АКАДЕМИЯ НАУК СССР
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
АВТОМЕТРИЯ

№ 3 1968

УДК 621.317.772

В. П. КАШЛЕВ, А. Д. НИЖЕНСКИЙ, Ю. А. СКРИПНИК

(Киев)

ИЗМЕРЕНИЕ РАЗНОСТИ ФАЗ ДВУХ СИНУСОИДАЛЬНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ КРУГОВЫХ ВРАЩАЮЩИХСЯ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

Компенсационный метод обеспечивает наивысшую точность измерения фазовых сдвигов, однако его потенциальные возможности не реализуются полностью из-за нелинейности градуированных фазовращателей. Так, индукционные серийно выпускаемые фазовращатели типа ИФ и ВТМ имеют погрешность не менее ± 15—30 угловых минут, которая к тому же гарантируется только для ограниченного числа фиксированных частот. Емкостные фазовращатели по сравнению с индуктивными могут работать в более широком диапазоне частот, однако точность их ниже, а количество выпускаемых типов значительно меньше. Дальнейшее повышение точности круговых фазовращателей как образцовых мер фазового сдвига представляется возможным за счет сложных конструктивных и технологических усовершенствований.

Чтобы градуировка кругового фазовращателя сохранялась и при переходе с одной рабочей частоты на другую, необходимо каждый раз измерять параметры фазорасщепляющих цепей, контролируя равенство и ортогональность питающих напряжений [1]. Для практических целей такой способ малопригоден и может применяться для работы в узком частотном диапазоне. Широкополосность фазоизмерительных устройств с круговыми фазовращателями чаще всего обеспечивается благодаря преобразованию частоты [2], реже — путем применения широкополосных фазорасщепителей [3]. В первом случае фазовращатель работает на фиксированной частоте, но дополнительные погрешности, присущие частотному преобразователю, не позволяют реализовать паспортную точность фазовращателя. Кроме того, преобразование частоты не всегда удобно, например, в диапазоне звуковых частот.

Для построения диапазонных фазовращателей перспективно применение широкополосных фазосдвигающих цепей, представляющих собой два четырехполюсника, параметры которых удовлетворяют требованию: в пределах рабочего диапазона частот их фазовые характеристики $\psi_{1,2}=\psi(\omega)$ изменяются по логарифмическому закону, т. е.

$$\psi_1=B_1+\ln A_1\omega;\ \psi_2=B_2+\ln A_2\omega,$$

где B, A — постоянные четырехполюсника. В таком случае фазовый угол между выходными напряжениями четырехполюсников, составляющий

$$\psi = \psi_1 - \psi_2 = B_1 - B_2 + \ln \frac{A_1}{A_2} = \text{const},$$

не зависит от частоты, а модули выходных напряжений равны между собой, т. е. $|U_1| = |U_2|$. Эти четырехполюсники могут быть выполнены из LC или RC элементов [4]. Фазовые характеристики физически реализуемых четырехполюсников при работе в диапазоне частот отклоняются от требуемого логарифмического закона, в результате чего фазовый сдвиг получается лишь приблизительно равным расчетному. Погрешность фазового сдвига достигает нескольких градусов и зависит от частоты [5].

Неортогональность и неравенство амплитуд выходных напряжений широкополосного фазорасщепителя являются источниками погрешности и не позволяют построить достаточно точный широкополосный круговой фазовращатель. Погрешность фазорасщепителя можно уменьшить ценой сужения полосы рабочих частот и применением высокостабильных RLC элементов с точностью подгонки порядка долей процента, что, по-видимому, не является приемлемым методом. Точность измерения разности фаз можно значительно повысить, если применить широкополосные круговые фазовращатели в режиме непрерывного вращения ротора (рис. 1). Два четырехквадрантных емкостных фазовращателя

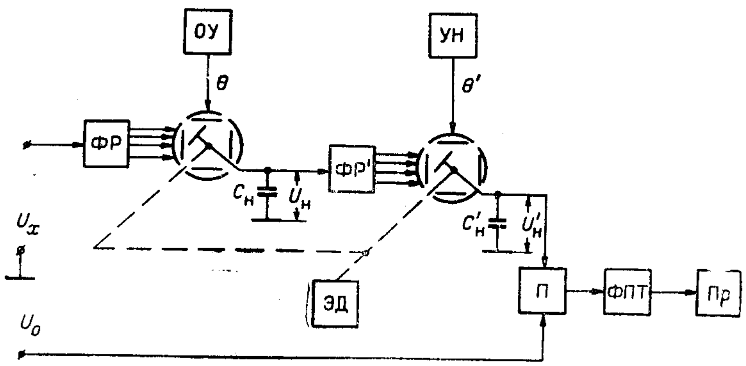

Рис. 1.

