

И. Н. ГРАЦИАНСКИЙ, Д. Д. ЗАКРЕВСКИЙ

(Москва)

### О ВЫБОРЕ РЕЖИМА ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА В УСИЛИТЕЛЬНОМ КАСКАДЕ

Высокие входное сопротивление и температурная стабильность, а также ряд других ценных качеств полевых транзисторов (ПТ) делает их весьма перспективными в области электрометрии. Уже созданы электрометрические усилители на ПТ, превосходящие по входным параметрам ламповые [1, 2]. Входные каскады электрометров собираются как на ПТ с  $p-n$  переходом (FET-транзисторах), так и на ПТ с изолированным затвором (МОП-транзисторах) [3].

Существенное влияние на параметры и свойства усилителей на ПТ имеет выбор режима покоя. Так выбором положения рабочей точки можно свести к нулю температурный дрейф [4, 5], уменьшить шумы [6], нелинейные искажения [7], уменьшить входной ток [1, 8]. Выбор режима покоя влияет на величину коэффициента усиления [9]. В настоящей статье рассматриваются вопросы об оптимальном выборе положения точки покоя для обеспечения максимального коэффициента усиления или минимума нелинейных искажений.

Вопрос о правильном выборе рабочей точки каскада с общим истоком может быть решен, когда известны формулы аппроксимации характеристик ПТ. Аппроксимация стоко-затворных характеристик, если только речь идет не о микрорежиме, не вызывает трудностей, так как известно, что они с большой точностью приближаются к квадратичным. Это обстоятельство позволяет выразить крутизну через параметры ПТ:  $U_0$  — напряжение отсечки, или пороговое напряжение, и  $I_0$  — ток насыщения. Под током насыщения МОП-транзисторов с индуцированным каналом будем подразумевать ток стока при напряжении на затворе, равном удвоенному пороговому напряжению [10]. Тогда независимо от типа транзистора можно получить выражение для крутизны

$$S = \frac{2\sqrt{I_0 I}}{U_0}. \quad (1)$$

Здесь  $S$  — крутизна;  $I_0$  — ток насыщения;  $I$  — ток стока. Выражение (1) показывает, что для ПТ три основных параметра: крутизна, ток насыщения и напряжение отсечки — тесно связаны между собой и, следовательно, для расчетов достаточно иметь только два из них.

Величина коэффициента усиления может быть найдена по формуле

$$K = \frac{S}{g_i + g_u}, \quad (2)$$

где  $g_i$  — внутренняя динамическая проводимость;  $g_n$  — проводимость нагрузки. Величина проводимости сток — исток  $g_i$  зависит как от тока стока, так и от напряжения сток — исток и определяется видом сток — исток характеристик. Изучение поведения сток — исток характеристик в пологой части характеристик (пентодной области) показывает, что рост тока с увеличением напряжения на стоке можно объяснить двумя дополняющими друг друга явлениями — модуляцией длины канала напряжением

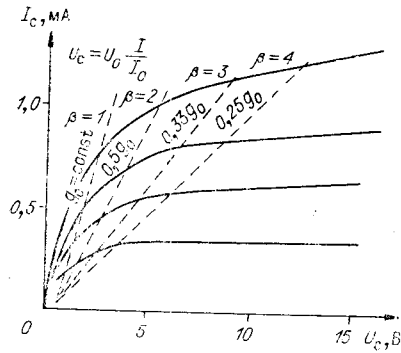


Рис. 1.

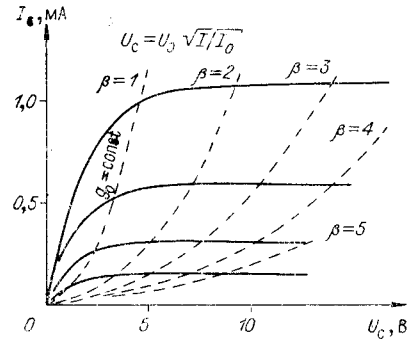


Рис. 2.

на стоке и электростатической обратной связью между стоком и затвором [9—11]. В первом случае величина проводимости сток — исток прямо пропорциональна корню квадратному от тока  $I$ . Теоретические сток — исток характеристики для первого и второго случаев построены на рис. 1 и 2 соответственно. Штриховыми линиями на них показано геометрическое место точек, имеющих равное динамическое сопротивление. Как видно из этих построений, линии равного динамического сопротивления могут быть с достаточной степенью точности аппроксимированы в первом случае прямой (см. рис. 1), во втором — параболой (см. рис. 2). Они легко могут быть построены для любого напряжения на стоке.

