

Б. И. БЕЛЕНЬКИЙ
(Ленинград)

К РАСЧЕТУ РЕЖИМА ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ ТРАНЗИСТОРОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДИСКРЕТНЫХ ДЕЛИТЕЛЯХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (ЦАП)

Составляющая погрешности ЦАП, обусловленная остаточными параметрами транзисторных ключей в режиме насыщения, в значительной степени зависит от управляющего тока (I_6). В связи с этим ставится задача отыскать такое («оптимальное») значение $I_{6 \cdot \text{опт}}$, при котором погрешность минимальна. При этом оптимизируются различные параметры, что, естественно, приводит к различным значениям $I_{6 \cdot \text{опт}}$. Так, в [1] $I_{6 \cdot \text{опт}}$ определяется из условия

$$\frac{\partial U_{\text{эк}}}{\partial I_6} = 0, \quad (1)$$

где $U_{\text{эк}}$ — падение напряжения на переходе эмиттер — коллектор открытого и насыщенного ключа. В инверсном включении

$$U_{\text{эк}} = - \frac{\varphi_T}{\beta_N + 1} + \varphi_T \frac{\beta_N + \beta_I + 1}{\beta_I (\beta_N + 1)} \frac{I_9}{I_6} + I_3 (r_э + r_к) - I_6 r_к, \quad (2)$$

где φ_T — температурный потенциал; β_N , β_I — статические коэффициенты усиления транзистора соответственно в нормальном и в инверсном включении; I_9 — ток эмиттера; $r_э$, $r_к$ — объемные сопротивления эмиттерной и коллекторной областей.

Из (1) и (2), предполагая, что β_N и β_I не зависят от I_6 , можно получить [1]

$$I'_{6 \cdot \text{опт} I} = \sqrt{\frac{I_9 \varphi_T (\beta_N + \beta_I + 1)}{r_к \beta_I (\beta_N + 1)}}. \quad (3)$$

(Заменяя в (2) и (3) соответствующие индексы «к» и «э», «N» и «I», можно получить формулы для нормального включения.)

В [2] под $I_{6 \cdot \text{опт}}$ понимается такое значение I_6 , при котором

$$\frac{\partial U_{OI}}{\partial T} = 0, \quad (4)$$

где

$$U_{OI} = U'_{OI} - I_6 r_к = - \frac{\varphi_T}{\beta_N + 1} - I_6 r_к. \quad (5)$$

Из (4) и (5) следует, что

$$I''_{6 \cdot \text{опт} I} = \frac{U'_{OI}}{r_к} \frac{\left(\lambda_\beta - \frac{1}{T} \right)}{\lambda_{r_к}}, \quad (6)$$

где

$$\lambda_\beta = \frac{\partial \beta_N}{\partial T} \frac{1}{\beta_N + 1}; \quad \lambda_{r_к} = \frac{\partial r_к}{\partial T} \frac{1}{r_к};$$

T — абсолютная температура.

Значения $I''_{6 \cdot \text{опт} I}$, определенные для некоторых отечественных транзисторов, приведены в [3, 4].

Авторы [5] считают, что при определении $I_{6 \cdot \text{опт}}$ в области насыщения «наиболее целесообразно в качестве критерия режима взять произведение $Q = U_{OI \text{ мин}} \cdot I_{6 \cdot \text{опт}}$, минимальное значение которого будет характеризовать оптимальный выбор $r_{\text{мин}}$ и U_{OI} одновременно».

Учитывая (5) и принимая во внимание, что [6]

$$r_{OI} = \frac{\varphi_T}{I_6} \frac{\beta_N + \beta_I + 1}{\beta_I (\beta_N + 1)} + r_э + r_к, \quad (7)$$

из условия

$$\frac{\partial Q}{\partial I_6} = \frac{\partial}{\partial I_6} (U_{OI} r_{OI}) = 0 \quad (8)$$

следует

$$I_{6, \text{ опт } I} = \frac{\varphi_T}{\beta_N} \sqrt{\frac{\beta_N + \beta_I + 1}{r_k (r_k + r_9)}} \quad (9)$$

При выводе формул (3), (6) и (9) β_N и β_I считались не зависящими от I_6 , хотя эта зависимость достаточно сильно выражена [6]. Однако учет этой зависимости приводит к алгебраическим уравнениям высоких степеней, которые в радикалах не решаются. Кроме того, расчет $I_{6, \text{ опт } I}$ по приведенным формулам практически трудно выполним из-за большого разброса входящих в них параметров транзисторов. Следует отметить также, что критерий, предложенный в [5], лишен физического смысла.

Этих трудностей можно избежать, если при выводе формул для расчета $I_{6, \text{ опт } I}$ использовать зависимости средних значений (математических ожиданий) остаточных параметров транзисторов (\bar{U}_{OI} , \bar{r}_{OI}) от I_6 , полученные экспериментально.

Например, при оптимизации математического ожидания $U_{эк}(\bar{U}_{эк})$ (2) с учетом (5) и (7) можно привести к виду

$$\bar{U}_{эк} = \bar{U}_{OI}(I_6) + I_9 \bar{r}_{OI}(I_6). \quad (10)$$

Входящие в (10) зависимости можно представить следующим образом:

$$\bar{U}_{OI} = a I_6^{-2} - b I_6^{-1} + c + d I_6; \quad (11)$$

$$\bar{r}_{OI} = e I_6^{-1} + f, \quad (12)$$

причем $d = \bar{r}_k$, $a f = \bar{r}_k + \bar{r}_9$.

