

П. П. ОРНАТСКИЙ, Ю. А. СКРИПНИК

(Киев)

АВТОМАТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ СРАВНЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ ДАТЧИКОВ

Преобразование неэлектрических величин в электрические наиболее просто осуществляется с помощью параметрических датчиков, питаемых напряжением повышенной или высокой частоты. Для исключения влияния непостоянства амплитуды питающего генератора целесообразно в качестве выходной электрической величины принять комплексное сопротивление датчика Z_x , используя зависимость составляющих комплексного сопротивления от входной неэлектрической величины датчика, или комплексный коэффициент передачи по напряжению датчика K_x , используя зависимость модуля и аргумента коэффициента передачи от входной неэлектрической величины.

Для датчиков с распределенными параметрами K_x является более удобной величиной для измерения.

Задача измерения составляющих комплексных сопротивлений с высокой точностью решается с помощью автоматических мостов переменного тока [1] и автокомпенсаторов переменного тока [2].

Для решения задачи измерения комплексного коэффициента передачи датчика также могут быть использованы автокомпенсаторы полярно-координатного типа [3]. Однако отсутствие широкополосных по частоте фазовращателей и делителей напряжения с высокими метрологическими характеристиками затрудняет использование существующих схем автокомпенсаторов для решения указанной задачи.

Рассмотрим структурные схемы автоматических приборов сравнения, в которых возможно применение существующих фазовращателей и делителей напряжения без существенного увеличения погрешности измерения.

В зависимости от вида уравнения датчика, связывающего значение K_x с измеряемой величиной X , параметрические датчики можно подразделить на три типа:

1) амплитудные датчики:

$$\text{mod } \dot{K}_x = \rho (1 \pm S_\rho X); \quad \arg \dot{K}_x = \text{var}, \quad (1)$$

где ρ — начальное значение модуля коэффициента передачи датчика;
 S_ρ — чувствительность датчика по амплитуде;

2) фазовые датчики:

$$\arg \dot{K}_x = \psi \pm S_\psi X; \quad \text{mod } \dot{K}_x = \text{var}, \quad (2)$$

устройства $УУ_1$ и $УУ_2$, которые кинематически связаны с обратными преобразователями ФВ, ДН и регистрирующим устройством РУ. Изменение коэффициента деления ДН и фазового сдвига, вносимого ФВ, уравнивают соответствующие изменения модуля и аргумента коэффициента преобразования датчика.

Для получения линейной зависимости между выходной величиной α и измеряемой величиной X в измерительную цепь вводится задающее устройство ЗУ с комплексным коэффициентом передачи

$$K_0 = \rho_0 e^{j\psi_0}. \quad (4)$$

В случае использования амплитудного датчика оператором перед началом измерения устанавливаются такие значения ρ_0 и ψ_0 , чтобы при $X=0$ выполнялось условие $\dot{U}_1 = 2 \dot{U}_2 \left(\rho_0 = \frac{1}{2} \rho \text{ и } \psi_0 = \psi \right)$.

Тогда с учетом действия обратных преобразователей ДН и ФВ напряжения на входах СС будут иметь вид:

$$U_1' = k_d \rho_0 U \sin(\omega t - \psi_0 \pm \psi_d); \quad (5)$$

$$U_2' = k_\phi \rho (1 \pm S_\rho X) U \sin(\omega t + \psi \pm S_\psi X - \psi_\phi), \quad (6)$$

где $k_d = 0,5(1 \pm \alpha_1 \beta_d)$ — коэффициент передачи ДН (при $\alpha=0$; $k_d=0,5$); k_ϕ — коэффициент передачи ФВ; U — напряжение питающего генератора; $\psi_\phi = \pm \alpha_2 \beta_\phi$ — фазовый сдвиг, вносимый ФВ; ψ_d — фазовый сдвиг, вносимый ДН.

