

АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ, КОНТРОЛЬНЫЕ И ДИАГНОСТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

УДК 621.317.7.087.9(621.317.7.088.7)

Для измерения методом непосредственной оценки таких величин, как мощность, сдвиг фаз, затухание, сопротивление, коэффициент усиления и т. п., в измерительной цепи прибора наряду с масштабными и функциональными преобразованиями необходимо осуществлять вычислительные операции с двумя напряжениями или токами. В результате выполнения вычислительной операции (умножение, деление или вычитание) в измерительной цепи образуется электрический сигнал, функционально связанный с измеряемой величиной, который и используется для непосредственного измерения. Точность приборов непосредственной оценки, отградуированных в значениях указанных величин, в значительной мере определяется погрешностью измерительно-вычислительного преобразования. Поэтому представляет интерес рассмотреть источники погрешности существующих измерительных цепей и определить пути повышения точности соответствующих приборов.

Для удобства анализа будем рассматривать только ту часть измерительной цепи, в которой непосредственно реализуется вычислительная операция. Поскольку эта часть цепи имеет два входных зажима (полюса) для преобразуемых сигналов и один выходной зажим для сигнала, пропорционального измеряемой величине, то можно эту часть рассматривать как самостоятельное трехполюсное операционное устройство (ТОУ)*, реализующее одну из вычислительных операций.

В настоящей статье для оценки точности ТОУ используется структурный анализ, дающий возможность в обобщенном виде рассматривать преобразовательные процессы, которые происходят в данном типе структурной схемы ТОУ, не прибегая к анализу принципиальных электрических схем измерительных преобразователей, входящих в структурную схему. Рассматривается возможность введения отрицательных обратных связей в структуру ТОУ для повышения точности преобразования.

ТОУ как измерительно-вычислительное устройство можно представить в виде некоторой математической модели, на входные полюсы которой поступают преобразуемые функции, а на выходе формируется

* В электромеханических ТОУ выходной величиной является угол поворота подвижной части.

моделирующая функция. При отсутствии погрешностей моделирующая функция совпадает с моделируемой функцией в некотором масштабе, определяемом крутизной преобразования S . Если на входы реального ТОО поданы преобразуемые сигналы x_1 и x_2 , то оно вырабатывает выходной сигнал $y = Sf(x_1, x_2)$, который отличается от заданной функции на величину абсолютной погрешности.

Систематическую часть погрешности ТОО целесообразно разделить на две части: не зависящую от значения измеряемой величины (аддитивная погрешность) и зависящую (мультипликативная погрешность). Аддитивная погрешность вызывается паразитным выходным сигналом при определенных амплитудных или фазовых соотношениях входных напряжений, а мультипликативная погрешность — изменением крутизны преобразования S относительно номинального значения. При измерениях в цепях переменного тока входными сигналами обычно являются синусоидальные токи или напряжения, а выходным сигналом в большинстве случаев является постоянный ток (напряжение).

Для синусоидальных напряжений $u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$ и $u_2 = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$ характеризуемых амплитудой и начальной фазой, не всякая математическая операция физически реализуема. Так, операция «деления» реализуема только как нахождение отношения амплитуд двух синусоидальных напряжений в относительных или логарифмических единицах:

$$Y = S \frac{U_{1m}}{U_{2m}}; \quad (1)$$

$$Y = S \ln \frac{U_{1m}}{U_{2m}}. \quad (2)$$

Операция деления начальных фаз лишена физического смысла. Операция «умножения» реализуется функциями:

$$Y = S U_{1m} U_{2m} \cos(\varphi_2 - \varphi_1); \quad (3)$$

$$Y = S U_{1m} U_{2m} \sin(\varphi_2 - \varphi_1). \quad (4)$$

Операция «вычитания» может быть реализована одной из трех функций:

$$Y = S \sqrt{U_{1m}^2 + U_{2m}^2 - 2 U_{1m} U_{2m} \cos(\varphi_2 - \varphi_1)}; \quad (5)$$

$$Y = S (U_{1m} - U_{2m}); \quad (6)$$

$$Y = S \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{\pi}. \quad (7)$$

Операция (6) соответствует фазонечувствительному вычитанию амплитуд синусоидальных напряжений, а операция (7) — амплитудно-нечувствительному вычитанию начальных фаз синусоидальных напряжений.

