

В. П. ГЕРАСИМЕНКО, Р. Р. ХАРЧЕНКО  
(Москва)

## ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ ЛОГОМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Рассматриваются вопросы, связанные с аналоговыми преобразователями логометрического типа. Описываются основные принципы построения преобразователей. В основу классификации положена структурная схема устройства. Классификационные группы иллюстрируются конкретными примерами.

В системах автоматического контроля и управления, в счетно-решающей и измерительной технике встречаются задачи, требующие осуществления математических операций над электрическими сигналами. К подобным операциям относятся: умножение, деление, возведение в степень, интегрирование и т. д.

В настоящей работе будут рассмотрены подробней схемы, выполняющие только операцию деления.

Электромеханические механизмы, реагирующие на отношение двух электрических сигналов, известны в измерительной технике давно. Это логометры. Они применяются для измерения параметров электрической цепи:  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $f$ ,  $\varphi$ . Логометры обладают ценным свойством: если изменение какого-либо фактора влияет на оба электрических сигнала в равной степени, то результат показаний свободен от этого влияния.

Как известно, электромеханические логометры могут иметь высокую точность, однако они весьма инерционны и в большинстве реализаций не дают электрического сигнала на выходе. Указанные недостатки делают их непригодными в многочисленных устройствах технической кибернетики. Отсюда понятен большой интерес к таким делительным устройствам, у которых выходной величиной является электрический сигнал в виде тока, напряжения или периодических импульсов, в которых информацию несет частота или длительность импульса. Будем называть такие устройства логометрическими преобразователями. Очевидно, что их можно также отнести к классу аналоговых решающих преобразователей.

Логометрические преобразователи имеют обширную область применения. Они необходимы для непосредственных измерений параметров электрической цепи (электронные аналоги логометров); для автоматизации некоторых видов косвенных измерений; в телеизмерениях; в аналоговых вычислительных устройствах в качестве блоков, моделирующих отношения двух полиномов и обратные функциональные зависимости, а также в качестве масштабирующих устройств. С помощью

аналоговых логометрических преобразователей можно построить анализаторы спектров, стабилизированные источники питания, демодуляторы и др.

Прежде чем перейти к обзору схем аналоговых логометрических преобразователей, необходимо дать некоторые определения.

А. Пусть в общем случае  $X$  и  $Y$  — входные величины,  $Z$  — выходная величина логометрического преобразователя паспортного вида;

$$Z = f\left(\frac{X}{Y}\right). \quad (1)$$

В большинстве реализаций логометрические преобразователи имеют линейную функцию преобразования; у них  $Z = S \frac{X}{Y}$ , где  $S$  — паспортная чувствительность.

Отдельные реализации действительной функции преобразования  $Z_i = f\left(\frac{X}{Y}\right)^*$  отличаются от паспортной функции  $Z$ .

Абсолютная погрешность преобразователя может быть представлена в следующем виде:

$$\Delta_i Z = Z_i - Z = f_i\left(\frac{X}{Y}\right) - f\left(\frac{X}{Y}\right).$$

По экспериментальным значениям  $\Delta_i Z$  можно находить различные критерии и характеристики точности логометрического преобразователя.

Б. Входными электрическими величинами  $X$  и  $Y$  логометрических преобразователей могут быть, как правило, напряжение, частота или сопротивление. Два последних случая описываются в [1, 2]. В настоящем обзоре будут рассматриваться только такие логометрические преобразователи, у которых входная величина по входу  $X$  представлена напряжением или постоянному току, или в общем случае меняющегося во времени переменного тока любой формы, включая синусоидальную, а по входу  $Y$  — только напряжением постоянного тока, поскольку при знакопеременном напряжении на входе  $Y$  частное от деления в моменты перехода делителя через нулевые значения обращалось бы в бесконечность, что не может быть реализовано ни в какой физической системе.

В. Следует отметить, что в обзор не включена группа множительно-делительных преобразователей, построенных на электромеханических следящих системах [1, 3]. Эти преобразователи по своим точностным и динамическим характеристикам близки к электромеханическим логометрам.

Основным классификационным признаком будем считать структурную схему логометрического преобразователя. По этому признаку все схемы можно подразделить на следующие группы:

I. Устройства, преобразующие одну из входных величин в величину, ей обратную, с последующим перемножением на вторую входную величину.

II. Устройства с заменой операции деления вычитанием логарифмов входных величин.

III. Устройства с время-импульсным преобразованием.

---

\* Определяется путем тарировки логометрического преобразователя.