Амплитуда разностного напряжения на выходе СС равна

$$\Delta U = \frac{1}{2} k \rho_0 U \times$$

$$\times \sqrt{k_\phi^2 (1 \pm S_\rho X)^2 + (1 \pm \alpha_1 \beta_d)^2 - 2k_\phi (1 \pm S_\rho X) (1 \pm \alpha_1 \beta_d) \cos(\pm S_\psi X \mp \alpha_2 \beta_\phi \pm \psi_d)} \quad (7)$$

где k — коэффициент передачи СС.

Измерительная цепь уравнивается при выполнении условий:

$$\cos(\pm S_\psi X \mp \alpha_2 \beta_\phi \pm \psi_d) = 1; \quad (8)$$

$$k_\phi (1 \pm S_\rho X) - (1 \pm \alpha_1 \beta_d) = 0. \quad (9)$$

Из условий равновесия получим:

$$\alpha_1 = \frac{k_\phi - 1 + k_\phi S_\rho X}{\beta_d}; \quad (10)$$

$$\alpha_2 = \frac{S_\psi X \pm \psi_d}{\beta_\phi}. \quad (11)$$

При исследовании характера уравнения шкалы (10) необходимо учесть непостоянство выходного напряжения реального ФВ при разных значениях вносимого им фазового сдвига [$k_\phi = f(\psi_\phi)$]. Поэтому k_ϕ не в явном виде зависит также от X , что и обуславливает нелинейность шкалы РУ и требует индивидуальной градуировки шкалы для каждого датчика. Но даже при использовании амплитудного датчика, у которо-

то $\arg K_x = \text{const}$, и линейной шкале РУ возникает погрешность из-за непостоянства фазового сдвига ДН при разных значениях коэффициента деления $\psi_d = f(k_d)$, так как последнее вызывает дополнительную отработку по α_2 , что при $k_\phi = f(\psi_\phi)$ приводит к дополнительному изменению α_1 .

Снизить эту погрешность трудно, так как в настоящее время пока не представляется возможным построить точный круговой фазовращатель $0-360^\circ$ с постоянным по модулю коэффициентом передачи для диапазона повышенных частот. Возникают трудности и при создании фазонесдвигающих делителей напряжения для повышенных частот. В случае использования амплитудных датчиков для получения информации достаточно измерить $\frac{\Delta \rho}{\rho} = S_\rho X$, а для фазовых датчиков — $\Delta \psi = S_\psi X$. Поэтому целесообразно исключить ФВ из цепи уравнивания при работе с амплитудными датчиками [4] или исключить ДН при работе с фазовыми датчиками и использовать принципы раздельного уравнивания схем сравнения [5]. В этом случае требования к обратным преобразователям ФВ и ДН значительно снижаются. Для этой цели в амплитудную схему сравнения (см. рис. 1, б) вводятся дополнительно предвключенные выпрямители, исключающие влияние изменения фазового угла выходного напряжения датчика на результат измерения. В фазовую схему сравнения для этой цели перед СС включают амплитудные ограничители или сумма-разностные преобразователи (см. рис. 1, в). Однако в схемах одновременного сравнения с предвключенными преобразователями из-за неидентичности и нестабильности их характеристик возникают дополнительные погрешности сравнения, которые нередко сводят на нет преимущества автоматических схем с раздельным уравниванием изменений модуля и аргумента.

Так, в схеме рис. 1, б при условии $\text{mod } \dot{U}'_1 = \text{mod } \dot{U}'_2$ на выходе СС имеет место паразитное напряжение, обусловленное неравенством коэффициентов передач предвключенных усилителей (Y'_ω, Y''_ω) и выпрямителей (B', B''), что вызывает ложное регулирующее воздействие на обратный преобразователь ДН и создает погрешность. Аналогичная погрешность возникает и в амплитудно-нечувствительной схеме рис. 1, в за счет нестабильности усиления усилителей Y'_ω, Y''_ω и неидентичности вольт-амперных характеристик выпрямителей B', B'' .

