0 \left| \frac{E_n^+}{2} \gg U_{б3} \right. = \frac{E_n^+}{2I_0} h_{21} = R_k h_{21}, \quad (2)$$

где $U_{б3}$ – напряжение между базой и эмиттером БТ, примерно равное 0,6 В ($U_{б3} = 0,6$ В).

При $h_{21} = 100$ номинал (2) составляет $R_6 = 750$ кОм.

Для эмиттерной стабилизации (рис.1, б), которая осуществляется за счет резистора R_3 , создающего последовательную ООС по току (Z-связь), целесообразно отводить падение постоянного напряжения на этом резисторе примерно 20–30 % от питающего напряжения E_n^+ : $U_{R_3} = (0,2 \dots 0,3) E_n^+$. В связи с этим, принимая $U_{R_3} = 0,2 E_n^+ = 3$ В, номинал данного резистора составит $R_3 = U_{R_3} / I_0 = 3$ кОм, а номинал нагрузочного резистора $R_k = (E_n^+ - U_{R_3}) / (2I_0)$ с округлением в меньшую сторону до стандартного значения при этом становится равным $R_k = 5,1$ кОм.

Номиналы резисторов в цепи базы БТ R_{61} и R_{62} , задающие фиксированное напряжение на базе, следует выбирать из условия протекания по ним тока делителя I_d не менее десятикратного превышения значения тока базы I_6 или десятой части тока I_0 : $I_d = 10I_6 = 0,1I_0$. Тогда $R_{61} = (U_{R_3} + U_{б3}) / I_d = 10(U_{R_3} + U_{б3}) / I_0$, а $R_{62} = 10(E_n^+ - U_{R_3} - U_{б3}) / I_0$, первый из которых при указанных выше цифровых данных составит $R_{61} = 36$ кОм, а второй – с учетом округления в меньшую сторону до стандартного значения $R_{62} = 110$ кОм.

Для теоретического анализа и экспериментальной проверки эффективности комбинированной стабилизации режима работы АЭ и ее составляющих, отдельно коллекторной или эмиттерной, предлагается следующая схема-модель, представленная на рис. 2. Номиналы резисторов, обозначенных на этой схеме, определены и заданы

в соответствии с модифицированными соотношениями, приведенными выше. На номинал резистора R_ϕ (этот элемент совместно с часто вводимым блокирующим конденсатором C_ϕ образует фильтр по питанию) обычно отводится 10–20 % питающего напряжения $E_n^+ : R_\phi = (0,1 \dots 0,2) E_n^+ / I_0$. Данный резистор совместно с резистором R_k составляет расчетную нагрузку исследуемой схемы-модели:

$$R_n^* = R_k + R_\phi. \quad (3)$$

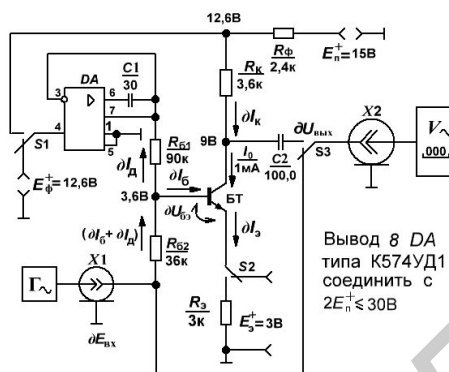


Рис. 2. Схема-модель для исследования комбинированной стабилизации режима работы АЭ и ее отдельных составляющих

С целью исключения влияния цепи ООС (элементы $R_{\phi 1}$ и $R_{\phi 2}$) на эквивалентную нагрузку (3) при ее коммутации в схему-модель (рис. 2) введен повторитель сигнала DA на операционном усилителе (ОУ) типа К574УД1 с основными параметрами: коэффициент передачи $K_0 = 1,5 \times 10^5$, входной ток $I_{вх} = 5$ нА, выходное сопротивление $R_{вых} \leq 2$ кОм, что позволяет получить входное и выходное сопротивления повторителя $R_{вх.п} \geq 2$ ГОм, $R_{вых.п} \leq 0,01$ Ом, а коэффициент передачи $K_{п} = 0,99999 \approx 1$ [2]. В связи с этим данный повторитель можно считать идеализированным, и его влияние на параметры схемы-модели не учитывать.