IV. Устройства, использующие операционный усилитель, в обратную связь которого включена схема перемножения.

V. Устройства с импульсной обратной связью.

\* \* \*

Структурная схема логотрических преобразователей первой группы приведена на рис. 1, а и не требует дополнительных пояснений. Выходная величина  $Z$  определяется из выражения (1).

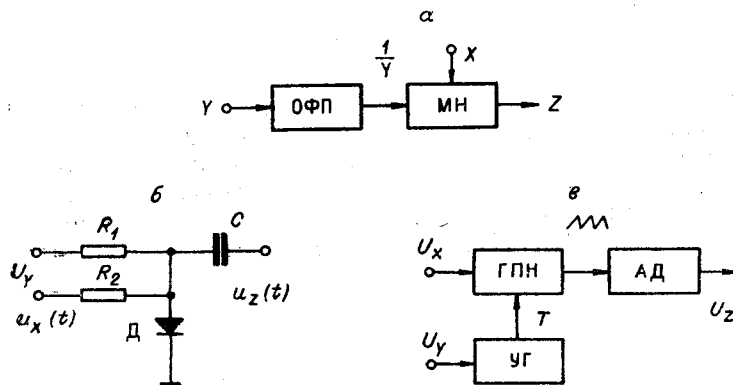


Рис. 1.

Примером делительного устройства первой группы служит схема, представленная на рис. 1, б [4]. На входы подается переменное напряжение  $u_x(t)$  и напряжение постоянного тока  $U_Y$ . С выхода схемы снимается переменное напряжение  $u_z(t)$ . Параметры схемы подбираются так, что напряжение  $U_Y$  задает рабочую точку на вольт-амперной характеристике полупроводникового диода Д. Для этого необходимо выполнить условие

$$R_1 > R_2 \gg r_{ст}, \quad (2)$$

где  $r_{ст}$  — сопротивление диода постоянному току.

Тогда постоянный ток, протекающий через диод, определяется

$$I \approx \frac{U_Y}{R_1}. \quad (3)$$

Как известно [4], вольт-амперная характеристика полупроводникового диода хорошо аппроксимируется выражением

$$I = I_0 (e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1), \quad (4)$$

где  $I_0$  — тепловой ток;

$\varphi_T$  — температурный потенциал.

\* Здесь и в дальнейшем индексы X, Y и Z означают принадлежность данной величины к делимому, делителю и частному соответственно;  $U$  — напряжение постоянного тока;  $u(t)$  — мгновенное значение напряжения переменного тока, а  $U_m$  — его амплитудное значение.

При достаточно большом по сравнению с  $\varphi_T$  напряжении на диоде динамическое сопротивление диода равно

$$r_g = \frac{\partial U}{\partial I} \approx \frac{\varphi_T}{I}.$$

Принимая во внимание (3), для схемы рис. 1, а получим

$$r_g = \frac{\varphi_T R_1}{U_Y}.$$

Амплитуда переменного напряжения  $u_x(t)$  выбирается такой, чтобы определенное выше динамическое сопротивление диода можно было считать величиной постоянной. Поскольку динамическое сопротивление диода всегда меньше его статического сопротивления в данной точке, то неравенство (2) сохраняет силу и для  $r_d$ . Тогда переменная составляющая напряжения  $u_z(t)$  на выходе выразится

$$u_z(t) = \frac{u_x(t) r_d}{R_2 + r_d} \approx S \frac{u_x(t)}{U_Y},$$

где  $S = \varphi_T \frac{R_1}{R_2}$ .

Описанная схема применяется для автоматической регулировки усиления; она достаточно проста, имеет широкую полосу частот, но отличается малой точностью вследствие зависимости  $\varphi_T$  от температуры и приближенности выражения (4).

Для повышения точности описанного преобразователя можно вместо диода применить функциональный преобразователь с кусочно-линейной или нелинейной аппроксимацией экспоненциальной зависимости.

Вторым примером является схема рис. 1, в [5]. В ней входные и выходная величины представлены напряжением постоянного тока. Угол наклона импульсов генератора пилообразного напряжения ГПН пропорционален величине  $U_x$ , а период следования  $T$  этих импульсов равен периоду импульсов, поступающих с управляемого генератора УГ, представляющего собой преобразователь напряжения  $U_Y$  в частоту импульсов.

Очевидно, что период этих импульсов связан с величиной напряжения  $U_Y$  обратной пропорциональной зависимостью. Следовательно, амплитуда пилообразных импульсов, или напряжение, снимаемое с амплитудного детектора, запишется в следующем виде:

$$U_z = S \frac{U_x}{U_Y},$$

где  $S$  — чувствительность, зависящая от параметров схемы.