Указанные недостатки можно устранить в схемах периодического сравнения [6], в которых сравниваемые напряжения поочередно преобразуются одними и теми же преобразователями. В амплитудной фазонечувствительной схеме сравнения (рис. 2, а) с помощью автоматического коммутатора К сравниваемые напряжения U_1 и U_2 поочередно усиливаются и выпрямляются. Если амплитуды U_1 и U_2 не равны, то на выходе выпрямителя (амплитудного детектора АД) образуется переменное напряжение частоты коммутации, которое усиливается и воздействует на управляющее устройство УУ (фазочувствительный выпрямитель или реверсивный двигатель).

С помощью задающего устройства (на схеме не показано) оператором при градуировке прибора с данным датчиком устанавливается соотношение $\text{mod } \dot{U}'_1 = 2 \text{mod } \dot{U}'_2$ при $x=0$ и $\alpha=0$, что соответствует $2\rho = \rho_0$. При изменениях измеряемой величины управляющее устройство УУ под действием $\Delta U = \text{mod } \dot{U}'_1 - \text{mod } \dot{U}'_2$ изменяет коэффициент деления ДН в направлении уменьшения разности амплитуд сравниваемых напряжений U'_1 и U'_2 . Процесс автоматического уравнивания длится до тех пор, пока

$$\rho (1 \pm S_p X) = \frac{\rho_0}{2} (1 \pm \alpha \beta_d). \quad (12)$$

Из (12) получим условие равновесия амплитудной фазонечувствительной схемы.

$$\alpha = \frac{S_p}{\beta_d} X. \quad (13)$$

Так как одноканальная схема сравнения фазонечувствительна, то фазовые сдвиги, вносимые ДН, а также нестабильность звеньев одноканального тракта (Y_ω , АД и Y_Ω) не влияют на результат измерения. В качестве обратного преобразователя ДН может быть использован, например, управляемый делитель напряжения самописца уровней типа

