

Это уравнение наглядно характеризует роль приведенного порога срабатывания ИОС $u_{ср}$ и полностью описывает $F(U_{вх})$ при любых его значениях и вариациях, в то время как по (1) оценка γ_n верна лишь при $u_{ср} = u_c(Q_k)$.

Возможность параметрической линеаризации заключается в том, что, как видно из (2), между значениями $u_{ср}$ и $u_c(Q_k)$ существует взаимосвязь, оказывающая корректирующее влияние на характеристику преобразования. Действительно, без учета квадратичной составляющей условие

$$\frac{U_{вх} + u_c(Q_k) - u_{ср}}{U_{вх} + 0,5u_c(Q_k)} = 1 \quad (3)$$

является линеаризующим фактором, справедливым при

$$u_{ср} = 0,5u_c(Q_k). \quad (4)$$

Практически это означает, что пилообразные колебания на конденсаторе C_k должны быть симметричными по отношению к нулевому уровню.

Экспериментальные исследования показали высокую эффективность условия (4). Таким способом в упомянутом низкочастотном ПНЧ с $u_{ср} \approx 10$ мВ удалось сократить нелинейность на уровне $0,02 U_{вх.ном}$ до $\gamma_{max} < 0,3\%$, т. е. более чем в 20 раз по отношению к рассчитанной по (1), что соответствует приведенной погрешности $\gamma \approx 0,005\%$. Эта погрешность, а также увеличение γ_n при дальнейшем понижении $U_{вх}$ отвечает растущему влиянию неучтенной в предпосылке (3) квадратичной составляющей знаменателя (2).

Некоторым изменением соотношения $u_{ср}/u_c(Q_k)$ можно минимизировать γ_{max} при еще меньших значениях входного напряжения, однако это едва ли целесообразно для практически уже неинформативного диапазона сигналов менее 2% от $U_{вх.ном}$. Вместе с тем достаточное условие $u_{ср} = 0,5u_c(Q_k)$ характеризуется простотой в реализации и может быть основой для схем и приемов автоматического симметрирования колебаний на интегрирующем конденсаторе ПНЧ-ИОС.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Ф. Гарасов, Э. К. Шахов. Полупроводниковые преобразователи напряжения — частота (обзор).— Приборы и системы управления, 1971, № 4.
2. В. С. Гутников, В. В. Лопатин. Преобразователь напряжения в частоту на интегральных схемах.— Приборы и системы управления, 1972, № 6.

Поступило в редакцию 24 апреля 1973 г.

УДК 681.325.3

В. И. АКУЛИНИН, В. Ф. ОДИНОКОВ

(Рязань)

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА НЕТОЧНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ ДЛЯ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ С ЦИФРОАНАЛОГОВОЙ ПАМЯТЬЮ

В замкнутой системе регулирования и коррекции с цифроаналоговой памятью высокая разрешающая способность может быть получена применением преобразователей код — напряжение, характеристика которых имеет неоднозначное соответствие между входной (N) и выходной (U) величинами*. Особенностью таких цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) является возможность построения их на менее прецизионных элементах, что значительно сокращает стоимость и габариты конструкции.

Ниже рассматривается один из вариантов преобразователя код — напряжение на неточных элементах, управление которого осуществляется от двоичного реверсивного счетчика (РС).

* Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжения. Под. ред. В. Б. Смолова и Н. А. Смирнова. Л., «Энергия», 1967.

Предположим, что в диапазоне $U_{\min} - U_{\max}$ необходимо получить $U(N)$ с шагом квантования не более $U_{\text{кв}}$. Известны шкала $\{H_{Rj}\}$ и предельные отклонения $\{+\delta_{nj}\}$ и $\{-\gamma_{nj}\}$ резисторов преобразователя (рис. 1). При записи $N=1$ в реверсивном счетчике РС включен только младший разряд, а так как должно выполняться условие $\Delta U \leq U_{\text{кв}}$, то в наилучшем случае

$$\Delta U = \frac{AE_0}{R_0(1-\gamma_{n0})} \leq U_{\text{кв}}, \quad (1)$$

откуда

$$R_0 \geq \frac{1}{(1-\gamma_{n0}) \frac{U_{\text{кв}}}{AE_0}},$$

где $A = \Delta U / \Delta I$ — коэффициент передачи суммирующего каскада; E_0 — опорное напряжение.

