

В. М. БЕЛОВ, Г. М. СОБСТЕЛЬ

(Новосибирск)

О ВЛИЯНИИ ОСТАТОЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ НА РАБОТУ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ ИМПУЛЬСОВ

Интегральное значение напряжения в течение заданного промежутка времени наиболее удобно определяется с помощью линейного преобразователя напряжения в частоту следования импульсов в сочетании с дискретным интегратором (счетчиком импульсов). Процесс дискретизации аналоговой величины в этом случае можно представить как квантование по уровню сигнала, пропорционального интегралу по времени от входной величины [1]. При этом погрешность измерения зависит не только от степени линейности статической характеристики и динамических свойств преобразователя, но и от величины ступеньки дискретности, равной отношению преобразуемого напряжения к соответствующей ему частоте. Если статическая характеристика преобразователя проходит через начало координат, то приведенную погрешность от дискретности за время измерения T можно выразить как

$$\gamma_d = \frac{100}{T f_{\max}} \%,$$

где f_{\max} — частота, соответствующая максимальному значению входного напряжения. Отсюда ясно, что для уменьшения этой погрешности необходимо повышать частоту преобразователя, что особенно важно, когда T не может быть взято достаточно большим.

Наиболее распространенные преобразователи, основанные на периодическом интегрировании входной величины, можно разделить на две группы.

Преобразователи первой группы характеризуются наличием времени восстановления исходного состояния в каждом периоде выходного сигнала (например, преобразователи напряжения в частоту следования импульсов, основанные на периодическом заряде конденсатора до некоторого опорного уровня током, пропорциональным входной величине). При этом их максимальная частота ограничивается допустимой нелинейностью преобразования, возникающей из-за конечного времени разряда интегрирующей емкости.

Преобразователи второй группы характеризуются отсутствием времени восстановления исходного состояния. К ним относятся преобразователи с двумя поочередно работающими интеграторами [2], с импульсной обратной связью [3] и с переключением направления интегрирова-

ния, как, например, в мультивибраторах с перезарядом конденсатора током, пропорциональным входному напряжению [4]. Верхняя частота таких преобразователей принципиально может быть сколь угодно высокой, поэтому для измерительной практики они представляют наибольший интерес.

Из преобразователей второй группы наиболее полно рассмотрены преобразователи с двумя интеграторами и с импульсной обратной связью, в то время как преобразователи с переключением направления интегрирования не получили еще должного внимания.

Целью настоящей работы является анализ схемы преобразователя на основе перезаряда конденсатора [5] с точки зрения возможности получения максимальной частоты при заданной нелинейности статической характеристики.

Функциональная схема такого преобразователя представлена на рис. 1, где ЗУ — зарядное устройство; K_1 — K_4 — ключи, образующие

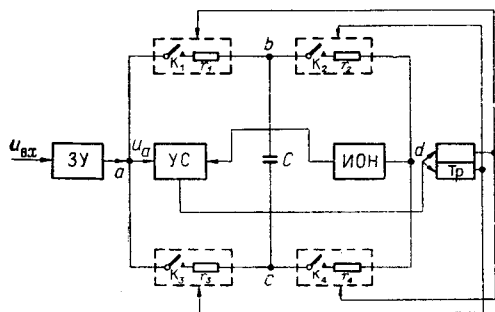


Рис. 1.

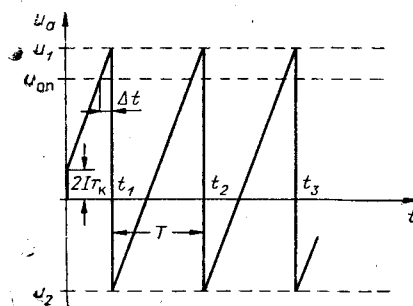


Рис. 2.

четырёхплечный мост; C — интегрирующая емкость, включенная в диагональ моста; ИОН — источник опорного напряжения; УС — устройство сравнения; Тр — триггер со счетным входом, управляющий ключами K_1 — K_4 . Принцип действия и принципиальная схема такого преобразователя подробно описаны в [5].