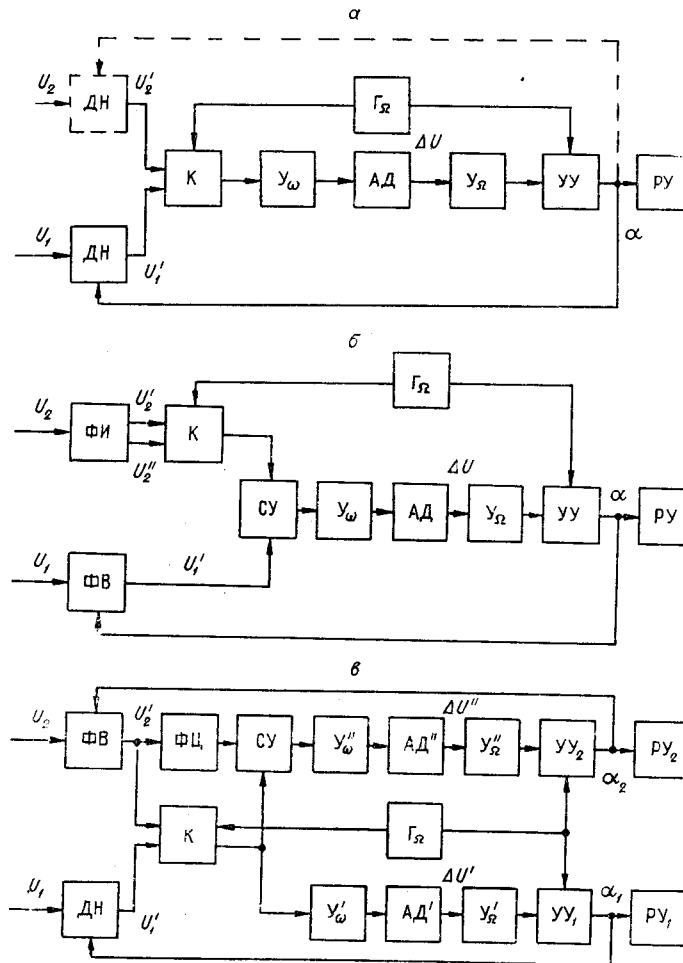


Рис. 2. Автоматические приборы периодического сравнения: а — амплитудный фазонечувствительный; б — фазовый амплитудно-нечувствительный; в — амплитудно-фазовый с частичным раздельным уравновешиванием; К — автоматический коммутатор; Γ_Ω — коммутационный генератор; АД — амплитудный детектор; Y_Ω — усилитель частоты коммутации; ФЦ — фазосдвигающая цепь.

Н110 [7] в частотном диапазоне до 200 кГц. При необходимости цифрового выхода в приборе целесообразно применение индуктивных делителей напряжения.

В фазовой амплитудно-нечувствительной схеме сравнения (см. рис. 2, б) напряжение U_2 расщепляется на два равных противофазных напряжения U'_2 и U''_2 , которые поочередно поступают на один вход суммирующего устройства СУ. На второй вход СУ поступает выходное напряжение ФВ U_1 . В один полупериод коммутации на выходе СУ образуется напряжение

$$\text{mod } \dot{U}'_c = k_1 U_1 \sqrt{1 + (W')^2 + 2W' \cos \varphi}, \quad (14)$$

где k_1 — коэффициент передачи сумматора; $W = \frac{U'_2}{U_1}$ — отношение амплитуд суммируемых напряжений; φ — фазовый сдвиг между суммируемыми напряжениями.

В следующий полупериод коммутации

$$\text{mod } \dot{U}''_c = k_1 U_1 \sqrt{1 + (W'')^2 - 2W'' \cos \varphi}, \quad (15)$$

где $W'' = \frac{U''_2}{U_1}$ — отношение амплитуд суммируемых напряжений.

Если $\text{mod } \dot{U}'_2 = \text{mod } \dot{U}''_2$, то $W' = W'' = W$ и соответственно имеем:

$$\text{mod } \dot{U}'_c = k_1 U_1 \sqrt{1 + W^2 + 2W \cos \varphi}; \quad (16)$$

$$\text{mod } \dot{U}''_c = k_1 U_1 \sqrt{1 + W^2 - 2W \cos \varphi}. \quad (17)$$

На выходе выпрямителя образуется переменное напряжение частоты коммутации с амплитудой

$$\Delta U = k_2 U_1 \left(\sqrt{1 + W^2 + 2W \cos \varphi} - \sqrt{1 + W^2 - 2W \cos \varphi} \right), \quad (18)$$

где k_2 — коэффициент передачи амплитудного детектора.

Напряжение ΔU через УУ изменяет положение фазовращателя ФВ до тех пор, пока ΔU при $\varphi = \frac{\pi}{2}$ не станет равным нулю. При этом выполняется условие

$$\varphi = \psi \pm S_\psi X - \psi_0 + \psi_\Phi = \frac{\pi}{2}, \quad (19)$$

где $\psi_\Phi = \pm \alpha \beta_\Phi$ — фазовый сдвиг, вносимый ФВ.

При градуировке прибора с помощью задающего устройства (неградуированного фазовращателя) при $X=0$ для получения $\alpha=0$ устанавливают значение начального сдвига фаз между напряжениями U_1 и U_2 , равное

$$\psi - \psi_0 = \frac{\pi}{2}. \quad (20)$$

Тогда с учетом (19) и (20) имеем

$$\alpha = \frac{S_\psi}{\beta_\Phi} X. \quad (21)$$

Так как в соответствии с (18) условие равновесия (19) не зависит от степени неравенства амплитуд сравниваемых напряжений, то рассмотренная схема реагирует только на изменения аргумента коэффициента передачи датчика.

