

В. И. ДИДЕНКО

(Москва)

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

С появлением планарных транзисторов и интегральных схем в различных измерительных устройствах все шире стали применяться дифференциальные усилители (ДУ). Поэтому особое значение приобретает развитие рациональных методов расчета ДУ. Обычно схему ДУ считают сбалансированной, т. е. все симметрично расположенные элементы предполагаются равными по величине. В этом случае существует простой способ анализа, использующий теорему деления [1, 2]. Анализ сложной цепи распадается на расчет двух относительно простых эквивалентных полусхем: одной — для дифференциальных и другой — для синфазных сигналов.

Часто необходимо рассчитывать взаимное преобразование синфазных сигналов в дифференциальные, и наоборот [3, 4]. При этом схема ДУ неизбежно должна полагаться несбалансированной, т. е. необходимо учитывать различия симметрично расположенных элементов по величине. Для анализа несбалансированных цепей Р. Д. Миддлбруком также использовалась теорема деления, причем разбалансы в дифференциальной полусхеме учитывались с помощью эквивалентных генераторов, зависящих от синфазных сигналов, и наоборот [5]. В этой же работе был развит более простой, так называемый последовательный метод анализа, который по своей сути является приближенным. Указывалось, что этот метод «обычно» справедлив при весьма малых разбалансах симметричных ветвей [5]. В ряде случаев, однако, представляет интерес анализировать схемы при значительных разбалансах. Такая ситуация возникает при расчете несимметричных балансных каскадов (сопротивление коллекторной нагрузки одного из транзисторов равно нулю), резкой несимметрии сопротивлений источников сигнала, в балансных каскадах с неподбираемыми транзисторами и т. д. В связи с этим представляется целесообразным рассмотреть возможность применения последовательного метода при значительных разбалансах схемы.

Поскольку последовательный метод в отечественной литературе рассматривался мало, то в данной статье излагается его сущность и дается идея доказательства этого метода. Далее находятся условия, при которых последовательный метод остается справедливым даже при весьма больших разбалансах, достигающих 100%.

Несмотря на относительную простоту последовательного метода, расчет сопровождается громоздкими выкладками, если необходимо учесть различия большого числа элементов. В статье показывается, что расчет существенно упрощается, если использовать эквивалентные схемы транзисторов различной степени сложности в полусхемах для синфазных и дифференциальных сигналов. Некоторые упрощения при определении важнейшего параметра ДУ — коэффициента подавления синфазных сигналов — достигаются путем применения рациональной методики расчета, рассмотренной в статье.

Таким образом, основной задачей данной статьи является нахождение условий, при которых последовательный метод без громоздких выкладок дает достаточно точные результаты даже в случае значительных различий симметрично расположенных элементов дифференциальных усилителей.

Итак, предположим, что линейная симметричная цепь (например, схема ДУ) полностью сбалансирована, за исключением сопротивлений Z_i' и Z_i'' в двух симметричных ветвях (рис. 1). Для этой цепи можно составить уравнения с контурными токами i_i' и i_i'' :

$$\dots + i_i' Z_i' + \dots = 0; \quad (1)$$

$$\dots + i_i'' Z_i'' + \dots = 0. \quad (2)$$

Обозначим дифференциальную и синфазную составляющие токов в i -х ветвях соответственно через i_{ix} и i_{ic} , среднее и разностное сопротивления этих ветвей соответственно через Z_i и ΔZ_i , где

$$i_{ix} = i_i' - i_i''; \quad (3)$$

$$i_{ic} = \frac{i_i' + i_i''}{2}; \quad (4)$$

$$Z_i = \frac{Z_i' + Z_i''}{2}; \quad (5)$$

$$\Delta Z_i = Z_i' - Z_i''. \quad (6)$$

Вычтем уравнение (2) из (1), а затем возьмем их полусумму. С учетом обозначений (3) — (6) получим:

$$\dots + i_{ix} Z_i + i_{ic} \Delta Z_i + \dots = 0; \quad (7)$$

$$\dots + i_{ic} Z_i + i_{ix} \frac{\Delta Z_i}{4} + \dots = 0. \quad (8)$$

Уравнение (7) описывает работу полусхемы для дифференциальных сигналов (рис. 2, а), а уравнение (8) — для синфазных (см. рис. 2, б). На этих схемах введены обозначения для эквивалентных генераторов напряжения:

$$E_{ix} = -i_{ic} \Delta Z_i; \quad (9)$$

$$E_{ic} = -i_{ix} \frac{\Delta Z_i}{4}. \quad (10)$$

С помощью рассмотренного выше подхода, впервые предложенного в [5], нетрудно показать, что сопротивления, лежащие на оси симметрии, должны в полусхеме для дифференциальных сигналов полагаться равными нулю, а в полусхеме для синфазных — выбираться с удвоенной

