

В. А. БРОНДУКОВА, В. Е. НАКОНЕЧНЫЙ

(Горький)

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТРАНЗИСТОРНЫМИ ДВУХПОЗИЦИОННЫМИ КЛЮЧАМИ В ЗВЕЗДООБРАЗНОМ ПОТЕНЦИОМЕТРЕ

В электронных цифровых вольтметрах кодо-импульсного типа коммутация декадных сопротивлений звездообразного потенциометра осуществляется транзисторными двухпозиционными ключами, которые подключают декадные сопротивления или к «земле», или к источнику опорного напряжения.

Схема двухпозиционного ключа и его аналог на транзисторных ключах без указания схемы включения, типа проводимости транзисторов и полярности опорного напряжения показаны на рис. 1, а и б.

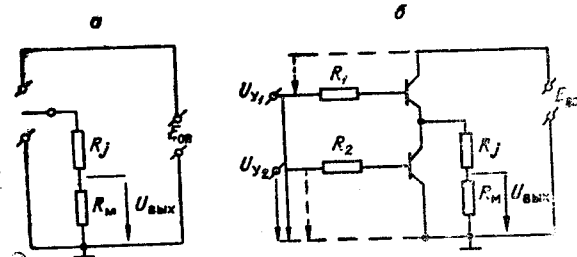


Рис. 1.

по-разному будут влиять на погрешность потенциометра. Исследования показали, что из существующих в настоящее время серийных отечественных транзисторов наиболее подходящими для работы в транзисторном двухпозиционном ключе являются транзисторы типа П10, П15, П16А, П20 и П25Б, включенные по инверсной схеме. Так как двухпозиционный ключ состоит из двух транзисторов, то возможно использование одного или двух транзисторов или транзисторов различного типа проводимости. В зависимости от типа проводимости применяемых транзисторов изменяется величина и знак токов I_j и I_5 , определяющих выходное напряжение потенциометра. Для транзисторов одного типа проводимости, например типа $p-n-p$, выражения для I_j и I_5 будут иметь вид:

$$I_j = x_j' [(I_0)'_j - (I_0)''_j] + x_j'' [(I_0)''_j - (I_0)'_j]; \quad (1)$$

$$I_5 = -I_{оп} + \sum_{j=1}^{j=4} [x'_j (I_0)''_j - x''_j (I_0)'_j], \quad (2)$$

где I_j — ток в цепи декадного сопротивления;
 I_5 — суммарный ток в цепи источника опорного напряжения;
 x'_j, x''_j — коэффициенты включения;
 $(I_0)'_j, (I_0)''_j, (I_0)'_i, (I_0)''_i$ — остаточные токи транзисторного ключа;
 $I_{оп}$ — ток источника опорного напряжения.

При $Y_{вн} \rightarrow \infty$ влиянием второго члена в (2) можно пренебречь. В этом случае ток I_5 определяется только источником опорного напряжения, поэтому дальше рассматривать его не будем. Ток I_j в зависимости от значений коэффициентов включения представляет собой разность токов $(I_0)'_j - (I_0)''_j$ или $(I_0)''_j - (I_0)'_j$, т. е. происходит частичная компенсация тока I_0 , определяемого остаточным напряжением U_0 и остаточным током I_0 . Обычно $I_0 \gg I_0$, так что эту компенсацию можно не учитывать. В этом случае выражение для I_j можно записать следующим образом:

$$I_j = x'_j (I_0)'_j + x''_j (I_0)''_j. \quad (3)$$

Если $(I_0)'_j = (I_0)''_j = I_0$, то

$$I_j = I_0 (x'_j + x''_j) = I_0. \quad (4)$$

Из (4) видно, что I_j является постоянной величиной, не зависящей от коэффициентов включения, и поэтому возможна ее полная компенсация. Если используются транзисторы различных типов проводимостей, то в выражениях (1) и (2) знаки перед $(I_0)'_j$ или $(I_0)''_j$ меняются. Если абсолютные значения остаточных токов равны, то

$$I_j = I_0 (\pm x'_j \mp x''_j); \quad (5)$$

причем

$$\begin{aligned} x'_j = 1; \quad x''_j = 0: \quad I_j = \pm I_0; \\ x'_j = 0; \quad x''_j = 1: \quad I_j = \mp I_0, \end{aligned} \quad (6)$$

т. е. I_j остается постоянным по величине, но меняет свой знак. В этом случае компенсация I_j невозможна и будет возникать погрешность, зависящая от коэффициентов включения x'_j и x''_j . Уменьшение этой погрешности связано с уменьшением остаточного напряжения U_0 , а следовательно, и с предъявлением более жестких требований к параметрам транзисторов. Таким образом, как с точки зрения повышения точности, так и унификации транзисторного двухпозиционного ключа в нем необходимо применять транзисторы одного типа проводимости.