Для раздельного исследования коллекторной и эмиттерной стабилизации введены переключатели $S1$ и $S2$ с отдельными источниками питания: $E_\phi^+ = 12,6$ В и $E_3^+ = 3$ В. В данной ситуации блокирующие конденсаторы, обычно заменяющие эти источники, не пригодны, т. к. их номиналы должны быть устремлены в бесконечность, что нереально. Так как требуемое питающее напряжение $E_\phi^+ = 12,6$ В превышает допустимый уровень синфазного сигнала для применяемого ОУ, то необходимо питать данный ОУ удвоенным питающим напряжением $2E_n^+ \leq 30$ В (вывод 8 интегральной микросхемы К574УД1), а вывод питающего напряжения отрицательной полярности (вывод 5 микросхемы) соединить с общей шиной, как рекомендовано поступать в такой ситуации в [2]. Для питания схемы-модели в целом используются стандартные источники питания постоянного тока прецизионные типа Б5-11, обеспечивающие задание необходимого режима ее работы. На схеме (рис. 2) они не показаны.

Введенный генератор низкочастотных сигналов типа Г3-33, позволяющий по вторичной обмотке своего выходного трансформатора пропускать постоянную составляющую тока делителя I_d , подключенный к разъему $X1$, со своим выходным переменным сигналом в виде ЭДС $\partial E_{вх}$ моделирует дрейфовые (медленно изменяющиеся) напряжения, вызванные различными дестабилизирующими факторами, прежде всего влиянием температуры окружающей среды, а введенный цифровой вольтметр V_{\sim} типа В7-40/1 (погрешность измерения переменных напряжений не превышает $\partial U_{\sim} \leq \pm 0,6$ %), подключенный к разъему $X2$, позволяет посредством переключателя $S3$ попеременно измерять получаемое переменное выходное напряжение $\partial U_{вых}$ и устанавливаемую органами управления генератора ЭДС $\partial E_{вх}$, отношение которых будет характеризовать сквозные коэффициенты передачи (СКП) схемы-модели при различных режимах ее работы.

Положение переключателей $S1 \dots S3$, показанное на схеме-модели (рис. 2), считается выключенным (исходным) состоянием, а противоположное положение – включенным. При одновременном включении переключателей $S1$ и $S2$ в схеме-модели действует

комбинированная стабилизация режима работы АЭ, а при включении одного из них – S1 или S2 работает соответственно коллекторная или эмиттерная стабилизации. В исходном положении этих переключателей стабилизация исключается, что позволяет определить СКП схемы, сравнивая который с СКП того или другого вида стабилизации, количественно оценить их эффективность.

Теоретические основы дифференциального метода оценки эффективности стабилизации

Эффективность коллекторной стабилизации, действующей в схеме (рис. 1, а), теоретически оценим дифференциальным методом по эквивалентной схеме ее замещении для медленно изменяющихся токов и напряжений, обозначенных на рис. 1, в. В связи с тем, что коллекторная стабилизация задается фиксированным медленно изменяющимся током базы БТ ∂I_{δ} , протекающим по входному сопротивлению h_{11} , то для оценки СКП по напряжению схемы возникла необходимость преобразования известным способом генератора этого тока в эквивалентный генератор ЭДС $\partial E_{\text{вх}} = \partial I_{\delta} h_{11}$ с тем же внутренним сопротивлением h_{11} , вынесенным за пределы БТ, что и отражено на эквивалентной схеме (рис. 1, в).

Переменные составляющие токов, протекающих по коллектору БТ ∂I_K и резистору R_{δ} $\partial I_{R_{\delta}}$, создают на сопротивлении нагрузки R_K переменное выходное напряжение $\partial U_{\text{вых}}$, которое совместно с преобразованной входной ЭДС $\partial E_{\text{вх}}$ позволяет определить, используя принцип суперпозиции, справедливый для линейных электрических цепей, к разряду которых относится и рассматриваемая схема, так как в ней действуют бесконечно малые величины токов и напряжений в виде соответствующих дифференциалов, управляющее напряжение ∂U_{δ} , и, следовательно, оценить искомый СКП схемы.