величиной; сопротивления, соединяющие симметрично расположенные точки, должны в полусхеме для дифференциальных сигналов выбираться со значением 1/2 их действительной величины и подсоединяться к земле, а в полусхеме для синфазных — полагаться равными бесконечности. Эквивалентные генераторы могут быть найдены также для учета различий проводимостей и параметров зависимых генераторов напряжений и токов.

Найдем выражения для эквивалентных генераторов напряжения (9) и (10) через характеристики сбалансированной схемы. Для этого используем подход, примененный в [6]. Связь токов в несбалансированной и сбалансированной* цепях дается выражениями:

$$i_{i\alpha} = i_{i\alpha 0} + \frac{E_{i\alpha}}{Z_{i\alpha}}; \quad (11)$$

$$i_{ic} = i_{ic0} + \frac{E_{ic}}{Z_{ic}}, \quad (12)$$

где $Z_{i\alpha}$ и Z_{ic} — входные сопротивления относительно i -й ветви соответственно в полусхемах для дифференциальных и синфазных сигналов. Решая систему уравнений (9) — (12), найдем:

$$E_{i\alpha} = -\Delta Z_i \frac{i_{ic0} - i_{i\alpha 0} \frac{\Delta Z_i}{4 Z_{ic}}}{1 - \frac{1}{4} \frac{\Delta Z_i}{Z_{i\alpha}} \frac{\Delta Z_i}{Z_{ic}}}; \quad (13)$$

$$E_{ic} = -\Delta Z_i \frac{i_{i\alpha 0} - i_{ic0} \frac{\Delta Z_i}{Z_{i\alpha}}}{1 - \frac{1}{4} \frac{\Delta Z_i}{Z_{i\alpha}} \frac{\Delta Z_i}{Z_{ic}}}. \quad (14)$$

В пределах данной статьи ограничимся исследованием влияния синфазных сигналов на дифференциальные. Для этого случая необходимо рассчитывать эквивалентные генераторы в полусхеме для дифференциальных сигналов при нулевых значениях дифференциальных токов и напряжений в сбалансированной цепи. Тогда для рассматриваемого примера выражение (13) преобразуется так:

$$E_{i\alpha} = -\Delta Z_i \frac{i_{ic0}}{1 - \frac{1}{4} \frac{\Delta Z_i}{Z_{i\alpha}} \frac{\Delta Z_i}{Z_{ic}}}. \quad (14')$$

Уравнениям (9)—(12) при $i_{i\alpha 0} = 0$ соответствует ориентированный граф [7], показанный на рис. 3. Аналогично можно построить графы для схем с любым числом разбалансированных ветвей с учетом взаимного влияния разбалансов различных ветвей. Найденные с помощью этих графов выражения для эквивалентных генераторов справедливы при любых разбалансах. В практических схемах передачи многих ветвей графа оказываются пренебрежимо малыми, что сильно облегчает расчет.

Как известно, при последовательном методе [5] эквивалентные генераторы рассчитываются по значениям токов и напряжений в сбалансированных ветвях. Например, для схемы рис. 1 полагается

$$E_{i\alpha} \approx -\Delta Z_i i_{ic0}. \quad (14'')$$

* Для обозначения величин в сбалансированных цепях используется индекс «0».