При выборе режимов управляющих напряжений и токов основное внимание нужно уделять получению минимальных остаточных параметров. В области отсечки увеличение запирающего напряжения приводит к увеличению I_0 и уменьшению $R_{мах}$, т. е. существует однозначная за-

зависимость между увеличением U_y и ухудшением остаточных параметров ключа, поэтому U_y необходимо выбирать минимальным (порядка 1—3 в), при котором практически, не изменяя остаточных параметров транзисторного ключа, можно резко снизить требования к стабильности запирающего напряжения. В режиме насыщения при увеличении тока базы U_0 возрастает, а R_{\min} уменьшается. Так как характер зависимости U_0 и R_{\min} от I_6 неодинаков*, то существует возможность оценки оптимального режима транзисторов в области насыщения. Для определения оптимального режима введем критерий режима Q . Так как звездообразный потенциометр обычно коммутирует небольшие токи, то наиболее целесообразно в качестве критерия режима взять произведение $Q = U_0 R_{\min}$ мв · ом, минимальное значение которого будет характеризовать оптимальный выбор R_{\min} и U_0 одновременно. Для схемы с инверсным включением транзисторов при больших коэффициентах насыщения R_{\min} и U_0 приближенно будут равны:

$$R_{\min} = \left[R_0 + \frac{\varphi_T (\beta_i + \beta_N)}{I_6 \beta_i \beta_N} \right];$$

$$U_0 = \left[\frac{\varphi_T}{\beta_N} + I_6 R_k \right], \quad (7)$$

где $R_0 = R_k + R_e$ — сумма омических сопротивлений коллекторного и эмиттерного выводов;

φ_T — температурный потенциал, равный 26 мв при $T = 273^\circ \text{K}$;

β_i — коэффициент усиления транзистора в инверсном включении;

β_N — коэффициент усиления транзистора в схеме с общим эмиттером;

I_6 — ток базы.

Минимум Q , соответствующий оптимальному режиму I_6 , равен:

$$\frac{dQ}{dI_6} = R_k R_0 - \frac{\varphi_T^2 (\beta_i + \beta_N)}{\beta_N^2 \beta_i I_6^2} = 0;$$

$$I_6 = \frac{\varphi_T}{\beta_N} \sqrt{\frac{\beta_i + \beta_N}{R_k R_0 \beta_i}}. \quad (8)$$

Для отечественных транзисторов типа П20 со средними значениями остаточных параметров $R_k = 0,4$ ом, $R_0 = 1$ ом, $\beta_N = 50$, $\beta_i = 6$ оптимальный ток базы будет равен 2,5 ма. Таким образом, оптимальный ток насыщения транзисторных ключей зависит от параметров транзисторов и лежит в пределах нескольких миллиампер.

На основании общей схемы транзисторного двухпозиционного ключа (см. рис. 1, б) можно составить ряд конкретных схем. Однако для точных цифровых приборов будут пригодными только те, в которых транзисторы относительно декадного сопротивления будут иметь инверс-

* И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.

ное включение, обеспечивающее минимальные остаточные параметры. Таких схем в зависимости от типа проводимости транзисторов можно составить четыре. Так как управление транзисторными ключами в этих схемах затруднительно, потому что в них управляющие напряжения не имеют общей точки, то, изменив включение управляющего напряжения U_{y1} таким образом, чтобы оно имело общую точку с U_{y2} относительно земли, получим модификации схем, более удобные для практического применения. Некоторые из них применены в ряде зарубежных приборов, например, в приборах типа А1175 французской фирмы. Эти напряжения имеют общую точку относительно земли.