Действительно, для выходного напряжения схемы (рис. 1, в) справедливо соотношение

$$\partial U_{\text{вых}} = -(\partial I_K + \partial I_{R_{\delta}})R_K = -\left(S\partial U_{\delta} + \frac{\partial U_{\text{вых}}}{R_{\delta} + h_{11}}\right)R_K, \quad (4)$$

в котором управляющее напряжение в соответствии с указанным выше принципом суперпозиции

$$\partial U_{\delta} = \frac{\partial U_{\text{вых}} h_{11}}{R_{\delta} + h_{11}} + \frac{\partial E_{\text{вх}} R_{\delta}}{R_{\delta} + h_{11}}. \quad (5)$$

Подставляя (5) в (4), получаем уравнение в неявной форме:

$$\partial U_{\text{вых}} = -\left[\frac{\partial U_{\text{вых}} (Sh_{11} + 1 + \partial E_{\text{вх}} R_{\delta})}{R_{\delta} + h_{11}}\right]R_K,$$

приводя которое к явному виду, а затем его решая, определяем необходимый СКП с ООС:

$$K_{C.F.} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial E_{\text{вх}}} = \frac{-SR_K}{1 + \frac{h_{11}}{R_{\delta}} + (1 + Sh_{11}) \frac{R_K}{R_{\delta}}}. \quad (6)$$

СКП без ООС записываем на основании уравнения (6) при условии $R_{\delta} \rightarrow \infty$:

$$K_C = K_{C.F.} \Big|_{R_{\delta} \rightarrow \infty} = -SR_K. \quad (7)$$

Сравнивая (6) и (7) между собой, получаем искомую глубину ООС, характеризующую эффективность коллекторной стабилизации,

$$F = \frac{K_C}{K_{C.F.}} = 1 + \frac{h_{11}}{R_{\delta}} + (1 + Sh_{11}) \frac{R_K}{R_{\delta}} = 1 + \frac{h_{11}}{R_{\delta}} + (h_{21} + 2) \frac{R_K}{R_{\delta}}. \quad (8)$$

Принимая во внимание соотношение (2), характерное для коллекторной стабилизации, и выполнимое условие $R_{\delta} \gg h_{11}$, оцениваем искомую эффективность в удобном для практического использования виде:

$$F \Big|_{R_6 = R_k, h_{21} \gg h_{11}} = \left(1 + \frac{h_{21} + 2}{h_{11}} \right) \Big|_{h_{21} \gg 1} = 2. \quad (9)$$

Как видим, эффективность коллекторной стабилизации (9) реально составляет всего 2 раза. Повысить эффективность коллекторной стабилизации, как видно из соотношения (8), возможно путем искусственного увеличения номинала нагрузочного резистора R_k с сохранением прежнего режима работы БТ за счёт применения динамической нагрузки, действующей на постоянном (медленно изменяющемся) токе, или за счет существенного повышения питающего напряжения E_n^+ , например, в 2 и более раз. Действительно, если повысить питающее напряжение до $E_n^+ = 30 \text{ В}$, то в соответствии с (1) коллекторное сопротивление увеличится до $R_k = 30 \text{ кОм}$, и глубина ООС (8) при прежних параметрах других элементов схемы составит более 5 раз, и, следовательно, эффективность коллекторной стабилизации по сравнению с (9) дополнительно повысится еще более чем в 2,5 раза.

Для сравнения оценим эффективность данной стабилизации посредством второго показателя, т. е. КПУ, который определим на основании эквивалентной схемы замещения, представленной на рис. 1, з, правомерность использования которой обусловлена тем, что в исходной схеме (рис. 1, а) выполнимо соотношение (2) и, следовательно, $R_6 \gg h_{11}$:

$$K_{\Pi} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial E_{\text{вх}}} = \frac{\partial I_k R_k}{\partial U_{63} + \partial I_6 R_6} = \frac{-S R_k}{1 + R_6 / h_{11}} = \frac{-R_k (h_{21} + 1)}{h_{11} + R_6} =$$

$$= \frac{-(h_{21} + 1)}{h_{21} (1 + h_{11} / R_6)} \Big|_{R_6 \gg h_{11}, h_{21} \gg 1} = -1. \quad (10)$$

Знак « \leftarrow » в последнем соотношении свидетельствует о том, что в схеме действует ООС, и при определении глубины следует число (10) использовать как модуль: $F = 1 + K_{\Pi} = 2$, т. е. имеем полное совпадение с (9) при равных условиях.

Итак, независимо от формы представления искомой эффективности результаты исследований численно составляют одну и ту же величину, что весьма ценно для практики, так как аналитическое определение данной эффективности посредством КПУ (10) заметно проще глобальной оценки глубины ООС (8) с использованием СКП.

Эффективность эмиттерной стабилизации, функционирующей в схеме (рис. 1, б), теоретически определим по аналогии с коллекторной стабилизацией на основании эквивалентной схемы замещения исходной схемы с использованием переменных медленно изменяющихся токов и напряжений, обозначенных на рис. 1, д, в виде соответствующих дифференциалов. В отличие от эквивалентной схемы коллекторной стабилизации (рис. 1, з) в рассматриваемой схеме (рис. 1, д) резистор R_6 представляет собой параллельные соединения резисторов R_{61} и R_{62} исходной схемы (рис. 1, б) ($R_6 = R_{61} \parallel R_{62}$) и дополнительно имеется резистор R_3 , создающий, как отмечено выше, ООС Z-типа.