Для удобства отсчета, введем параметр  $\beta$  так, чтобы выполнялось условие

$$U_c|_{I=I_0} = U_0 \beta. \quad (3)$$

На рис. 3, 4 приведены характеристики транзисторов типа ТН-2 и КП-101, где для сравнения построены линии равного динамического со-

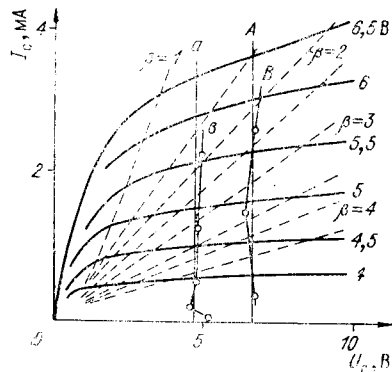


Рис. 3.

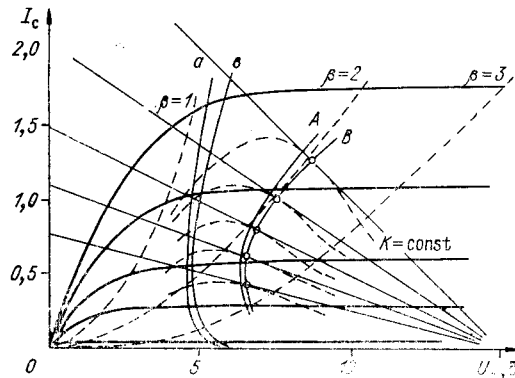


Рис. 4.

противления. Сравнение характеристик различных транзисторов показывает, что обычно преобладает один из механизмов обратной связи.

Часто при расчетах усилителей с непосредственными связями на ПТ выбор тока стока определяется условием нулевого температурного коэффициента [4, 6, 12, 13]. Поэтому положение рабочей точки будет определено, если найти напряжение сток — исток.

Вначале найдем это напряжение, исходя из условия получения максимального коэффициента усиления для транзисторов первого (рис. 5) и второго (рис. 6) типов, считая, что ток стока задан. Харак-

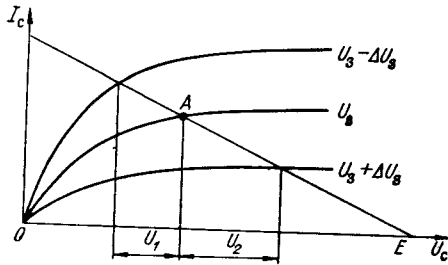


Рис. 5.

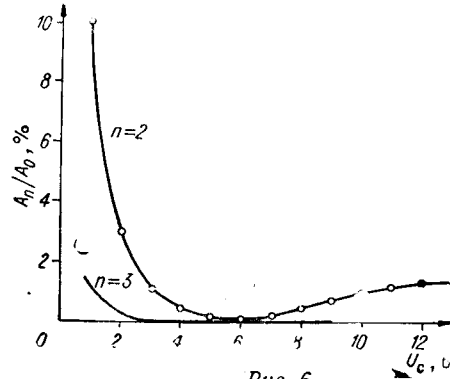


Рис. 6.

теристики, показанные на рис. 6, получены при следующих параметрах элементов схемы:  $E=15$  В;  $R_n=28$  кОм;  $U_0=3$  В;  $I_0=2,5$  мА;  $R_0=6,5$  кОм;  $U_{вх}=10$  мВ.

Расчеты значительно упрощаются, если искать не  $U_c$ , а функционально связанную с ним величину  $\beta$  [см. (3)].

Для ПТ первого типа (для транзисторов с коротким каналом) величина внутреннего динамического сопротивления может быть представлена выражением

$$R_i = R_0 \beta, \quad (4)$$

где  $R_0$  — динамическое сопротивление в точке  $I=I_0$ ,  $U_c=U_0$ .