Погрешности последовательного метода легко найти, если известны точные значения параметров эквивалентных генераторов. Из сравнения выражений (14') и (14'') можно сделать вывод, что для схемы рис. 1 последовательный метод будет достаточно точен, если выполняется неравенство:

$$\frac{1}{4} \frac{\Delta Z_i}{Z_{iia}} \frac{\Delta Z_i}{Z_{iic}} \ll 1. \quad (15)$$

Интересно отметить, что даже при значительных различиях сопротивлений Z_i' и Z_i'' , когда $\frac{\Delta Z_i}{2 Z_i} \approx 1$, погрешность последовательного метода остается малой, если, например,

$Z_{iia} \gg Z_i$, $\frac{\Delta Z_i}{2 Z_{iic}} \ll 1$. Пусть, например, балансный каскад (рис. 4) полностью сбалансирован, за исключением сопротивлений R_{k1} и R_{k2} . Зададимся числовыми данными $R_{k2} = 0$, $R_{k1} = 5 \text{ кОм}$,

$$\text{откуда } R_k = \frac{R_{k1} + R_{k2}}{2} =$$

$$= 2,5 \text{ кОм}, \Delta R_k = R_{k1} - R_{k2} =$$

$$= 5 \text{ кОм}. \text{ Выходное сопротивление транзистора в полусхеме для дифференциальных сигналов практически равно сопротивлению коллекторного перехода в схеме с общим эмиттером } r_k^*, \text{ а в полусхеме для синфазных сигналов — сопротивлению коллекторного перехода в схеме с общей базой } r_k. \text{ Примем } r_k^* = 20 \text{ кОм}, r_k = 1 \text{ МОм}.$$

$$\text{Тогда } Z_{iia} = R_k + r_k^* =$$

$$= 22,5 \text{ кОм}, Z_{iic} = R_k + r_k =$$

$$= 1002,5 \text{ кОм}. \text{ Из (15) следует,}$$

что погрешность последовательного метода в данном случае составляет всего 0,027%.

Электрические параметры пассивных ветвей могут быть представлены в виде сопротивлений или проводимостей. Если используется последовательный метод, то погрешности расчета при этом оказываются различными. Эти различия несущественны, если все разбалансы малы. При значительных разбалансах правильный выбор характера ветвей оказывается важным. Для схемы рис. 1 можно показать, что представление в виде сопротивлений дает меньшую погрешность расчета, если выполняется неравенство

$$(Z_i' Z_i'')^2 < \frac{Z_{iia} Z_{iic}}{Y_{iia} Y_{iic}}, \quad (16)$$

где Y_{iia} и Y_{iic} — входные проводимости* относительно i -й ветви соответственно в полусхемах для дифференциальных и синфазных сигналов.

Обычно бывает заранее ясно, является ли внешняя цепь по отношению к i -й ветви источником тока (тогда целесообразнее представлять

* $Z_{iia} \approx \frac{1}{Y_{iia}}$, $Z_{iic} \approx \frac{1}{Y_{iic}}$ только при малых разбалансах.

данную ветвь сопротивлением) или источником напряжения (тогда целесообразнее представление в виде проводимости). Поэтому на практике необходимость проверки неравенства (16) обычно не возникает.

При анализе транзисторных схем можно исследовать схемы замещения с общей базой или общим эмиттером. Последовательный метод при этом дает различные погрешности. Обычно в схеме оказывается заданной синфазная составляющая эмиттерного, а не базового тока, и целесообразнее использовать эквивалентную схему с общей базой.

При правильном выборе характера пассивных ветвей и эквивалентных схем транзисторов последовательный метод обычно оказывается достаточно точным даже при значительных разбалаксах.

При использовании последовательного метода расчет параметров, характеризующих преобразование синфазных напряжений в дифференциальные, распадается на три этапа: расчет синфазных составляющих в полусхеме для синфазных сигналов, нахождение эквивалентных генераторов, определение дифференциальных сигналов, вызываемых этими генераторами. Погрешности расчета складываются из погрешностей, возникающих на всех трех этапах расчета. Выше были рассмотрены погрешности вследствие приближенного задания эквивалентных генераторов. Расчет сигналов в полусхемах для синфазных и дифференциальных сигналов можно значительно упростить, если использовать приближенные эквивалентные схемы транзисторов. Причем в полусхеме для синфазных сигналов можно пренебрегать одними параметрами транзисторов, в полусхеме для дифференциальных — другими.