На основании эквивалентной схемы (рис. 1, д) определяем СКП с ООС дифференциальным методом:

$$K_{C.F.} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial E_{\text{вх}}} = \frac{-\partial I_k R_k}{\partial U_{63} + \partial I_6 R_6 + \partial I_3 R_3} = \frac{-S R_k}{1 + R_6 / h_{11} + S R_3}. \quad (11)$$

Данный СКП без ООС записываем на основании (11) при условии $R_3 = 0$:

$$K_C = K_{C.F.} \Big|_{R_3 = 0} = \frac{-S R_k}{1 + R_6 / h_{11}}. \quad (12)$$

Глубина ООС, характеризующая эффективность эмиттерной стабилизации, следует из сравнения соотношений (12) и (11):

$$F = \frac{K_C}{K_{C.F.}} = 1 + \frac{-S R_3}{1 + R_6 / h_{11}}, \quad (13)$$

которая с учетом цифровых данных параметра БТ, приведенных выше, и номиналов резисторов, указанных на схеме (рис. 1, б), составляет $F = 11,33$, что более чем в 5 раз превышает значение

эффективности коллекторной стабилизации (9). Для повышения эффективности эмиттерной стабилизации целесообразно увеличивать номинал резистора R_3 до такой величины, при которой падение напряжения источника питания достигает хотя бы 30 %, и снижать, по возможности, расчетный номинал резистора R_6 . При сохранении принятого значения тока делителя I_d и увеличении номинала резистора R_3 , например, до $R_3 = 4,3$ кОм, эффективность эмиттерной стабилизации увеличится незначительно, примерно всего лишь на 13 %.

Оценку эффективности комбинированной стабилизации режима работы АЭ и ее отдельных составляющих произведем дифференциальным методом на основании схемы-модели, предоставленной на рис. 2. Используя обозначения переменных медленно изменяющихся токов и напряжений, показанных на этой схеме, определим при включенных переключателях $S1$ и $S2$ СКП с комбинированной ООС указанным выше методом, учитывая (3):

$$K_{C.F.} = \frac{-\partial I_k R_H^*}{\left(\frac{\partial U_{63} + \partial I_3 R_3 + \partial I_k R_\Phi}{R_{61}} + \frac{\partial U_{63}}{h_{11}} \right) R_{61} + \partial U_{63} + \partial I_3 R_3} =$$

$$= \frac{-SR_H^*}{1 + \frac{R_{62}}{h_{11}} + \frac{R_{62}}{R_{61}} + SR_3 \left(1 + \frac{1 + R_\Phi / R_3}{R_{61}} R_{62} \right)}. \quad (14)$$

Вернув переключатели $S1$ и $S2$ в исходное положение и тем самым исключив резисторы R_Φ и R_3 , на основании (14) получаем СКП без ООС:

$$K_C = K_{C.F.} \Big|_{R_\Phi = 0, R_3 = 0} = \frac{-SR_H^*}{1 + R_{62} / h_{11} + R_{62} / R_{61}}. \quad (15)$$

Отношения (15) и (14) характеризуют глубину ООС, действующей в схеме-модели, и, следовательно, эффективность искомой комбинированной стабилизации режима работы АЭ:

$$F = \frac{K_C}{K_{C.F.}} = 1 + \frac{-SR_3 \left(1 + \frac{1 + R_\Phi / R_3}{R_{61}} R_{62} \right)}{1 + \frac{R_{62}}{h_{11}} + \frac{R_{62}}{R_{61}}}. \quad (16)$$

Такое лаконичное представление глубины ООС (16) отыскать в каком-либо источнике информации практически, да и даже теоретически, невозможно. Оно позволяет записать при определенных условиях действие раздельно одного и другого типа ООС. Действительно, для ввода в действие только эмиттерной стабилизации (Z -связь) достаточно включить $S2$ и принять $R_\Phi = 0$, а для коллекторной стабилизации (Y -связь) – включить $S1$ и принять $R_3 = 0$, и записать соответствующую глубину одной и другой ООС:

$$F \Big|_{R_\Phi = 0} = 1 + \frac{SR_3}{1 + \frac{1}{h_{11} (1/R_{62} + 1/R_{61})}} = 1 + \frac{SR_3}{1 + \frac{R_{61} \parallel R_{62}}{h_{11}}}, \quad (17)$$

$$F \Big|_{R_3 = 0} = 1 + \frac{SR_\Phi}{1 + R_{61}/h_{11} + R_{61}/R_{62}} = 1 + \frac{SR_\Phi}{1 + R_{61} / R_{61} \parallel h_{11}}. \quad (18)$$