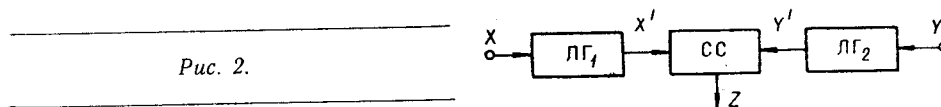
Метрологические характеристики таких преобразователей определяются линейностью и стабильностью характеристик блоков ГПН и УГ, а динамические свойства соответственно — быстродействием этих блоков.

\* \* \*

В качестве иллюстрации логометрического преобразователя второй группы может служить устройство с логарифмированием рис. 2. Входные величины  $X$  и  $Y$  после преобразования с помощью логарифмических функциональных преобразователей ЛГ<sub>1</sub> и ЛГ<sub>2</sub> подаются на схему сравнения СС, которая выделяет разность логарифмов входных величин:

$$\left. \begin{aligned} X' &= \log X; \\ Y' &= \log Y; \\ Z' &= \log X - \log Y = \log \frac{X}{Y}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Погрешности таких преобразователей определяются точностью выполнения операций логарифмирования и вычитания. Схемы с логарифмированием



обладают той особенностью, что они легко могут быть использованы и как множительные устройства. В самом деле, если на вход схемы сравнения подать сумму логарифмов входных величин, то на выходе ее получим логарифм их произведения.

\* \* \*

Перейдем к логометрическим преобразователям время-импульсного типа. На рис. 3, а приведена схема такого устройства [1, 3, 6]. Амплитуда импульсов генератора экспоненциального напряжения ГЭН определяется величиной входного напряжения постоянного тока  $U_Y$ . Экспоненциальные импульсы поступают на первый вход нуля-органа НО; на второй вход подается напряжение  $U_X$ . Выходным устройством нуля-органа является управляемый ключ.

Можно показать, что длительность прямоугольного импульса, коммутируемого этим ключом, пропорциональна логарифму отношения входных величин данного делительного устройства:

$$T_Z = S \ln \frac{U_X}{U_Y},$$

где  $S$  — крутизна преобразователя.

Если вместо генератора экспоненциального напряжения применить генератор линейно возрастающего напряжения, то логарифмический преобразователь обращается в линейный и для выходной величины  $T_Z$  можно записать

$$T_Z = S \frac{U_X}{U_Y}.$$

Описанные логометрические преобразователи время-импульсного типа обладают довольно широкой полосой пропускания, но требуют стабильных генераторов экспоненциального и линейного напряжения.

К этой же группе логотрических преобразователей относится схема делительного устройства, приведенная на рис. 3, б [7]. Работа схемы иллюстрируется диаграммами рис. 3, в.

Входное синусоидальное напряжение  $u_Y(t) = U_{mY} \sin \omega t$  после двухполупериодного выпрямления подается на схему сравнения, построенную по принципу сложения токов. На второй вход схемы сравнения

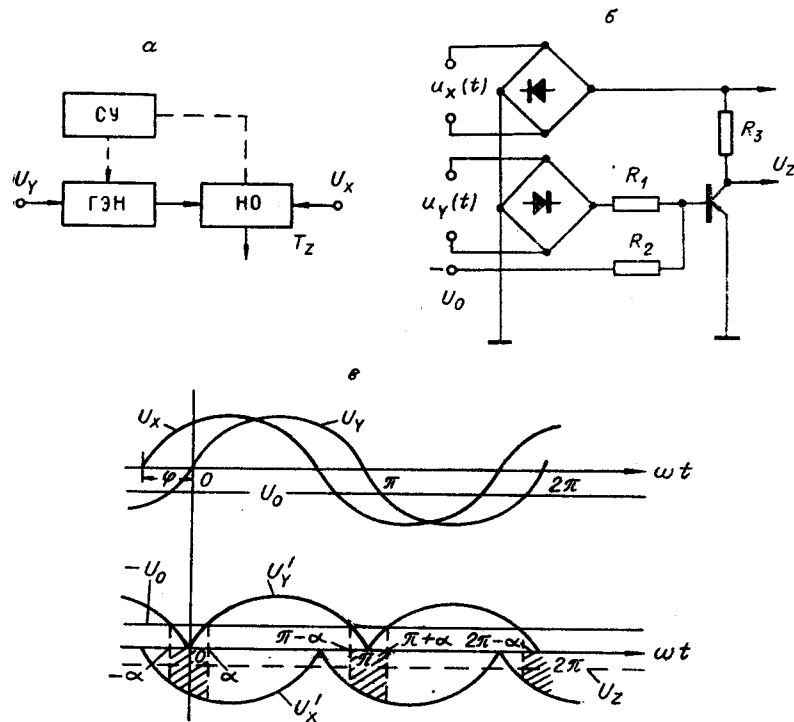


Рис. 3.