Рассмотрим эту схему более подробно (в дальнейшем будем называть ее основной схемой транзисторного двухпозиционного ключа). Основные уравнения для управляющих напряжений, благодаря которым можно рассчитать параметры схемы управления, следующие:

положительная полярность $E_{оп}$:

$$\begin{aligned} U_{y1} &= x' (E_{оп} + U_3) - x'' (I_6 R_1 - E_{оп}) = x' U'_{y1} + x'' U''_{y1}; \\ U_{y2} &= -x' (I_6 R_2) + x'' (E_{оп} + U_3) = x' U'_{y2} + x'' U''_{y2}; \end{aligned} \quad (9)$$

отрицательная полярность $E_{оп}$:

$$\begin{aligned} U_{y1} &= x' (U_3 - E_{оп}) - x'' (I_6 R_1 + E_{оп}) = x' U_{y1} + x'' U_{y1}; \\ U_{y2} &= -x' (I_6 R_2) + x'' U_3 = x' U_{y2} + x'' U'_{y2}, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$E_{оп}$ — абсолютное значение напряжения источника опорного напряжения;

U_3 — абсолютное значение запирающего напряжения транзистора;

I_6 — абсолютное значение оптимального тока открытого транзистора;

R_1, R_2 — сопротивления в базах транзисторов ПП₁ и ПП₂;

$U'_{y1}, U'_{y2}, U''_{y1}, U''_{y2}$ — управляющие напряжения запираения и отпираения транзисторов ПП₁ и ПП₂, соответствующие двум значениям x' и x'' .

Так как проектирование управляющих схем на различные управляющие напряжения ($U'_{y1}, U'_{y2}, U''_{y1}, U''_{y2}$) затруднительно, то следует выбрать два управляющих напряжения — напряжение запираения транзистора $(U_y)_{\max}$ и напряжение отпираения транзистора $(U_y)_{\min}$ — и рассчитать схему так, чтобы

$$(U_y)_{\max} \geq U'_{y1} \text{ и } U'_{y2};$$

$$(U_y)_{\min} \geq U''_{y1} \text{ и } U''_{y2}.$$

Из (9) и (10) видно, что при выполнении этих условий только для положительной полярности $E_{оп}$ возможно получение одинаковых режимов на обоих транзисторах, поэтому для схемы основного транзисторного ключа следует рекомендовать положительное включение источника опорного напряжения.

Следует отметить, что в выражениях (9) и (10) U'_y и U''_y рассматриваются как напряжения на выходе определенной схемы формирования, учитывающей токи нагрузки, т. е. как э. д. с., не имеющие внутренних сопротивлений.

Рассмотрим условие работы транзисторных двухпозиционных ключей при изменении полярности $E_{оп}$. Это возможно только в том случае, когда из выражений (9) и (10) будут взяты максимальные значения U'_y и U''_y :

$$(U'_y)_{max} \geq U_3 + E_{оп}; \quad (11)$$

$$(U''_y)_{max} \geq I_6 R_1 - E_{оп}. \quad (12)$$

При выполнении этих условий естественно возникает значительная асимметрия режимов транзисторов. Для оценки ее введем коэффициенты асимметрии режимов:

$$A'_1 = \frac{(U_3)_{max_1}}{(U_3)_{min_1}}; \quad A'_2 = \frac{(U_3)_{max_2}}{(U_3)_{min_2}};$$

$$A''_1 = \frac{I_{max_1}}{I_{min_1}}; \quad A''_2 = \frac{I_{max_2}}{I_{min_2}}, \quad (13)$$

где A'_1, A'_2 — коэффициенты асимметрии запирающих транзисторов ПП₁ и ПП₂; A''_1, A''_2 — коэффициенты асимметрии отпирающих транзисторов ПП₁ и ПП₂; $(U_3)_{max_1}, (U_3)_{max_2}, (U_3)_{min_1}, (U_3)_{min_2}$ — максимальные и минимальные запирающие напряжения транзисторов ПП₁ и ПП₂; $I_{max_1}, I_{max_2}, I_{min_1}, I_{min_2}$ — максимальные и минимальные токи насыщения транзисторов ПП₁ и ПП₂.