Зависимость частоты от входного напряжения выражается соотношением

$$f = \frac{k u_{\text{вх}}}{2C u_{\text{оп}}}, \quad (1)$$

где k — крутизна преобразования напряжения — ток зарядного устройства. Отсюда видно, что для повышения частоты f при максимальном входном напряжении необходимо уменьшать произведение $C u_{\text{оп}}$.

Однако выражение (1) справедливо в том случае, если сопротивления ключей в замкнутом состоянии равны нулю, а их переброс происходит точно в момент равенства напряжения на конденсаторе опорному.

В реальной схеме преобразователя необходимо учитывать как сопротивление ключей (r_1 — r_4 на рис. 1), так и наличие временной задержки, которая складывается из времени формирования управляющего импульса и запаздывания переброса ключей.

Эпюра напряжения u_a на входе устройства сравнения УС с учетом упомянутых факторов представлена на рис. 2. Как видно из рисунка

ка, это напряжение в момент переключения направления интегрирования t_1 превышает величину $u_{оп}$ и равно

$$u_1 = u_{оп} + \frac{k u_{вх}}{C} \Delta t, \quad (2)$$

где Δt — суммарное время задержки.

Напряжение на конденсаторе C в моменты времени t_1, t_2, \dots будет составлять

$$u_{C \max} = u_1 - 2k u_{вх} r_k, \quad (3)$$

где r_k — сопротивление ключа в замкнутом состоянии.

Учитывая (2) и (3), можно записать

$$u_{C \max} = u_{оп} + k u_{вх} \left(\frac{\Delta t}{C} - 2r_k \right). \quad (4)$$

Найдем выражение для частоты автоколебаний с учетом Δt и r_k :

$$\begin{aligned} \frac{1}{C} \int_0^T k u_{вх} dt &= 2u_{C \max}; \\ T &= \frac{2 [u_{оп} C + k u_{вх} (\Delta t - 2C r_k)]}{k u_{вх}}; \quad f = \frac{1}{T} = \\ &= \frac{k u_{вх}}{2 [u_{оп} C + k u_{вх} (\Delta t - 2C r_k)]}. \end{aligned} \quad (5)$$

Из выражения (5) видно, что в этом случае зависимость частоты от входного напряжения нелинейна. В то же время легко заметить, что нелинейность статической характеристики преобразователя может быть сведена к нулю, если выполнить условие

$$\Delta t - 2C r_k = 0. \quad (6)$$

При этом становится справедливой формула (1), если на величину опорного напряжения наложить ограничение

$$u_{оп} > 2k u_{вх \max} r_k$$

или

$$\alpha = \frac{u_{оп}}{2k u_{вх \max} r_k} > 1. \quad (7)$$

Из (6) и (7) найдем минимальную величину произведения $C u_{оп}$

$$(C u_{оп})_{\min} = \alpha \Delta t k u_{вх \max}. \quad (8)$$

Тогда максимально возможная частота преобразования при условии полной компенсации нелинейности будет равна

$$f = \frac{1}{2\alpha \Delta t}. \quad (9)$$

Так как коэффициент α может быть взят близким к единице, максимальная частота преобразования практически ограничивается лишь временем запаздывания Δt .

Полученные соотношения позволяют предложить следующий порядок расчета схемы преобразователя по известным r_k и Δt , исходя из требования максимально возможной частоты при минимальной нелинейности статической характеристики: 1) задаваясь коэффициентом α ,

близким к единице, по (7) находим величину опорного напряжения $u_{оп}$; 2) из условия (6) определим емкость конденсатора C .

На практике выполнить условие (6) часто бывает затруднительно, поэтому необходимо оценить приведенную погрешность преобразователя, возникающую из-за неравенства $\Delta t \neq 2C r_k$.