В качестве примера рассмотрим расчет коэффициента подавления синфазных сигналов Π_c для дифференциального каскада, показанного на рис. 4 (приведена схема для переменных составляющих сигналов). Введем обозначения:

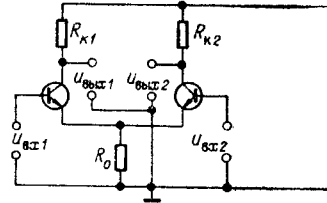


Рис. 4.

$$u_{вхд} = u_{вх1} - u_{вх2}; \quad (17)$$

$$u_{вхс} = \frac{u_{вх1} + u_{вх2}}{2}; \quad (18)$$

$$u_{выхд} = u_{вых1} - u_{вых2}; \quad (19)$$

$$k_{дд} = \left. \frac{\partial u_{выхд}}{\partial u_{вхд}} \right|_{u_{вхс} = 0}; \quad (20)$$

$$k_{дс} = \left. \frac{\partial u_{выхд}}{\partial u_{вхс}} \right|_{u_{вхд} = 0}; \quad (21)$$

$$\Pi_c = \frac{\varepsilon k_{дд}}{k_{дс}}. \quad (22)$$

Эквивалентное входное дифференциальное напряжение $u_{эқвд}$, обеспечивающее $u_{выхд} = 0$ при $u_{вхс} \neq 0$, для линейной схемы выражается как

$$u_{эқвд} = - \frac{u_{вхс}}{\Pi_c}. \quad (23)$$

Можно предложить следующий порядок расчета коэффициента Π_c :
1) определяются синфазные составляющие токов и напряжений сбалан-

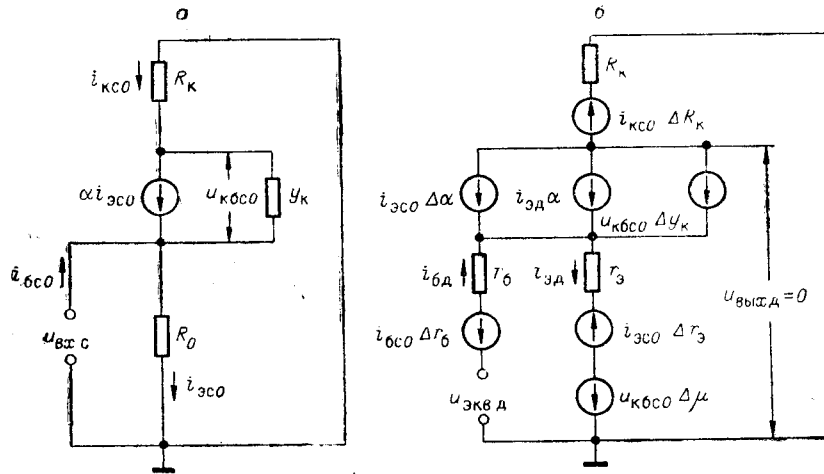


Рис. 5.

сированной цепи; 2) по данным предыдущего пункта и известным разбалансам элементов находятся эквивалентные генераторы в полусхеме для дифференциальных сигналов; 3) с помощью полусхемы для дифференциальных сигналов при $u_{\text{выхд}} = u_{\text{эквд}}$ и $u_{\text{выхд}} = 0$ находится связь между $u_{\text{эквд}}$ и $u_{\text{вхс}}$, откуда с помощью выражения (23) определяется искомый коэффициент.

Ниже дается расчет коэффициента Π_c по предложенной методике.

1. Для определения синфазных составляющих токов и напряжений используется эквивалентная полусхема, данная на рис. 5, а. Транзистор заменяется Т-образной схемой замещения [8]. В соответствии с данными выше рекомендациями коллекторный переход представлен проводимостью y_k (а не сопротивлением, как это обычно делается) и выбрана схема замещения с общей базой. Параметры y_k , α и т. д. представляют средние для двух транзисторов величины, а Δy_k , $\Delta \alpha$ и т. д. — разности соответствующих параметров двух транзисторов. Сопротивлениями r_b , $r_э$ и генератором μ в схеме рис. 5, а пренебрегли, предполагая $2R_0 \gg r_э, r_b$. Синфазные составляющие токов и напряжений находятся из схемы рис. 5, а (при $y_k R_k \ll 1$) как

$$i_{бс0} = u_{вхс} \left(\frac{1-\alpha}{2R_0} + y_k \right); \quad (24)$$

$$i_{эс0} = \frac{u_{вхс}}{2R_0}; \quad (25)$$

$$i_{ксо} = u_{вхс} \left(\frac{\alpha}{2R_0} - y_k \right); \quad (26)$$

$$u_{кбсо} = -u_{вхс} \left(1 + \frac{\alpha R_k}{2R_0} \right). \quad (27)$$

2. Эквивалентные генераторы введем для учета различий всех параметров эквивалентной схемы транзистора (см. рис. 5, б).