Коэффициент усиления каскада с общим истоком определяется следующим соотношением:

$$K = S \frac{1}{\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_i}} = \frac{2\sqrt{I_0 I}}{U_0} \frac{1}{\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_i}}. \quad (5)$$

Выразим сопротивление нагрузки через параметр  $\beta$ , параметры транзистора и напряжение питания стоковой цепи  $E$ :

$$R_n = \frac{E - \beta U_0 I / I_0}{I}. \quad (6)$$

Подставив (4) и (6) в (5), получим

$$K = \frac{2\sqrt{I_0 I}}{U_0} \frac{1}{\frac{I}{E - \beta I I_0} + \frac{1}{R_0 \beta}}. \quad (7)$$

Исследование (7) на максимум в зависимости от  $\beta$  приводит к квадратному уравнению. Решая его и отбросив ненужный корень, найдем оптимальное значение величины  $\beta$ :

$$\beta_{\text{опт}} = E \frac{U_0 - \sqrt{I_0 U_0 R_0}}{U_0 I \left( \frac{U_0}{I_0} - R_0 \right)}. \quad (8)$$

Из рис. 1 следует

$$U_c = \beta U_0 I / I_0. \quad (9)$$

Тогда, подставив (8) в (9), получим выражение для напряжения покоя на стоке, обеспечивающего максимальный коэффициент усиления:

$$U_{c, \text{опт}} = E \frac{U_0 - \sqrt{I_0 U_0 R_0}}{U_0 - R_0 I_0}. \quad (10)$$

Как следует из (10), напряжение на стоке для ПТ с характеристиками первого вида должно быть прямо пропорционально напряжению питания и не зависит от выбора тока стока.

Для ПТ второго вида (для транзисторов с длинным каналом) внутреннее сопротивление приближенно можно выразить формулой

$$R_i = \alpha + \gamma \beta, \quad (11)$$

где параметры  $\alpha$  и  $\gamma$  находятся из стоковых характеристик. Выразив сопротивление нагрузки через известные величины, получим

$$R_n = \frac{E - \beta U_0 \sqrt{I/I_0}}{I}. \quad (12)$$

Величина коэффициента усиления имеет вид

$$K = \frac{2 \sqrt{I_0 I}}{U_0} \frac{1}{\frac{I}{E - \beta U_0 \sqrt{I/I_0}} + \frac{1}{\alpha + \gamma \beta}}. \quad (13)$$

Можно показать, что при заданном токе  $K$  максимален, если

$$\beta = \beta_{\text{опт}} = \frac{E + \alpha I - \sqrt{2E\alpha I + \frac{\gamma E^2}{U_0} \sqrt{I_0 I} + \frac{\alpha^2 I U_0}{\gamma} \sqrt{I/I_0}}}{U_0 \sqrt{\frac{I}{I_0}} - \gamma I}. \quad (14)$$

Из практических расчетов известно, что второй член под корнем в уравнении (14) на два порядка меньше остальных, поэтому, исключив его, можно получить более простую формулу для величины  $\beta_{\text{опт}}$ :

$$\beta_{\text{опт}} = \frac{E + \alpha I - \sqrt{2E\alpha I + \frac{\gamma E^2}{U_0} \sqrt{I_0 I}}}{U_0 \sqrt{\frac{I}{I_0}} - \gamma I}. \quad (15)$$

Как видно из рис. 2, напряжение на стоке можно найти, зная ток и величину  $\beta$ :

$$U_c = U_0 \beta \sqrt{\frac{I}{I_0}}. \quad (16)$$

Тогда после подстановки (14) в (16) получим величину оптимального напряжения на стоке, обеспечивающего максимальный коэффициент усиления при заданном токе для транзисторов с длинным каналом:

$$U_{c, \text{опт}} = \frac{E + \alpha I - \sqrt{2E\alpha I + \frac{\alpha^2 I U_0}{\gamma} \sqrt{\frac{I}{I_0}} + \gamma E^2 \frac{\sqrt{I_0}}{U_0} \sqrt{I}}}{1 + \gamma \frac{\sqrt{I_0 I}}{U_0}}. \quad (17)$$

В ряде случаев требуется, чтобы усилитель имел малую величину нелинейных искажений. Покажем, как подобрать режим покоя ПТ,

удовлетворяющий этому условию. В [7] выявлены основные закономерности и высказаны соображения по выбору режима ПТ в линейных усилителях. Однако, выводы этой работы несколько противоречивы и не всегда могут быть использованы для инженерной практики. Используя предложенную выше методику, можно найти аналитические выражения, позволяющие произвести соответствующий расчет.

Главная причина нелинейных искажений ПТ — квадратичность их стоко-затворной характеристики. Это обстоятельство приводит к тому, что искажения содержат в основном вторую гармонику. Составляющие высших гармоник и перекрестной модуляции бывают невелики [7, 13].