Благодаря поочередному преобразованию сравниваемых сигналов U'_c и U'_c одноканальным трактом нестабильность характеристик СУ, Y_ω , АД и Y_ω не влияет на результат измерения. В качестве обратного преобразователя ФВ могут быть использованы круговые индукционные фазовращатели типа ИФ, выпускаемые серийно на частоты от 1 до 200 кГц [8].

Для амплитудно-фазовых датчиков можно использовать схему периодического сравнения с отдельным уравниванием по амплитуде и частично по фазе (см. рис. 2, в). Выходные напряжения ФВ и ДН U'_1 и U'_2 поочередно усиливаются усилителем Y_ω и детектируются АД'. Переменное разностное напряжение частоты коммутации через управляющее устройство УУ₁ управляет обратным преобразователем ДН. В результате автоматически уравниваются амплитуды напряжений U'_1 и U'_2 , а на регистрирующем устройстве РУ₁ воспроизводятся изменения модуля коэффициента передачи датчика, а следовательно, изменения величины X .

Канал фазовой регистрации включает суммирующее устройство СУ, на одном из входов которого включена квадратурная фазосдвигающая цепь ФЦ. К выходу СУ подключен канал выделения огибающей амплитудно-модулированного напряжения (Y_ω'' , АД'', Y_ω''), выходное напряжение которого через УУ₂ воздействует на обратный фазовый преобразователь ФВ.

В один такт работы коммутатора К на входы СУ поступает напряжение U'_1 и напряжение U'_2 , сдвинутое по фазе на $\frac{\pi}{2}$. Выходное напряжение СУ при этом равно

$$\text{mod } U'_c = k_1 U'_1 \sqrt{1 + W^2 + 2W \cos(\varphi + 90^\circ)}, \quad (22)$$

где $W = \frac{U'_2}{U'_1}$ — отношение амплитуд суммируемых напряжений. В последующий такт на входы СУ поступает одно и то же напряжение U'_2 , причем на один вход непосредственно, а на второй — через квадратурную фазосдвигающую цепь ФЦ. Тогда

$$\text{mod } U'_c = k_1 \sqrt{2} U'_1 W. \quad (23)$$

Учитывая, что амплитудный канал автоматически уравнивает амплитуды напряжений ($W=1$), имеем

$$\text{mod } U'_c = k_1 U'_1 \sqrt{2(1 + \sin \varphi)}. \quad (24)$$

Разностное напряжение на выходе АД пропорционально разности амплитуд напряжений, формируемых на выходе СУ в разные такты работы коммутатора, т. е.

$$\Delta U = k_1 k_2 U'_1 \sqrt{2} (1 - \sqrt{1 + \sin \varphi}), \quad (25)$$

где k_2 — коэффициент передачи детектора.

При $\varphi=0$ исчезает переменное напряжение на выходе амплитудного детектора. В результате фазовый канал посредством обратного фазового преобразователя ФВ автоматически поддерживает синфазность сравниваемых напряжений U_1' и U_2' . Так как приращения фазового сдвига однозначно определяются изменениями аргумента коэффициента передачи датчика под воздействием X , то на РУ будут воспроизводиться также изменения величины X . При градуировке прибора с амплитудно-фазовым датчиком при $X=0$ для получения $\alpha_1=0$ и $\alpha_2=0$ задающее устройство регулируется таким образом, чтобы $\rho_0=2\rho$, $\psi_0=\psi$. При таких уставках возможна регистрация положительных и отрицательных значений измеряемых величин. Избыточная информация об изменениях X по двум каналам регистрации позволяет путем дополнительной обработки снизить влияние помех на результат измерения.

При питании датчика от генератора высокой частоты возникают конструктивные и технологические трудности при выполнении обратного преобразователя в виде фазонесдвигающего управляемого делителя напряжения или кругового фазовращателя. В этих случаях целесообразно использовать компарационные схемы периодического сравнения, в которых измерение отношения амплитуд двух переменных напряжений осуществляется посредством делителя, работающего в цепи постоянного тока.