поступает постоянное напряжение  $U_0$ . Алгебраическая сумма входных сигналов подается на базу полупроводникового триода, работающего в ключевом режиме. При  $R_1 = R_2$  триод находится в закрытом состоянии, пока мгновенное значение напряжения  $u_Y(t)$  больше напряжения  $U_0$ . Коммутация ключевой схемы происходит в момент равенства напряжений:

$$U_{mY} \sin \alpha = U_0, \quad (6)$$

где  $\alpha$  — угол, соответствующий моменту равенства.

В нагрузке  $R_3$  создается пульсирующее напряжение, среднее за период значение которого с учетом (6) равно

$$U_Z = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} U_{mX} \sin(\omega t + \varphi) d\omega t = \frac{2}{\pi} \sin \varphi \frac{U_{mX}}{U_{mY}} U_0,$$

где  $U_{mX} \sin(\omega t + \varphi) = u_X(t)$  — напряжение, представляющее делимое;  
 $\varphi$  — фазовый сдвиг между  $u_X(t)$  и  $u_Y(t)$ .

Описанная схема обладает невысокими точностными характеристиками, однако проста и отличается широкой полосой частот.

\* \* \*

Четвертая группа логометрических преобразователей построена на использовании обратимости операции перемножения. Их структурная схема представлена на рис. 4, а. Усилитель постоянного тока  $У$  охвачен

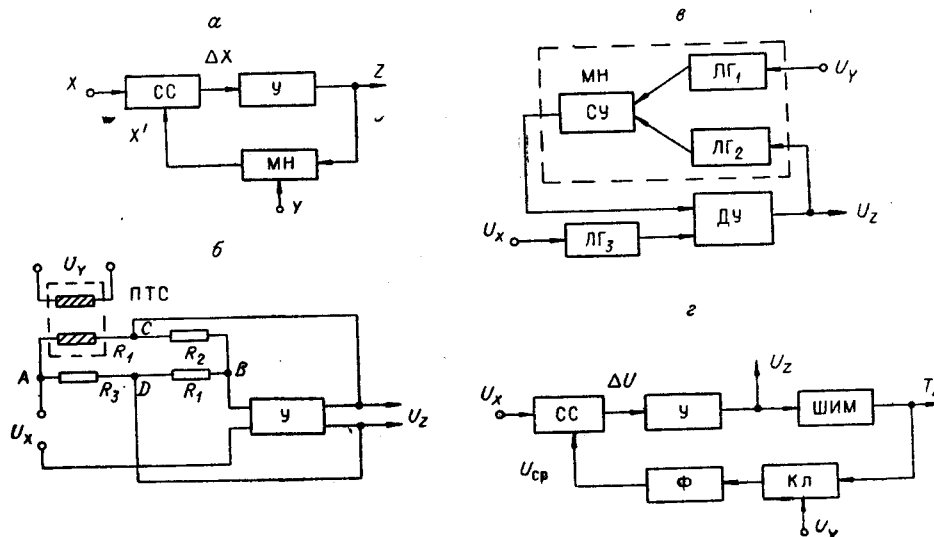


Рис. 4.

отрицательной обратной связью через звено перемножения; глубина обратной связи здесь регулируется входной величиной  $Y$ . На вход схемы сравнения  $СС$  поступают сигналы  $X$  и  $X'$ . Очевидно, что в схеме имеют место следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta X &= X - X'; \\ X' &= c Y Z; \\ Z &= \Delta X k = \frac{k X}{1 + kc X}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где  $c$  — коэффициент пропорциональности;

$k$  — коэффициент усиления усилителя постоянного тока.

При достаточно большом  $k$ , если выполняется неравенство  $kcY \gg 1$ , выражение (7) можно представить в виде

$$Z \approx S \frac{X}{Y}, \quad (8)$$

где  $S = \frac{1}{c}$ .

Все схемы логометрических преобразователей четвертой группы практически отличаются друг от друга только типом множительного устройства [8]. Как следует из (7) и (8), погрешности таких схем определяются в основном погрешностью выполнения операции перемножения.