Наиболее просто реализуется операция «вычитания» (5) — с помощью дифференциальных схем (ДС) переменного тока. Сочетанием ДС постоянного и переменного тока с различного рода предвключенными преобразователями реализуются и другие математические операции. Так, для исключения влияния разности фаз преобразуемых напряжений на значение выходного сигнала ТОО, выполняющего операцию (6), входные напряжения предварительно выпрямляются и вычитаются на постоянном токе [1]. Для выполнения операции (7) с помощью ДС влияние амплитуд входных напряжений на значение выходного напряжения исключается с помощью предвключенных амплитудных ограничителей.

Реализация операции «умножения» (3) возможна в суммарно-разностной дифференциальной схеме с предвключенными квадраторами [2]. В ряде случаев выполнение функций квадраторов возможно элементами дифференциальной схемы [3]. Для выполнения операции «деления» (2) в качестве предвключенных преобразователей могут быть использованы логарифмирующие ячейки (ЛЯ), например диодно-резисторные [4]; дополнив такую схему антилогарифмирующей ячейкой [4], можно реализовать операцию «деления» [1]. Выполнение операций (3) и (4) возможно также с помощью недифференциальных множительных схем переменного тока [5]. Для реализации операции (1) с напряжениями малых уровней используются логометрические схемы с управляемыми усилителями [6].

Трехполюсным операционным устройством, имеющим двухканальную структуру, свойственны значительные аддитивные и мультипликативные погрешности, вызываемые неидентичностью характеристик преобразовательных каналов, дрейфом нуля выходных усилителей постоянного тока и нестабильностью коэффициентов передачи функциональных элементов. Начальная регулировка параметров предвключенных преобразователей на «идентичность» не позволяет существенно уменьшить погрешность измерения, поскольку элементы цепи и возмущения, действующие на измерительную цепь, обладают вероятностными характеристиками [7].

Аддитивную погрешность можно, как известно, исключить путем перехода на одноканальную структуру ТООУ с периодическим поочередным вводом входных напряжений в один преобразовательный канал посредством автоматического переключателя [8—10]. При этом мультипликативная погрешность может быть уменьшена путем выбора преобразовательных звеньев со стабильными коэффициентами передачи или путем введения отрицательной обратной связи (ООС). Вторым путем представляется более реальным. Поэтому рассмотрим методы осуществления обратной связи в одноканальных преобразовательных трактах.

В амплитудно-разностном (фазонечувствительном) устройстве рис. 1, а часть прямоугольного напряжения частоты коммутации через делитель напряжения ДН поступает на вход однополупериодного вы-

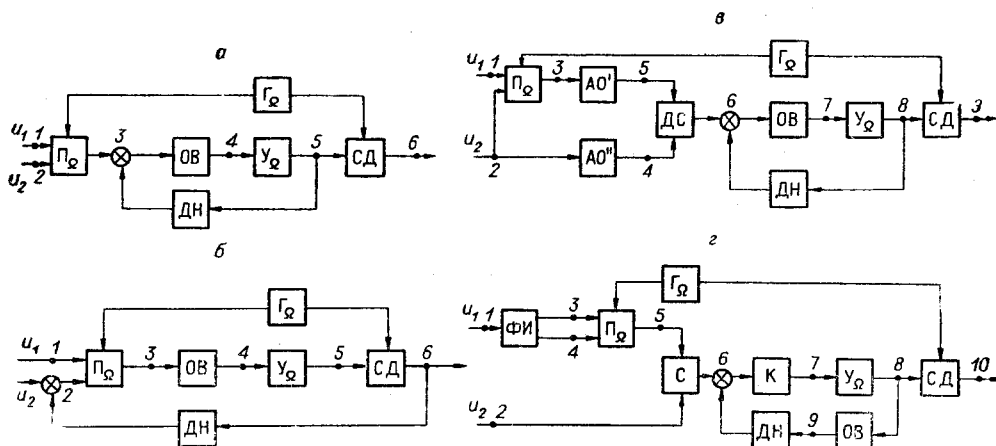


Рис. 1. Одноканальные ТООУ с отрицательной обратной связью:

Пк — автоматический переключатель; Гц — управляющий генератор; Уц — усилитель частоты коммутации; СД — синхронный детектор; ОВ — однополупериодный выпрямитель; ДН — делитель напряжения; ДС — дифференциальная схема; АО — амплитудный ограничитель; ФИ — фазовый инвертор; С — сумматор; К — квадратор.