В амплитудной компарационной схеме (рис. 3, а) сравниваемые напряжения U_1 и U_2 поочередно усиливаются усилителем и выпрямляются выпрямителем В, нагрузкой которого по постоянному току служит делитель напряжения ДН. Коммутатор K_2 работает синхронно с входным коммутатором K_1 . В результате действия K_2 на вход усилителя Y_{ω} поочередно поступают выпрямленные напряжения U_2' и $k_4 U_1'$, где $k_4 = \frac{1}{2} (1 \pm \beta_d \alpha)$ — коэффициент передачи ДН.

Если $U_1' \neq k_4 U_2'$, то усилителем переменного напряжения Y_{ω} усиливается разностное напряжение

$$U_{\omega} = k_2 k_3 (\text{mod } U_1' - k_4 \text{ mod } U_2') \sin \Omega t, \quad (26)$$

где k_2 — коэффициент усиления усилителя Y_{ω} ; k_3 — коэффициент выпрямления выпрямителя; Ω — круговая частота коммутации.

При автоматическом управлении коэффициентом деления ДН и линейной амплитудной характеристикой усилителя Y_{ω} и выпрямителя В схема уравнивается при условии

$$k_4 = \frac{\text{mod } U_1'}{\text{mod } U_2'}, \quad (27)$$

откуда

$$\alpha = \frac{S_p}{\beta_d} X.$$

Из (27) следует, что изменения коэффициента преобразования датчика будут однозначно воспроизводиться изменениями коэффициента k_4 , а следовательно, и перемещениями α регистрирующего устройства. Так как ДН включен в цепь выпрямленного тока, то в качестве ДН и РУ может быть использован реохорд и регистрирующее устройство автоматического компенсатора постоянного тока, например ЭПП-09.

Аналогичные трудности на высоких частотах возникают при выборе обратных фазовых преобразователей. На рис. 3, б приведена сравнительная фазовая схема, в которой в качестве обратного преобразователя использован делитель напряжения ДН. Если в процессе измерения $\text{mod } \dot{K}_x = \text{const}$ при всех значениях $\text{arg } \dot{K}_x$ [9], то при предвари-

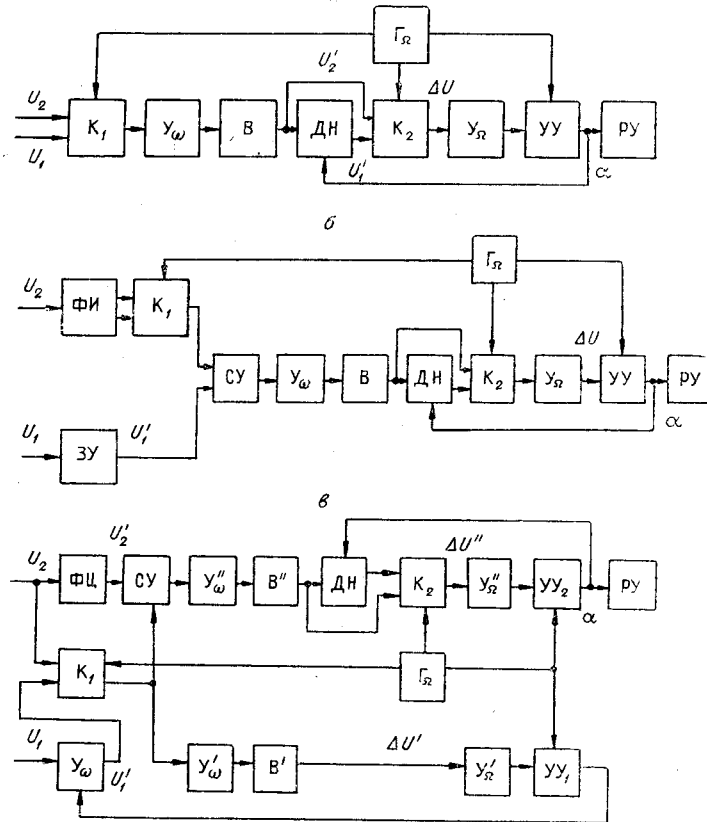


Рис. 3. Автоматические сравнительные приборы периодического сравнения:

а — амплитудный фазонечувствительный; б — фазовый амплитудно-чувствительный; в — фазовый амплитудно-нечувствительный.