Продолжая анализ для всех точек «удлиненных переходов» (...001→010; ...011→100 и т. д.), получаем соотношение для выбора резисторов

$$R_i \geq \frac{1}{(1-\gamma_{ni}) \left[\frac{U_{\text{кв}}}{AE_0} + F(i) \sum_{j=0}^{i-1} \frac{1}{R_j(1+\delta_{nj})} \right]}, \quad (2)$$

где $i=0, 1, 2, \dots, n-1$;

$$F(i) = \begin{cases} 0 & \text{для } i=0; \\ 1 & \text{для } i=1, 2, \dots, n-1. \end{cases}$$

Расчет резисторов по формуле (2) необходимо начинать с младшего разряда (R_0), причем каждое значение R_i уточняется по шкале номинальных величин и затем

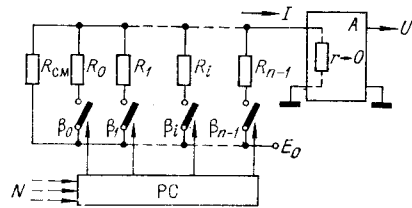


Рис. 1.

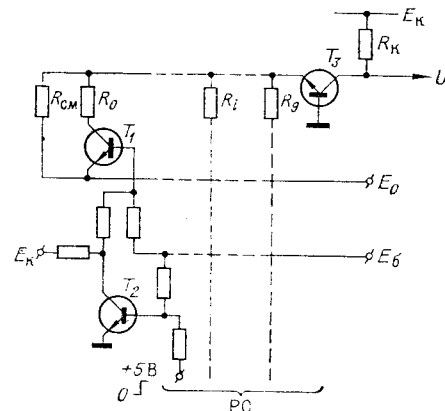


Рис. 2.

используется для расчета резистора последующего разряда.

Число разрядов преобразователя n определяется условием обеспечения заданного диапазона

$$\sum_{i=0}^{n-1} \frac{AE_0}{R_i(1+\delta_{ni})} \geq U_{\max} - U_{\min}. \quad (3)$$

На рис. 2 представлена упрощенная принципиальная схема преобразователя, содержащая суммирующий каскад T_3 по схеме ОБ, резистор смещения $R_{\text{см}}$ для установки U_{\max} и ключевые каскады T_1 и T_2 .

Экспериментально исследовался десятиразрядный преобразователь в диапазоне от 2 до 12 В с шагом квантования не более 20 мВ. В результате расчета набор резисторов типа МЛТ (ряд Е24) с $|\delta_{nj}| = |\gamma_{nj}| = 0,05$ (учитывался только технологический допуск) содержал кОм $R_0=820$, $R_1=430$, $R_2=220$, $R_3=120$, $R_4=62$, $R_5=33$, $R_6=18$, $R_7=10$, $R_8=5,1$, $R_9=2,7$. При этом $E_{\text{к}}=18$ В, $E_0=-5,6$ В, $E_6=-7,5$ В, $R_{\text{см}}=2,7$ кОм, $R_{\text{к}}=3$ кОм, $A=\alpha_0 R_{\text{к}}$, транзисторы ИМС К1НТ291Г. Осциллограмма выходного напряжения при управлении от реверсивного счетчика на ИМС ТТЛ (серия 155) показана на рис. 3. Характеристика $U(N)$ неоднозначна, шаг квантования не превышал 20 мВ, диапазон $U_{\max} - U_{\min} = 11$ В. При детальном расчете можно учесть влияние дестабили-

звующих факторов, остаточных параметров ключей (T_1) и изменение остальных элементов схемы.

Заметим, что при реализации преобразователя по классической схеме точность резисторов должна соответствовать девяти разрядам, т. е. быть не менее 0,2% (0,002).

Таким образом, приведенная методика расчета позволяет получить простую схему ЦАП на неточных элементах при высокой точности замкнутой системы. При учете особенностей ИМС преобразователь может быть выполнен в виде микросхем.

К области применения преобразователя можно отнести блоки запоминания напряжения в аналого-цифровых устройствах, цепи управления частотой в цифровых синтезаторах частот.

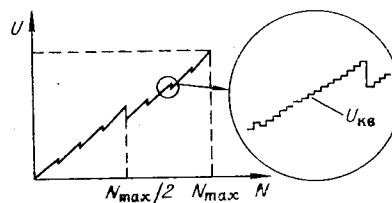


Рис. 3.

Поступило в редакцию 1 ноября 1972 г.,
окончательный вариант — 28 мая 1973 г.