В качестве примера логометрического преобразователя этой группы рассмотрим схему, приведенную на рис. 4, б [9]. Входные величины  $U_X$  и  $U_Y$ , а также выходная величина  $U_Z$  представляют собой напряжение постоянного тока. Полупроводниковое термосопротивление ПТС служит преобразователем напряжения  $U_Y$  в вариацию сопротивления  $R_1$ , включенного в одно из плеч неравновесного моста  $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$ . С выхода усилителя постоянного тока  $U$  на диагональ моста  $CD$  подается напряжение  $U_Z$ . Напряжение на диагонали  $AB$  приближенно запишем как

$$U_{AB} \approx \alpha U_Y U_Z,$$

где  $\alpha$  — коэффициент пропорциональности, определяемый параметрами схемы.

На вход усилителя подается разность напряжений  $U_X$  и  $U_{AB}$ . Нетрудно показать, что при этом выходная величина  $U_Z$  выразится

$$U_Z = \frac{k U_X}{1 + k \alpha U_Y},$$

где  $k$  — коэффициент усиления усилителя.

Если  $k \alpha U_Y \gg 1$ , то  $U_Z \approx \frac{U_X}{\alpha U_Y}$ . Недостатком описанной выше схемы является большая инерционность, обусловленная наличием ПТС.

К этой же группе преобразователей можно отнести схему с логарифмическим множительным устройством, приведенную на рис. 4, в. Входные и выходная величины представлены напряжением постоянного тока. Для схемы справедливо следующее соотношение:

$$\log U_X - \log U_Z - \log U_Y = \frac{U_Z}{k}. \quad (9)$$

При достаточно большом  $k$  величину правой части уравнения (9) можно принять равной 0; тогда для выходной величины  $U_Z$  можно записать

$$U_Z \approx \frac{U_X}{U_Y}.$$

Заметим, что данная схема отличается от преобразователя с логарифматорами (см. рис. 2) наличием отрицательной обратной связи; следовательно, требования к стабильности параметров усилителя в ней значительно упрощаются; поэтому схемы логометрических преобразователей с логарифматорами, относящиеся к четвертой группе, отличаются более высокими точностными характеристиками.

В качестве примера логометрического преобразователя четвертой группы, использующего множительное устройство время-импульсного типа, рассмотрим схему, данную на рис. 4, г. Здесь входные величины  $U_X$  и  $U_Y$  — постоянные напряжения. Амплитуда прямоугольных импульсов, коммутируемых ключевой схемой КЛ, пропорциональна вели-



чине  $U_Y$ , а длительность их определяется величиной  $T_Z$ . На выходе фильтра низких частот имеем

$$U_{cp} = U_Y \frac{T_Z}{T}, \quad (10)$$

где  $T$  — период следования тактовых импульсов.  
Схема сравнения СС осуществляет операцию

$$\Delta U = U_X - U_{cp}. \quad (11)$$

Напряжение  $\Delta U$ , усиленное усилителем постоянного тока  $Y$  в  $k$  раз, управляет широтно-импульсным модулятором ШИМ. На выходе модулятора получаются импульсы длительности

$$T_Z = c k \Delta U, \quad (12)$$

где, как и ранее,  $c$  — коэффициент пропорциональности.

Подставляя в (11) значения  $U_{cp}$  и  $\Delta U$  из (10) и (12) и принимая во внимание, что при достаточно большом  $k \frac{kc U_Y}{T} \gg 1$ , получим окончательно

$$T_Z = T \frac{U_X}{U_Y}. \quad (13)$$

Из (12) и (13) следует

$$U_Z = k \Delta U = S \frac{U_X}{U_Y},$$

где  $S$  — крутизна преобразования.

Как видим, подобные преобразователи позволяют получить выходную величину в виде непрерывно меняющегося напряжения или в виде импульсов напряжения, где информацию о частоте несут периодически повторяющиеся интервалы времени, которые достаточно просто можно представить в цифровой форме.

\* \* \*

Логометрические преобразователи пятой группы представляют собой устройства с импульсной обратной связью. Формально они могли бы быть отнесены к четвертой группе, однако наличие импульсной обратной связи вносит в их структуру некоторые существенные особенности. Проиллюстрируем сказанное на примере преобразователя с частотным выходом (рис. 5) [10]. На вход схемы сравнения СС поступает напряжение постоянного тока  $U_X$  и прямоугольные импульсы, которые вырабатываются звеном импульсной обратной связи. Ампли-

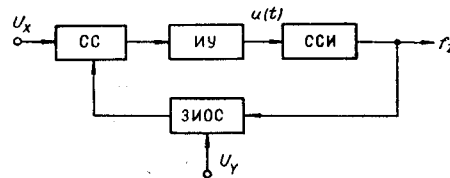


Рис. 5.