Используя выражения (9) и (10), можно записать:

$$A'_1 = \frac{(U'_y)_{max} + E_{оп}}{(U'_y)_{max} - E_{оп}}; \quad A'_2 = \frac{(U'_y)_{max} + E_{оп}}{(U'_y)_{max}};$$

$$A''_1 = \frac{(U''_y)_{max} + E_{оп}}{(U''_y)_{max} - E_{оп}}; \quad A''_2 = \frac{(U''_y)_{max}}{(U''_y)_{max}} = 1, \quad (14)$$

Из (14) видно, что максимальная асимметрия режимов возникает при запирающей и отпирающей транзистора ПП₁ и полностью отсутствует только при отпирающей ПП₂. Используя (14), можно определить асимметрию режимов при заданных значениях $(U'_y)_{max}$ и $(U''_y)_{max}$. Таким образом, при работе транзисторного ключа на обе полярности $E_{оп}$ может возникнуть большая асимметрия режимов, которая может привести к значительной дополнительной погрешности из-за изменения остаточных параметров транзисторных ключей. Уменьшить асимметрию режимов можно или применением специальных схем, изменяющих управляющие напряжения, что очень сложно, или, как видно из (14), уменьшением

$E_{оп}$ и увеличением $(U_{y'})_{max}$ и $(U_y'')_{max}$. Если $E_{оп} \rightarrow 0$ или $(U_y')_{max} = (U_y'')_{max} \rightarrow \infty$, то $A_1' = A_1'' = 1$. В тех случаях, когда задается $E_{оп}$, A_1' и A_1'' , напряжения $(U_{y'})_{max}$ и $(U_y'')_{max}$ будут определяться выражениями:

$$(U_{y'})_{max} = \frac{1 + A_1'}{A_1' - 1} E_{оп}; \quad (U_y'')_{max} = \frac{A_1'' + 1}{A_1'' - 1} E_{оп}. \quad (15)$$

При $A_1' = A_1'' = 1,5$

$$(U_{y'})_{max} = (U_y'')_{max} = 5 E_{оп}. \quad (16)$$

Учитывая, что $(U_{y'})_{max}$ не должно превышать максимально допустимого напряжения $U_{бк}$, выражение (16) можно записать в следующем виде:

$$U_{бк} \geq 5 E_{оп} \text{ или } E_{оп} \leq \frac{U_{бк}}{5}. \quad (17)$$

Для транзисторов с максимально допустимым напряжением $U_{бк} = 15v$ $E_{оп} \leq 3v$. Остальные расчеты управляющих напряжений транзисторных ключей, работающих на обе полярности $E_{оп}$, нужно производить по формулам (9) и (10).

Формирование управляющих напряжений осуществляется триггерами памяти. Получение новых знаков $U_{y'}$ и U_y'' в этом случае реализуется очень просто путем реверсирования знака напряжения на коллекторах триггера с помощью дополнительного источника напряжения $E_{см}$, смещающего потенциал эмиттеров.

На рис. 2, а и б показана блок-схема и полная принципиальная схема двухпозиционного ключа и его схемы управления.

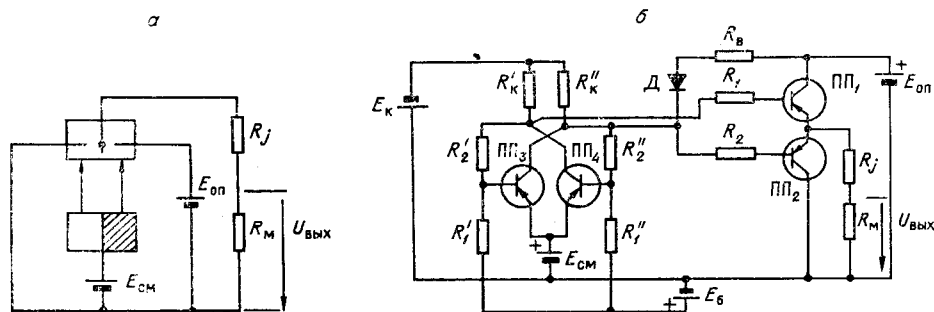


Рис. 2.

Одним из недостатков транзисторного ключа, как видно из (9) и (10), является использование опорного напряжения для получения тока I_6 . Этот недостаток легко устраняется специальной выравнивающей нагрузкой, состоящей из диодного ключа (Д) и нагрузочного сопротивления $R_в$ (см. рис. 2). Выравнивание нагрузки для положительного опорного напряжения осуществляется следующим образом: при $x' = 0$

и $x''=1$ диод Д закрыт и ток от источника опорного напряжения создает ток насыщения транзистора ПП₁, при $x'=1$ и $x''=0$ диод Д открыт и через сопротивление R_B протекает ток $I = \frac{U_{y2}'' + E_{оп}}{R_B}$. При $I=I_{оп}=I_6$

$$R_B = \frac{U_{y2}'' + E_{оп}}{I_6}. \quad (18)$$

Аналогично происходит выравнивание нагрузки и при отрицательной полярности $E_{оп}$.