3. Поскольку параметры μ и y_k оказывают малое влияние на усилительные свойства транзистора, то в эквивалентной схеме для дифференциальных сигналов они отсутствуют (см. рис. 5, б).

С помощью схемы, показанной на рис. 5, б, с учетом выражений (24) — (27) и (23) нетрудно найти

$$\begin{aligned} \frac{1}{\Pi_c} = & -\Delta r_6 \left(\frac{1-\alpha}{2R_0} + y_k \right) - \frac{\Delta r_9}{2R_0} - \Delta \mu \left(1 + \frac{\alpha R_k}{2R_0} \right) - \\ & - \frac{r_9 + r_6}{\alpha} \left(1 + \frac{\alpha R_k}{2R_0} \right) \Delta y_k + \frac{r_9 + r_6}{2R_0} \frac{\Delta \alpha}{\alpha} - \\ & - \frac{\Delta R_k}{R_k} \frac{r_9 + r_6(1-\alpha)}{\alpha} \left(\frac{\alpha}{2R_0} - y_k \right). \end{aligned} \quad (28)$$

В ряде практических схем вместо резистора R_0 используется транзистор [5]. Можно показать, что в этом случае наибольшее влияние на величину коэффициента Π_c оказывает разбаланс $\Delta \mu$, затем Δy_k и наименьшее — разбаланс $\Delta \alpha$. (Как известно, в большинстве работ по ДУ параметры μ и y_k вообще не рассматривались [5, 9, 10]).

Экспериментальная проверка выражения (28) показала, что расхождение расчетных и опытных данных лежит в пределах точности измерения параметров транзисторов.

Рассмотренный пример весьма ярко показывает достоинства примененного метода. Так, наиболее существен для оценки коэффициента Π_c разбаланс $\Delta \mu$. В то же время в схемах, данных на рис. 5, а и б, параметр μ без ущерба для точности был опущен. Другие методы анализа потребовали бы использования полных эквивалентных схем транзистора, что привело бы к резкому увеличению объема выкладок. Зависимость коэффициента Π_c от частоты может быть найдена, если предположить комплексный характер проводимости y_k .

В статье были рассмотрены погрешности последовательного метода и возможности их уменьшения при переходе синфазных сигналов в дифференциальные. Погрешности этого метода при переходе дифференциальных сигналов в синфазные и т. д. обычно менее существенны, но в принципе могут быть рассчитаны аналогичными методами.

ЛИТЕРАТУРА

1. E. J. Angelo. Electronic circuits. Mc. Graw-Hill Book company, Inc., New York, 1952.
2. А. А. Соколов. Топологический анализ симметричных электрических и электронных цепей.— *Электричество*, 1967, № 2.
3. А. А. Соколов. Электронные вычитатели.— *Приборы и средства автоматизации*, 1962, № 8.
4. В. И. Диденко. Дифференциальный измерительный усилитель постоянного тока.— *Радиотехника*, 1970, № 3.
5. R. D. Middlebrook. Differential amplifiers. J. Wiley and sons, Inc., New York, 1963.
6. М. И. Левин. Общие свойства измерительных схем.— *Электричество*, 1946, № 2.
7. В. П. Сигорский. Матрицы и графы в электронике. М., «Энергия», 1968.
8. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
9. R. H. Okada. Stable Transistor Wide — Band D — C Amplifier.— *Communication and Electronics*, 1960, March.
10. Ю. В. Виноградов. Основы электронной и полупроводниковой техники. М., «Энергия», 1968.

Поступила в редакцию
6 июля 1970 г.,
окончательный вариант —
9 декабря 1970 г.