туда этих импульсов равна  $U_Y$ , а частота следования —  $f_Z$ . В отсутствие импульсов обратной связи интегрирующий усилитель ИУ интегрирует  $U_X$ . Его выходное напряжение  $u(t)$  линейно возрастает со скоростью, пропорциональной  $U_X$ , пока не достигнет уровня срабатывания схемы сравнения импульсного типа ССИ. Сигнал с выхода ССИ запускает звено обратной связи, которое вырабатывает импульс, противоположный по знаку  $U_X$ , с амплитудой  $U_Y$ . При поступлении этого импульса напряжение на выходе интегратора линейно убывает со скоростью, пропорциональной разности  $U_Y - U_X$ , в течение длительности импульса обратной связи  $t_0$ . Далее процесс повторяется периодически.

Поскольку для установившегося режима напряжение на выходе интегратора в начале каждого периода по величине оказывается равным уровню срабатывания схемы сравнения, работа преобразователя описывается уравнением

$$c_1 \int_0^T U_X dt - c_2 \int_{T-t_0}^T U_Y dt = 0, \quad (14)$$

где  $c_1$  и  $c_2$  — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров схемы;

$T$  — период следования импульсов обратной связи.

Для прямоугольной формы импульса обратной связи выражение (14) можно переписать в следующем виде:

$$f_Z = \frac{1}{T} = c' \frac{U_X}{U_Y},$$

где  $c'$  — постоянный коэффициент.

Описанный преобразователь относится к устройствам частотно-импульсного типа. Он обладает повышенными характеристиками точности, но требует стабилизации ширины импульса обратной связи  $t_0$ .

Нетрудно показать, что подобный преобразователь легко превращается в широтно-импульсный. В самом деле, если решить уравнение (14) относительно  $t_0$ , то

$$T_Z = t_0 = c'' \frac{U_X}{U_Y},$$

где  $c''$  — постоянный коэффициент.

В этом случае требуется стабилизировать период следования импульсной обратной связи  $T$ , что осуществляется с помощью введения генератора стабильных тактовых импульсов, поступающих на звено импульсной обратной связи.

В заключение отметим, что задача построения комплекса логометрических преобразователей еще далеко не решена. В технической литературе время от времени появляются сообщения о новых схемах делительных устройств, причем явно намечается тенденция к их специализации. По этой причине данная работа не претендует на полноту обзора всех реализаций логометрических преобразователей; авторы стремились показать лишь принципы построения таких преобразователей, проиллюстрировав их существующими схемами.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Вычислительные машины непрерывного действия. Под ред. В. Б. Сморова. М., Госэнергоиздат, 1964.
2. Г. О. П а л а м а р ю к. Множительно-делительное устройство. Авторское свидетельство № 144323. Бюллетень изобретений, 1962, № 2.
3. А. А. М а с л о в. Методы повышения точности и полосы пропускания аналоговых множительных устройств. Автореф. дисс. М., 1962.
4. Herbert L. K a h n. Multiplication and Division Using Silicon Diodes.— Rev. Scient. Instrum., 1962, v. 33, № 2.
5. Л. Я. И ль н и ц к и й. Моделирование операции деления линейным зарядом емкости.— Радиотехника, 1962, № 4.
6. В. Б. С м о л о в. Электронные делительные преобразователи с цифровым отсчетом.— Измерительная техника, 1958, № 6.
7. В. Л. Б о н и н, В. У. К и з и л о в. Множительно-делительное полупроводниковое устройство.— Автоматика и телемеханика, 1962, т. XXIII, № 10.
8. И. В. Л а т е н к о. Аналоговые множительные устройства. Киев, Гостехиздат УССР, 1963.
9. Л. В. З о т о в, В. С. П о п о в. Множительные и делительные устройства на подогреваемых сопротивлениях.— Автоматика и телемеханика, 1962, т. XXIII, № 3.
10. Ю. Н. Е в л а н о в, Р. Р. Х а р ч е н к о. Линейные измерительные преобразователи постоянного напряжения в частоту и длительность импульсов с импульсной обратной связью.— Автометрия, 1966, № 1.

*Поступила в редакцию  
11 апреля 1966 г.*