В заключение остановимся еще на одном важном вопросе, связанном с перегрузками транзисторных ключей. Из схемы двухпозиционного ключа (см. рис. 2, б) видно, что открытие обоих транзисторов ПП₁ и ПП₂ создает цепь короткого замыкания для опорного напряжения $E_{оп}$. Открытое состояние обоих транзисторов возможно только в двух случаях — в момент переходного процесса и при отсутствии запирающего напряжения. Различие между ними заключается во времени одновременного замыкания ключей, поэтому достаточно рассмотреть случай длительного замыкания, когда на транзисторах выделяется максимальная мощность.

Из основной схемы транзисторного ключа видно, что только положительное включение $E_{оп}$ может привести к одновременному замыканию ключей при отсутствии запирающего напряжения. При этом большое разнообразие практических неисправностей сводится к двум крайним случаям — разрыву цепи питания $E_{см}$ и короткому замыканию в цепи $E_{см}$. В первом случае, когда отсутствует $E_{см}$, один из транзисторов будет практически закрыт, так как ток через него не может превышать величины $I_{к0} (1 + \beta_i)$. Более сложным является случай короткого замыкания $E_{см} (U_y = 0)$, так как вне зависимости от состояния триггера управления оба транзистора будут открыты: один током I_6 , другой током $\frac{E_{оп}}{R_1}$ или $\frac{E_{оп}}{R_2}$. Однако, несмотря на то, что оба транзистора открыты, в цепи короткого замыкания $E_{оп}$ существует ограничение тока, обусловленное физикой работы транзисторов.

Известно, что ток I_k в режиме насыщения ограничивается величиной

$$I_{k \max} = \beta I_6. \quad (19)$$

Ввиду того, что оба транзистора включены по схеме с общим коллектором (инверсное включение), в выражении (19) нужно использовать не β_N , а $\beta_i \ll \beta_N$.

Расчет и эксперимент показывают, что максимальный ток в цепи двухпозиционного ключа равен

$$I_{\max} \leq \frac{E_{оп}}{R_1} \beta_i x' + I_6 \beta_i x''. \quad (20)$$

При этом $E_{оп} = +14$ в; $R_1 = 12$ ком; $\beta_i \leq 10$; $I_6 = 2$ ма; $I_{\max} \leq (10x' + 20x'')$ ма.

Максимальная мощность, рассеиваемая транзисторами, зависит от распределения на них напряжения $E_{оп}$ и лежит в пределах $P_{\max} = I_{\max} \times (0,5 \div 0,8) E_{оп}$. Обычно P_{\max} не превосходит допустимой рассеиваемой мощности транзистора и не создает опасности выхода из строя транзи-

сторных ключей как в течение длительного времени, так и при переходных процессах.

Более опасна при длительном существовании I_{\max} возможность перегрузки источника $E_{оп}$. При перегрузке ток от $E_{оп}$ может достигать величины $I_{оп} = I_{\max} n$, где n — число транзисторных ключей.

При конструировании источника опорного напряжения следует либо учитывать предельный ток, либо вводить специальную защиту от перегрузки. Защиту от перегрузки можно ввести непосредственно в схему формирования управляющих напряжений, но это значительно усложняет схему прибора. На рис. 3 приведена такая схема управления, которая применяется в приборах французской фирмы «Rochat». Из схемы рис. 3 видно, что ни в момент переходных процессов, ни при выходе из строя U_y не может быть одновременного замыкания обоих транзисторных ключей. Однако такое усложнение схемы управления и применение транзисторов разной проводимости, дающих добавочную погрешность, не являются оправданными.

Схема основного транзисторного ключа, подробно рассмотренная и проанализированная выше, является более выгодной, и ее можно рекомендовать для широкого применения.

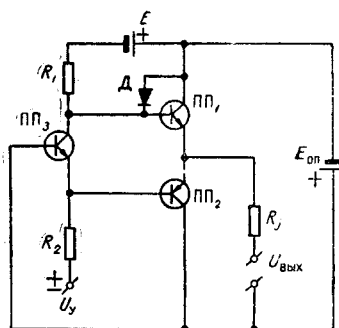


Рис. 3.

Поступила в редакцию
10 января 1966 г.,
окончательный вариант —
15 декабря 1966 г.