тельном уравнивании амплитуд сравниваемых по фазе напряжений с помощью ЗУ на выходе суммирующего устройства СУ поочередно во времени формируются два напряжения, амплитуды которых в соответствии с (16) и (17) при $W=1$ равны:

$$\text{mod } \dot{U}_c = k_1 U \cos \frac{\psi \pm S_\psi X - \psi_0}{2}; \quad (28)$$

$$\text{mod } \dot{U}_c'' = k_1 U \sin \frac{\psi \pm S_\psi X - \psi_0}{2}. \quad (29)$$

Напряжения U_c' и U_c'' усиливаются, выпрямляются и через коммутатор K_2 поочередно воздействуют на усилитель Y_R . Одно из суммарных напряжений поступает на Y_R через делитель ДН, а другое — непосредственно.

Переменное напряжение, усиливаемое U_{Ω} , равно

$$U_{\Omega} = k_1 k_2 k_3 (\text{mod } \dot{U}_c'' - k_4 \text{ mod } \dot{U}_c'). \quad (30)$$

При автоматическом уравнивании схемы с учетом (28) и (29) имеем

$\psi - \psi_0 \simeq \frac{\pi}{4}$, что соответствует $\alpha=0$. В этом случае

$$X = \frac{2 \operatorname{arctg} \frac{1}{2} (1 \pm \alpha \beta_d) - \frac{\pi}{4}}{S_{\psi}}. \quad (32)$$

С учетом разложения $\operatorname{arctg} k_4$ при значениях $k_4 < 1$ в степенной ряд выражение (32) можно представить в виде

$$X = \frac{2 \left[\frac{1}{2} (1 \pm \alpha \beta_d) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{(1 \pm \alpha \beta_d)^{(2n+1)}}{2n+1} \right] - \frac{\pi}{4}}{S_{\psi}}. \quad (33)$$

Ограничиваясь тремя первыми членами разложения для случая $\alpha \beta_d \ll 1$, что соответствует $S_{\psi} X \ll \psi_0$, и пренебрегая членами второго порядка малости, получим

$$\alpha \simeq \frac{S_{\psi}}{\beta_d} X. \quad (34)$$

Таким образом, шкала компенсатора постоянного тока, используемого в качестве ДН и РУ, может быть отградуирована в значениях измеряемой величины x .

В том случае, когда выходное напряжение фазового датчика изменяется по амплитуде при изменениях X , то схема рис. 3, б может дать большую погрешность. Тогда целесообразно использовать фазочувствительную схему рис. 3, в с автоматическим уравниванием амплитуд суммируемых напряжений.

Канал U_{ω}' , V' , U_{Ω}' служит для выделения напряжения, пропорционального разности амплитуд сравниваемых напряжений, и управления коэффициентом усиления усилителя U_{ω} . Канал U_{ω}'' , V'' , ДН, U_{Ω}'' регистрирует изменения отношения моделей двух суммарных напряжений (23) и (24)

$$k_4 = \frac{\text{mod } \dot{U}_c'}{\text{mod } \dot{U}_c''} = \sqrt{1 + \sin(\psi - S_{\psi} X - \psi_0)}, \quad (35)$$

где k_4 — коэффициент передачи делителя ДН.