прямителя ОБ. В результате в каждый такт работы переключателя на выпрямитель воздействует одно из входных напряжений плюс положительная или отрицательная полуволна прямоугольного напряжения частоты коммутации. В этом случае постоянная составляющая на выходе ОБ в один такт работы переключателя равна

$$U_4' = \frac{k_{43} \omega}{2\pi} \int_{t_1'}^{t_2'} (U_{1m} \sin \omega t - \beta U_5) dt,$$

где $\beta = k_{35}$ — коэффициент передачи делителя ДН. Пределы интегрирования t_1' и t_2' определяются временем, в течение которого открыт выпрямитель, т. е. когда

$$U_{1m} \sin \omega t - \beta U_5 \geq 0. \quad (8)$$

Решая уравнение (8) относительно t , получим

$$t_1' = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{\beta U_5}{U_{1m}}; \quad (9)$$

$$t_2' = \frac{1}{\omega} \left(\pi - \arcsin \frac{\beta U_5}{U_{1m}} \right). \quad (10)$$

Время t_1' соответствует моменту открывания выпрямителя, а время t_2' — моменту запираания. В следующий такт работы переключателя

$$U_4'' = \frac{k_{43} \omega}{2\pi} \int_{t_1''}^{t_2''} (U_{2m} \sin \omega t + \beta U_5) dt.$$

Время открывания и запираания выпрямителя определяется из уравнения

$$U_{2m} \sin \omega t + \beta U_5 = 0,$$

откуда

$$t_1'' = -\frac{1}{\omega} \arcsin \frac{\beta U_5}{U_{2m}}; \quad (11)$$

$$t_2'' = \frac{1}{\omega} \left(\pi + \arcsin \frac{\beta U_5}{U_{2m}} \right). \quad (12)$$

Амплитуда переменного напряжения на входе Y_2 с учетом пределов интегрирования (9)—(12) равна

$$U_5 = \frac{k_{43} k_{54}}{2\pi} \left[U_{1m} \sqrt{1 - \left(\frac{\beta U_5}{U_{1m}} \right)^2} - U_{2m} \sqrt{1 - \left(\frac{\beta U_5}{U_{2m}} \right)^2} - \pi \beta U_5 - \beta U_5 \left(\arcsin \frac{\beta U_5}{U_{1m}} - \arcsin \frac{\beta U_5}{U_{2m}} \right) \right].$$

При измерении малых разностей амплитуд можно считать, что

$$\frac{U_5}{U_{1m}} \approx \frac{U_5}{U_{2m}}.$$

Тогда

$$U_5 = \frac{k_{43} k_{54}}{2\pi} \left[(U_{1m} - U_{2m}) \sqrt{1 - \left(\frac{\beta U_5}{U_{1m}} \right)^2} - \pi \beta U_5 \right].$$

Поскольку в дифференциальных ТОУ $\frac{\beta U_5}{U_{1m}} \ll 1$, то амплитуду выходного напряжения усилителя U_5 можно представить в виде

$$U_5 = \frac{k_{43} k_{54}}{2\pi} (U_{1m} - U_{2m} - \pi\beta U_5). \quad (13)$$

Решая уравнение (13) относительно выходного напряжения, получим

$$U_5 = \frac{1}{\pi\beta} (U_{1m} - U_{2m}).$$

Выходной сигнал ТОУ, охваченного ООС, равен

$$U_6 = S_{o.c} (U_{1m} - U_{2m}),$$

где $S_{o.c} = \frac{k_{65}}{\pi\beta}$ — крутизна преобразования с учетом действия ООС. Для исключения влияния неустойчивости СД возможен охват ООС и звена постоянного тока (см. рис. 1, б). В этом случае сигнал ООС уменьшает коэффициент передачи выпрямителя только для входного напряжения большей амплитуды. При изменении полярности выходного сигнала действие ООС сведется к увеличению коэффициента передачи выпрямителя для входного напряжения меньшей амплитуды. Аналогичным способом можно стабилизировать коэффициент передачи одноканальной части схемы фазо-разностного ТОУ (см. рис. 1, в). Следует заметить, что при двухполупериодном выпрямлении введение ООС рассмотренным способом невозможно.