В результате получаем уравнение

$$I_6^3 + \frac{b - e I_9}{d} I_6 - 2 \frac{a}{d} = 0, \quad (13)$$

корни которого в зависимости от величины I_9 равны:

а) при $I_9 < \frac{b}{e}$

$$I_{6, \text{ опт } I} = 1,16 \theta^{1/2} \text{ sh } \delta/3, \quad (14a)$$

где

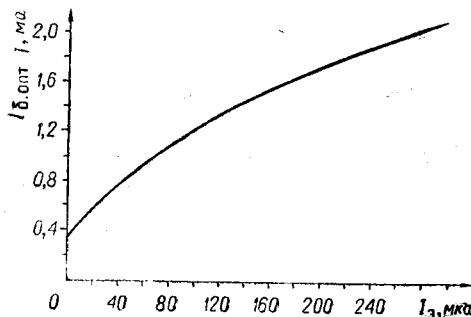
$$\theta = \frac{b - e I_9}{d}; \quad \text{sh } \delta = 5,2 \frac{a}{d} \theta^{-3/2},$$

б) при $\frac{b}{e} < I_9 < \frac{3a}{e} \sqrt{\frac{d}{b}}$

$$I_{6, \text{ опт } I} = 1,16 \theta^{1/2} \text{ ch } \delta/3, \quad (14б)$$

где

$$\text{ch } \delta = 5,2 \frac{a}{d} \theta^{-3/2},$$



в) при $I_9 \geq \frac{3a}{e} \sqrt{\frac{d}{b}}$

$$I_{6, \text{ опт } I} = 1,16 \theta^{1/2} \cos \delta/3, \quad (14в)$$

где $\cos \delta = 5,2 \frac{a}{d} \theta^{-3/2}$.

В последнем случае с погрешностью менее 10% можно пользоваться формулой

$$I_{6, \text{ опт } I} = \sqrt{\frac{e}{d} I_9},$$

которая совпадает с (3) по структуре.

При исследовании транзисторов П30 (около 200 шт.) были получены зависимости \bar{U}_{OI} и \bar{r}_{OI} от I_6 [7], которые методом равных сумм [8] были аппроксимированы функциями:

$$\bar{U}_{OI} = 4,66 \cdot I_6^{-2} - 9,32 \cdot I_6^{-1} + 240 + 140 \cdot I_6 \text{ мкв, ма};$$

$$\bar{r}_{OI} = 2,05 \cdot I_6^{-1} + 0,34 \text{ ом, ма}.$$

В результате решения (13) для транзисторов П30 была получена зависимость $I_{6, \text{ опт } I} = f(I_3)$, представленная на рисунке.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. И. Борде. Расчет оптимальных режимов и точности работы транзисторных переключателей для цифро-аналоговых преобразователей.— Автоматический контроль и методы электрических измерений (Труды IV конференции, 1962 г.), т. I. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.
2. T. C. Verster. Silicon Planar Epitaxial Transistors as Fast and Reliable Low-Level Switches. IEEE Trans. on Electron. Devices, May, 1964, ED-11, № 5.
3. М. М. Ладыженский. Транзисторные переключатели малых напряжений. ЛДНТП, 1965.
4. М. М. Ладыженский. Исследование и сравнительный анализ транзисторных ключей с различными принципами управления.— Автометрия, 1965, № 4.
5. В. А. Брондукова, В. Е. Наконечный. Схемы управления транзисторными двухпозиционными ключами в звездообразном потенциометре.— Автометрия, 1967, № 4.
6. В. И. Анисимов, А. П. Голубев. Транзисторные модуляторы. Л., «Энергия», 1964.
7. Б. И. Беленький. Исследование переключающих транзисторов, применяемых в прецизионных дискретных делителях цифровых вольтметров.— В сб. «Коммутация и преобразование малых напряжений». ЛДНТП, 1968.
8. П. В. Мелентьев. Приближенные вычисления. М., Физматгиз, 1962.

Поступило в редакцию
24 января 1968 г.

УДК 621.317.361

Ю. Я. СКАЧКОВ, С. А. ТИМОХИН
(Новосибирск)

СЧЕТНО-ИМПУЛЬСНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

В настоящее время в системах автоматического контроля и измерения, использующих частотные датчики, широко применяются счетно-импульсные методы определения частоты сигналов.

При низких значениях измеряемой частоты f находит применение метод, основанный на подсчете числа импульсов N образцового генератора в интервале времени, равном периоду T исследуемого сигнала. При этом

$$f = f_0 \frac{1}{N}, \quad (1)$$

где f_0 — частота образцового генератора.

Метод неудобен тем, что, как следует из (1), между измеряемой частотой и числом отсчитываемых импульсов имеется обратно пропорциональная зависимость. Этот недостаток может быть устранен применением дополнительных функциональных преобразователей [1—4], однако это значительно усложняет аппаратуру.

В том случае, когда диапазон изменения частоты сравнительно небольшой ($m = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \leq 2$), что характерно для многих известных частотных датчиков [5], может