Для цифровых данных параметров применяемого БТ и номиналов резистивных элементов, указанных на схеме-модели (рис. 2), получаем в соответствии с выражениями (16)–(18) значения искомых эффективностей стабилизации режимов работы АЭ: комбинированной – $F = 14,030172$, эмиттерной – $F|_{R_\Phi=0} = 11,605954$, коллекторной – $F|_{R_3=0} = 2,424218$. Как видим, с точностью до шестого знака после запятой, суммарная эффективность эмиттерной и коллекторной стабилизации численно соответствует эффективности комбинированной. Все это свидетельствует об исключительно высокой точности дифференциального метода оценки эффективности стабилизации режимов работы АЭ аналоговой схемотехники.

Экспериментальная проверка эффективности стабилизации

Экспериментальная проверка полученных цифровых данных, характеризующих эффективность комбинированной стабилизации режима работы АЭ и ее составляющих, произведена с помощью предложенной схемы-модели, представленной на рис. 2, с сохранением всех режимов работы применяемого БТ и номиналов резистивных элементов.

Испытания проводились с использованием измерительных приборов, указанных выше, на рабочей частоте $f=1$ кГц с уровнями входных сигналов, не превышающих $\partial E_{\text{вх}}=100$ мВ эффективных, что при СКП схемы (15) $K_{\text{П}}=15,15136$ выходное неискаженное переменное напряжение составляет примерно $\partial U_{\text{вых}}=1,5$ В эффективных, или немногим более 2 В амплитудных значений. В результате экспериментальных исследований рассмотренных видов стабилизации режимов работы АЭ весьма точно подтвердились расчетные данные, характеризующие комбинированную (16), отдельно эмиттерную (17) и коллекторную (18) стабилизаций, естественно в пределах погрешностей применяемых стандартных измерительных приборов, в основном цифрового вольтметра V_{\sim} . На основании полученных экспериментальных данных можно утверждать, что предлагаемая схема-модель, отражающая основные виды стабилизации, определена верно, а дифференциальный метод оценки эффективности данных видов стабилизации в реальной ситуации характеризуется исключительно высокой точностью.

Заключение

В результате теоретических и экспериментальных исследований впервые установлено полное соответствие оценок эффективности коллекторной стабилизации посредством КПУ разорванной цепи ООС и СКП схемы, определяющего глобально глубину ООС, действующей в анализируемой схеме, а предложенная и исследованная схема-модель, отражающая действия комбинированной стабилизации режимов работы АЭ и ее составляющих, отдельно коллекторной и эмиттерной, позволила определить обобщающую глубину комбинированной ООС, на основании которой получена возможность раздельной оценки эффективности коллекторной и эмиттерной стабилизаций, в сумме весьма точно характеризующих эффективность комбинированной стабилизации, и подтвердить исключительно высокую точность дифференциального метода оценок эффективности данных видов стабилизации.

Список литературы

1. Свирид В.Л. Дифференциальный метод анализа аналоговой схемотехники // Докл. БГУИР. 2016. № 8 (102). С. 39–45.
2. Свирид В.Л. Аналоговая микросхемотехника. Ч.1: Интегральные микросхемы. Системотехническое проектирование радиоэлектронной аппаратуры. Минск, 2003. 232 с.

References

1. Svirid V.L. Differencial'nyj metod analiza analogovoj shemotehniki // Dokl. BGUIR. 2016. № 8 (102). S. 39–45. (in Russ.)
2. Svirid V.L. Analogovaja mikroshemotehnika. Ch.1: Integral'nye mikroshemy. Sistemotekhnicheskoe proektirovanie radiojelektronnoj apparatury. Minsk, 2003. 232 s. (in Russ.)

Сведения об авторе

Свирид В.Л., к.т.н., доцент, доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-29-666-28-36;
e-mail: kafirtu@bsuir.by
Свирид Владимир Лукич

Information about the author

Svirid V.L., PhD., associate professor, associate professor of information radioengineering department of Belarussian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki str., 6,
Belarussian State University of
Informatics and Radioelectronics
tel. +375-29-666-28-36;
e-mail: kafirtu@bsuir.by
Svirid Vladimir Lukich