Представим выражение (5) в следующем виде:

$$f_1 = \frac{x}{a + bx},$$

где

$$x = k u_{вх}; \quad a = 2u_{оп} C; \quad b = 2\Delta t - 4C r_k.$$

Введем некоторую идеальную функцию преобразования $t_2 = \frac{x}{a + bx_{max}}$, отклонение от которой приводит к появлению абсолютной погрешности преобразования, равной

$$\Delta f = \frac{x - amx - bmx^2}{a + bx}, \quad (10)$$

где $m = \frac{1}{a + bx_{max}}$ — постоянный коэффициент.

Исследуя функцию (10) на экстремум, найдем значение x_0 , при котором Δf принимает максимальное значение:

$$\frac{\partial (\Delta f)}{\partial x_0} = \frac{a - a^2 m - mb^2 x_0^2 - 2abm x_0}{(a + bx_0)^2} = 0;$$

$$x_0^2 + \frac{2a}{b} x_0 + \frac{a}{b^2} \left(a - \frac{1}{m} \right) = 0.$$

Отсюда $x_0 = \frac{1}{b} \left(\sqrt{\frac{a}{m}} - a \right)$ или $x_0 = \frac{a}{b} \left(\sqrt{1 + \frac{bx_{max}}{a}} - 1 \right)$.

При условии $\frac{bx_{max}}{a} \ll 1$ подкоренное выражение можно с достаточной степенью точности принять равным $1 + \frac{bx_{max}}{2a}$. Тогда $x_0 \cong \frac{x_{max}}{2}$.

Подставляя значение x_0 в выражение (10), получим

$$\Delta f = \frac{\sqrt{\frac{a}{m}} (1 + 3am) - 2a (1 + am)}{b \sqrt{\frac{a}{m}}}.$$

Приведенную погрешность преобразования найдем как

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_{max}} = \frac{\sqrt{\frac{a}{m}} (1 + 3am) - 2a (1 + am)}{x_{max} b \sqrt{am}} \cong \frac{bx_{max}}{4a}.$$

После подстановки вместо a , b и x_{max} их значений окончательное выражение для приведенной погрешности принимает вид

$$\delta = f_{max} \frac{\Delta t - 2C r_k}{2}. \quad (11)$$

Таким образом, исходя из допустимой погрешности от нелинейности статической характеристики и требуемой максимальной частоты, по формуле (11) можно задать допуск на величину $\Delta t - 2C r_k$.

Из изложенного выше можно сделать вывод о том, что нелинейность статической характеристики рассмотренного преобразователя в значительной степени определяется величиной переходного сопротивления ключей, временем запаздывания их переброса и частотой преобразования, соответствующей максимальному входному сигналу. При этом зависимость нелинейности статической характеристики от максимальной частоты преобразования выражается линейной функцией.

Погрешность преобразования может быть значительно снижена, если емкость интегрирующего конденсатора выбрать из условия (6). Соотношения, полученные в результате анализа, позволяют рассчитать максимально возможную частоту и основные параметры схемы преобразователя при условии минимальной нелинейности его статической характеристики.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Г. Кнорринг. О механизме работы измерительных преобразователей с частотным выходом.— Измерительная техника, 1966, № 8.
2. С. В. Куликов. Управляемые мультивибраторы на транзисторах. М.—Л., Госэнергоиздат, 1966.
3. Ю. Н. Евланов, Р. Р. Харченко. Линейные измерительные преобразователи постоянного напряжения в частоту и длительность импульсов с импульсной обратной связью.— Автометрия, 1966, № 1.
4. I. I. Cooper. A Wide-band Voltage Controlled Square Wave Generator with Linear Characteristics.— Electronic Engineering, 1963, v. 35, № 427.
5. И. Ф. Клисторин, Г. М. Собстель. Преобразователь напряжения в частоту следования импульсов.— Автометрия, 1968, № 2.

*Поступила в редакцию
19 сентября 1967 г.,
окончательный вариант —
23 октября 1967 г.*