Если с помощью задающего устройства при $X=0$ устанавливает-

ся нулевой сдвиг между напряжениями U_1 и U_2 ($\psi = \psi_0$) и $k_4 = 1$ при $\alpha = 0$, то

$$\sqrt{1 - \sin S_\psi X} = 1 - \alpha \beta_d. \quad (36)$$

При регистрации малых фазовых углов ($\sin S_\psi X \ll 1$) получим

$$1 - \frac{1}{2} \sin S_\psi X = 1 - \alpha \beta_d,$$

откуда

$$\alpha \approx \frac{S_\psi}{2\beta_d} X. \quad (37)$$

При изменениях аргумента K_x в широких пределах уравнение шкалы будет иметь вид

$$\alpha = \frac{\sqrt{1 - \sin S_\psi X} - 1}{\beta_d}. \quad (38)$$

Автоматическое уравнивание амплитуд напряжений на входе СУ исключает погрешности канала фазовой регистрации из-за изменения модуля K_x . При необходимости измерения знакопеременной величины ($\pm X$) начальный фазовый сдвиг устанавливается больше нуля ($\psi_0 - \psi > 0$), а нуль шкалы делителя смещается в середину шкалы ($k_4 = 0,5$ при $\alpha = 0$).

Динамический диапазон компарационных схем уравнивания определяется в основном линейностью вольт-амперной характеристики выпрямителей. Применение современных методов компенсации нелинейности выпрямителей (см., например, [10]) позволяет измерять относительные изменения модуля коэффициента передачи до 40 дБ с погрешностью меньше 0,1 дБ и изменения аргумента в пределах $\pm 90^\circ$ с погрешностью не более 1°.

ВЫВОДЫ

Для автоматической регистрации комплексного коэффициента передачи параметрических датчиков целесообразно применение приборов сравнения с автоматическим уравниванием по амплитуде и фазе с помощью обратных преобразователей, выполненных в виде делителей переменного напряжения и круговых фазовращателей.

Исключить влияния фазовых погрешностей делителей напряжения и амплитудных погрешностей фазовращателей на результат измерения можно путем отдельного уравнивания схемы прибора сравнения по амплитуде и фазе.

Повышение точности приборов сравнения с отдельным уравниванием возможно при переходе на одноканальные схемы периодического сравнения, нечувствительные к фазе или амплитуде.

При питании датчика от генератора высокой частоты перспективно применение компарационных схем периодического сравнения с обратными преобразователями в виде делителей постоянного напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ф. Б. Гриневич. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1964.
2. Т. М. Алиев, А. М. Мелик-Шахназаров, И. Л. Шайн. Автоматические компенсационные устройства переменного тока. Баку, «АЗЕРНЭШР», 1965.
3. С. Н. Строкач. Принципы построения автоматических компенсаторов полярно-координатного типа.— В сб. «Автоматические и показывающие электроизмерительные приборы и новые материалы». М., ЦИНТИЭлектропром, 1962.
4. Ю. Б. Буланцев, Б. И. Копылов, П. И. Попов. Безэлектродный высокочастотный концентратомер.— Измерительная техника, 1966, № 6.
5. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамберггер. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
6. П. П. Орнатский, Ю. А. Скрипник. Анализ возможностей измерительных приборов периодического сравнения.— ИВУЗ, Радиотехника, 1966, № 3.
7. Электроизмерительные приборы (справочник). М., ОНТИ, 1965.
8. Вращающиеся трансформаторы, сельсины, фазовращатели. Техническая информация, ПШО-012-002. М., ЦИНТИЭлектропром, 1964.
9. К. Г. Рего. Фазовые неуравновешенные мосты переменного тока.— Контрольно-измерительная техника, вып. 2. Львов, Изд-во Львовского ун-та, 1966.
10. О. Ф. Меньших. Устройство с расширенными пределами линейного детектирования.— Измерительная техника, 1966, № 5.

*Поступила в редакцию
10 октября 1966 г.,
окончательный вариант —
4 июля 1967 г.*