В одноканальном множительном устройстве без обратной связи мультипликативная погрешность возникает главным образом из-за неустойчивости коэффициента передачи квадратора. Для уменьшения этой погрешности может быть введена ООС через однополупериодный выпрямитель, которая охватывает наиболее неустойчивую часть схемы ТОУ (см. рис. 1, г). Если в качестве квадратора использовать малоинерционный термистр в режиме управляемого сопротивления [11], то в один такт работы P_2 на термисторе выделяется мощность

$$P'_T = \frac{k_{65}^2 [U_{1m}^2 + U_{2m}^2 + 2U_{1m} U_{2m} \cos(\varphi_2 - \varphi_1)]}{r'_T}, \quad (14)$$

где r'_T — сопротивление термистора при выделенной на нем мощности P'_T . В следующий такт с учетом сигнала обратной связи имеем

$$P''_T = \frac{k_{65}^2 [U_{1m}^2 + U_{2m}^2 - 2U_{1m} U_{2m} \cos(\varphi_2 - \varphi_1)] + \beta U_6^2}{r''_T}, \quad (15)$$

где $\beta = k_{98} k_{69}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи;

r''_T — сопротивление термистора при мощности P''_T .

При достаточно большом коэффициенте усиления $U_5 \rightarrow 0$ и поэтому $P'_T \approx P''_T$ и $r'_T \approx r''_T$. В результате из равенства выражений (14) и (15) имеем

$$U_{10} = \frac{2 k_{108}}{\beta} \sqrt{U_{1m} U_{2m} \cos(\varphi_2 - \varphi_1)}.$$

Если в качестве измерителя выходного сигнала ТОУ использовать вольтметр электромагнитной системы, то его показания будут пропорциональны произведению (3). При глубокой ООС термистор фактически работает в оба такта в режиме равной температуры. Следовательно, его неквадратичность не влияет на точность преобразования [12]. Нестабильность его характеристики исключается действием цепи обратной связи.

Для повышения точности выполнения операции (2) с помощью одноканального ТОУ может быть применена ООС через логарифмирующую

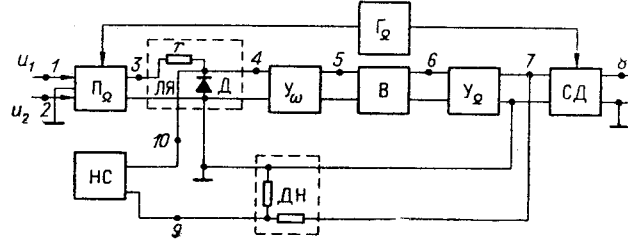


Рис. 2. Одноканальное логарифмирующее устройство с отрицательной обратной связью.

щий диод (рис. 2). Ток диода при сопротивлении резистора r , значительно большем сопротивления диода, определяется соотношением [13]

$$\frac{U_{\text{вх}}}{r} + I_0 = N e^{\alpha(U_{\text{д}} + U_0)}, \quad (16)$$

где $U_{\text{вх}}$ — входное напряжение логарифмирующей ячейки; U_0 и I_0 — напряжение и ток смещения; $U_{\text{д}}$ — падение напряжения на диоде, обусловленное $U_{\text{вх}}$; N — постоянная, зависящая от материала диода и концентрации примесей; α — постоянная, зависящая от температуры. Из соотношения (16) следует

$$U_{\text{д}} = \ln \left(1 + \frac{U_{\text{вх}}}{r N} e^{-\alpha U_0} \right)^{\frac{1}{\alpha}}.$$