Можно показать, что искажения от нелинейности стоко-затворной характеристики могут быть частично скомпенсированы за счет формы стоковых характеристик при соответствующем выборе режима покоя. Из рис. 5 видно, что при движении рабочей точки вправо — вниз уменьшение коэффициента усиления каскада за счет уменьшения крутизны компенсируется благодаря веерообразности стоковых характеристик, а также за счет увеличения внутреннего динамического сопротивления сток — исток. Очевидно, что для малосигнального усилителя коэффициент нелинейных искажений будет минимальный, если при перемещении рабочей точки вдоль линии нагрузки коэффициент усиления каскада остается постоянным. Для принятых обозначений условие минимума нелинейных искажений имеет вид

$$\frac{\partial K}{\partial \beta} = 0 \text{ при } R_n = \text{const.} \quad (18)$$

Выведем условие минимального коэффициента нелинейных искажений для ПТ, характеристики которых могут быть аппроксимированы приведенными формулами. В случае транзистора с малой длиной канала коэффициент усиления каскада при заданном сопротивлении нагрузки описывается выражением

$$K = \frac{2\sqrt{I_0 I}}{U_0} \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_0 \beta}}. \quad (19)$$

Величину тока стока можно выразить через известные параметры

$$I = \frac{E}{R_n + \beta U_0 / I_0}. \quad (20)$$

Таким образом,

$$K = \frac{2\sqrt{I}}{U_0} \sqrt{\frac{E}{R_n + \beta U_0 / I_0}} \frac{1}{\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_0 \beta}}. \quad (21)$$

Исследование на максимум выражения (21) позволяет найти условие минимума нелинейных искажений

$$\beta_{\text{опт}} = \frac{R}{2R_0} (1 + \sqrt{8R_0 I_0 / U_0}). \quad (22)$$

Величину стокового напряжения можно найти, если подставить уравнение (22) в выражение (9) и учесть (20):

$$U_c = \frac{EU_0 (1 + \sqrt{1 + 8R_0 I_0 / U_0})}{2I_0 R_0 + U_0 (1 + \sqrt{1 + 8R_0 I_0 / U_0})}. \quad (23)$$

Если стоковые характеристики ПТ приближаются к теоретическим характеристикам, выведенным для транзистора с большой длиной канала, коэффициент усиления удобно представить в виде

$$K = S \frac{1}{\frac{1}{R_n} + \frac{1}{\alpha + \gamma \beta}}. \quad (24)$$

Крутизну  $S$  можно выразить через  $\beta$  и известные параметры. Для этого найдем ток в транзисторе

$$I = \frac{E - \beta |U_0 - U_3|}{R_n}. \quad (25)$$

Здесь  $E$  — напряжение питания;  $U_3$  — напряжение смещения. После подстановки (25) в (1) и преобразований найдем

$$S = \frac{\sqrt{\beta^2 U_0^2 + 4R_n I_0 E}}{R_n U_0} - \frac{\beta}{R_n}. \quad (26)$$

Подставив (26) в (24) и взяв производную по параметру  $\beta$ , после преобразований получим условие минимума нелинейных искажений

$$\begin{aligned} \beta^4 + 2 \frac{(\alpha + R_n) + \alpha}{\gamma} \beta^3 + 6 \frac{\alpha (\alpha + R_n)}{\gamma^2} \beta^2 + 2 \frac{\alpha [(\alpha + R_n)^2 + \alpha R_n]}{\gamma^3} \beta + \\ + \frac{\alpha^2 (\alpha + R_n)^2}{\gamma^4} - 4 \frac{R_n^3 I_0 E}{U_0^2 \gamma^2} = 0. \end{aligned} \quad (27)$$

Как показывают расчеты, четвертым и пятым членами этого уравнения можно пренебречь ввиду их малости. Тогда уравнение (27) упростится:

$$\beta^4 + 2 \frac{\alpha + R_n}{\gamma} \beta^3 + 6 \frac{\alpha (\alpha + R_n)}{\gamma^2} \beta^2 = \frac{4R_n^3 I_0 E}{U_0^2 \gamma^2}. \quad (27a)$$