Если выполняется условие $\frac{U_{\text{вх}}}{r} \ll I_0$, то, используя разложение в ряд натурального логарифма и пренебрегая членами второго порядка малости, получим

$$U_{\text{д}} = \frac{U_{\text{вх}}}{\alpha r N} e^{-\alpha U_0}.$$

Если на вход ЛЯ поступает переменное напряжение, то амплитуда переменной составляющей падения напряжения на диоде в один такт работы ПД с учетом действия цепи ООС равна

$$U_4' = \frac{U_{2m}}{\alpha r N} e^{-\alpha(U_0 + \beta U_2)}, \quad (17)$$

а в другой такт —

$$U_4'' = \frac{U_{2m}}{\alpha r N} e^{-\alpha(U_0 - \beta U_2)}. \quad (18)$$

Знак напряжения обратной связи U_9 определяется полярностью полуволны переменного напряжения частоты коммутации. Напряжения (17) и (18) поочередно усиливаются усилителем Y_{ω} и выпрямляются. Усилителем Y_{Ω} усиливается переменная составляющая напряжения частоты коммутации

$$U_7 = \frac{k_{54} k_{85} k_{76}}{2} (U_4' - U_4''). \quad (19)$$

Напряжение (19) выпрямляется и используется как выходной сигнал ТОУ. При достаточно большом коэффициенте усиления усилителя Y_{Ω}

$$U_4' \approx U_4'' \quad (20)$$

Решая уравнение (20) с учетом значений (17) и (18), получим

$$U_8 = \frac{k_{87}}{2\alpha\beta} \ln \frac{U_{2m}}{U_{1m}}.$$

Таким образом, переходя на одноканальные коммутационные схемы, что позволяет существенно повысить точность ТОУ и исключить необходимость подбора элементов с идентичными параметрами, значенные крутизны преобразования одноканальных ТОУ можно стабилизировать с помощью отрицательной обратной связи, охватывающей наиболее нестабильные звенья одноканального тракта, содержащего функциональные преобразователи (выпрямители, квадраторы, логарифмирующие ячейки и т. п.), и реализуемой путем подачи части выходного напряжения частоты коммутации на функциональный преобразователь для периодического изменения его коэффициента передачи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. Я. Мизюк. Электронні покажчики змінної напруги. Київ, Держтехвидав УРСР, 1960.
2. И. В. Латенко. Аналоговые множительные устройства. Киев, Гостехиздат УССР, 1963.
3. К. Б. Карандеев, Ф. Б. Гриневич. Об умножающих схемах на полупроводниковых диодах.— Измерительная техника, 1964, № 11.
4. Л. А. Котомина, В. Ф. Тизенкова. Логарифмирующие диоды. Библиотека по автоматике, вып. 165. М., «Энергия», 1966.
5. А. А. Маслов. Обзор и классификация множительных устройств.— Автоматика и телемеханика, 1966, № 10.
6. В. Б. Вершевский, А. Н. Купцов, О. Н. Яковлев. Полупроводниковое устройство для измерения отношения малых напряжений.— В сб. «Расширение пределов измерения и повышение чувствительности приборов с использованием измерительных усилителей», вып. 11. М., ОНТИПрибор, 1966.
7. К. С. Клемпнер, И. М. Чередниченко, Н. Н. Шумиловский. К вопросу об анализе погрешностей измерительного устройства с учетом вероятностных характеристик параметров элементов.— Приборостроение, 1966, № 10.
8. Ю. А. Скрипник. Фазонечувствительный дифференциальный индикатор. Авторское свидетельство № 119257.— Бюллетень изобретений, 1959, № 7.
9. Ф. Б. Гриневич, Л. Я. Мизюк. Устройство для сравнения двух переменных напряжений. Авторское свидетельство № 130115.— Бюллетень изобретений, 1960, № 14.
10. Ю. А. Скрипник. Преобразователь электрической мощности. Авторское свидетельство № 130983.— Бюллетень изобретений, 1960, № 16.
11. Ю. А. Скрипник, В. И. Скрипник. Высокостабильный фазоиндикатор квадратуры.— В сб. «Автоматика и приборостроение». Киев, 1964, № 3(19).
12. В. С. Попов. Измерение мощности способом равных температур.— Электричество, 1958, № 9.
13. Л. В. Краснов. Расчет элементов схем диодных функциональных преобразователей.— ИВУЗ, Приборостроение, 1962, т. 5, № 5.

Поступила в редакцию
21 февраля 1967 г.