Приведенное уравнение можно решать графически, если не требуется высокой точности. В случае, если  $\beta$  велико (сопротивление нагрузки выбирается довольно большим), можно пользоваться более простым приближением:

$$\beta = \sqrt[4]{\frac{4R_n^3 I_0 E}{U_0^2 \gamma^2}}. \quad (27b)$$

Таким образом, для транзисторов с малой длиной канала достаточно иметь три параметра ( $U_0$ ,  $I_0$ ,  $R_0$ ) для нахождения оптимального режима покоя. Задавшись напряжением питания стоковой цепи, можно по формуле (10) найти напряжение на стоке, обеспечивающее максимальный коэффициент усиления. Минимум нелинейных искажений будет выполняться, если напряжение на стоке выбрано в соответствии с выражением (23). Характерно, что для транзисторов этого типа оптимальное напряжение на стоке зависит только от параметров транзистора и напряжения питания  $E$ . На рис. 3 приведены стоковые характеристики МОП-транзистора А-501, имеющего следующие параметры:  $U_0 = 3$  В,  $I_0 = 2,5$  мА,  $R_0 = 5,6$  кОм. Величина напряжения питания равна 15 В. Линии  $a$  и  $A$  представляют собой геометрическое место положений рабочей точки, найденное по формулам (10) и (23) соответственно. Линии  $b$  и  $B$  найдены экспериментально и соответствуют максимуму коэффициента усиления (кривая  $b$ ) и минимуму нелинейных искажений (кривая  $B$ ).

На рис. 5 приведены экспериментально снятые зависимости составляющих второй и третьей гармоник в нелинейных искажениях от

положения точки покоя. Как указывалось в [13], нелинейные искажения содержат практически только вторую и третью гармоники. При правильном выборе режима величина второй гармоники может быть практически сведена к нулю. Тогда основной составляющей будет третья гармоника.

Для ПТ с большой длиной канала формулы аппроксимации характеристик более сложные. Для расчета необходимо иметь четыре параметра триода ( $U_0$ ,  $I_0$ ,  $\alpha$ ,  $\gamma$ ) два условия: ( $E$ ,  $I$ ) или ( $E$ ,  $R_n$ ). Условие минимума нелинейных искажений может быть найдено приближенно. На рис. 4 приведены характеристики такого ПТ (FET — транзистор КП-101 с параметрами:  $U_0=4,5$  В,  $I_0=1,5$  мА,  $\alpha=-40$  кОм,  $\gamma=60$  кОм). где

#### ЛИТЕРАТУРА

1. V. C. Negro, M. E. Cassidy, R. T. Graverson. Aquarded Insulated Gate Field Effect Electrometer.— IEEE Trans. Nucl. Sci., 1967, № S-14.
2. J. E. Yung. Патент США, № 3404341, кл. 324—109.
3. E. J. Kennedy, J. E. Pierce. A sensitivity comparison of Three Transistorired D. C. Feedback Electrometers.— IEEE Trans. Nucl. Sci., 1968, № S-1.
4. Л. Севин. Полевые транзисторы. М., «Советское радио», 1968.
5. Г. Гр. Савов, С. А. Вълков, П. Ст. Славейков. Зависимост на основните характеристики на МОП-транзисторе от температура.— Известия на ВМЕИ «Ленин», кн. V. София, 1970.
6. I. Flin, G. Bew, F. Berg. Low Fiiquency Noise in MOS Field Effect Transistors.— Solid State Electronics, 1967, v. 10, № 8.
7. Шервин. Причины искажений в усилителях на полевых транзисторах.— Электроника (перевод), 1966, № 25.
8. R. W. G. Barker, B. L. Hart. Minimization of MOSFET Gate Leakage Current in Buffer Amplifier Circuit.— Proc. IEEE, 1969, v. 57, № 10.
9. В. С. Першенков, И. П. Степаненко, Р. Л. Яворовская. Дифференциальные параметры МДП-транзистора в области насыщения.— ИВУЗ, Радиоэлектроника, 1971, т. XIV, № 3.
10. Р. Кроуфорд. Схемные применения МОП-транзисторов. М., «Мир», 1970.
11. R. S. Hoistein, G. Warried. Carrent Mobility and Current Saturation in the MOS transistors.— IEEE Trans. Electron. Devices. 1965, ED-12, № 3.
12. А. А. Вальков, И. А. Гончилов, А. В. Колосовский. Кремниевые полевые транзисторы типов 2М102 и КС102 (ТН-1).— Труды заочного семинара «Тенденции развития активных компонентов малой мощности». Новосибирск, 1969.
13. И. П. Степаненко, Б. Д. Зайцев. Усилительные схемы на МОП-транзисторах.— ИВУЗ, Радиоэлектроника, 1969, т. 12, № 11.

Поступила в редакцию  
18 января 1971 г.