$C_1\,C_2\,C_3\,C_4$ и $C'_1\,C'_2\,C'_3\,C'_4$, питаемых широкополосными фазорасщепителями ФР и ФР′, нагружены на емкостные сопротивления $Xc_н$ и $X'c_н$. Роторы фазовращателей закрепляются на общем валу и приводятся в непрерывное вращение электродвигателем ЭД с угловой скоростью Ω. Статорные системы фазовращателей C_1—C_4 и C'_1 — C'_4 могут поворачиваться относительно вращающихся роторов на любой угол в пределах 0—360° с помощью верньерных устройств. Угол поворота одного из фазовращателей может быть точно определен по отсчетной шкале ОУ, а второго — по шкале УН. Опорные и выходные напряжения фазовращателя C'_1— C'_4 подаются на множительный элемент П с фильтром постоянного тока ФПТ. На выходе фильтра включен указатель нуля Пр. Если на входы фазометрического устройства поступают измеряемое $U_x = U \sin(\omega t + \varphi)$ и опорное $U_0 = U \sin \omega t$ напряжения, то напряжение U_x подается на умножитель через широкополосные фазорасщепители и фазовращатели, а U_0 — непосредственно на умножитель. Фазорасщепитель содержит цепочку, образующую на выходе ортогональные и равные по амплитуде напряжения, каждое из которых затем расщепляется на два равных противофазных напряжения дифференциальным трансформатором. Для простоты примем, что модуль коэффициента передачи фазорасщепителя равен единице, а его фазовый угол равен нулю. Тогда, учитывая, что широкополосные дифференциальные трансформаторы вносят пренебрежимо малые амплитудные и фазовые погрешности, систему напряжений, питающих фазовращатель C_1—C_4, можно записать:

$$U_1 = U\sin(\omega t+\varphi);\quad U_3 = -U\sin(\omega t+\varphi);$$

$$U_2 = (1+\delta)U\cos(\omega t+\varphi+\Delta),\quad U_4 = -1(1+\delta)U\cos(\omega t+\varphi+\Delta), \qquad (1)$$

где δ — относительное неравенство амплитуд фазорасщепителя; Δ — отклонение от квадратуры.

Известно [2], что принцип работы четырехквадрантного фазовращателя предполагает синусоидальное изменение емкостей его секций от угла поворота ротора (рис. 2). Так как роторы фазовращателей равномерно вращаются со скоростью Ω, выражения для емкостей имеют вид:

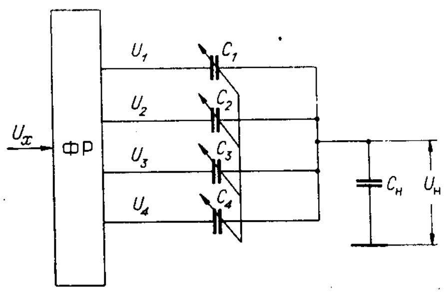

Рис. 2.

$$C_1 = C_0[1+m\sin(\Omega t+\Theta)];$$

$$C_2 = C_0\left[1+m\sin\left(\Omega t+\Theta+\frac{\pi}{2}\right)\right];$$

$$C_3 = C_0[1+m\sin(\Omega t+\Theta+\pi)];$$

$$C_4 = C_0\left[1+m\sin\left(\Omega t+\Theta+\frac{3\pi}{2}\right)\right], \qquad (2)$$

где C_0 — постоянная составляющая емкости квадранта; C — переменная составляющая емкости, причем $\frac{C}{C_0} = m < 1$; Θ — начальный угол между ротором и статорной системой. Из эквивалентной схемы неподвижного фазовращателя (см. рис. 2) следует, что ток в нагрузке равен [2]

$$I_н = \frac{U_н}{X_{C_н}} = \omega\,[(U_1-U_н)C_1 + (U_2-U_п)C_2 +$$
$$+ (U_3-U_н)C_3 + (U_4-U_н)C_4]. \qquad (3)$$

На основании метода медленно изменяющихся амплитуд преобразуем выражение (3) с учетом значений параметров (1) и (2). После тригонометрических преобразований получим

$$\frac{\frac{I_н}{\omega C_0}+4U_н}{Um} = \cos[(\omega-\Omega)t+\varphi-\Theta] - \cos[(\omega+\Omega)t+\varphi+\Theta] +$$
$$+\cos[(\omega+\Omega)t+\varphi+\Theta]\cos\Delta - \sin[(\omega+\Omega)t+\varphi+\Theta]\sin\Delta +$$
$$+\cos[(\omega-\Omega)t+\varphi-\Theta]\cos\Theta - \sin[(\omega-\Omega)t+\varphi-\Theta]\sin\Delta +$$
$$+\delta\cos[(\omega+\Omega)t+\varphi+\Theta]\cos\Delta - \delta\sin[(\omega+\Omega)t+\varphi+\Theta]\sin\Delta +$$
$$+\delta\cos[(\omega-\Omega)t+\varphi-\Theta]\cos\Delta - \delta\sin[(\omega-\Omega)t+\varphi-\Theta]\sin\Delta. \qquad (4)$$

Так как величины Δ и δ малы, то выражение (4) можно привести к виду

$$\frac{\frac{I_н}{\omega C_0} + 4U_н}{U m} \cong (2 + \delta) \cos [(\omega - \Omega) t + \varphi - \Theta] + \delta \cos [(\omega + \Omega) t + \\ + \varphi + \Theta] - \Delta \sin [(\omega + \Omega) t + \varphi + \Theta] - \Delta \sin [(\omega - \Omega) t + \varphi - \Theta]. \tag{5}$$

Складывая векторы с одинаковыми частотами и пренебрегая величинами второго порядка малости, найдем

$$\frac{\frac{I_н}{\omega C_0} + 4U_н}{U m} = 2\cos \left[(\omega - \Omega) t + \varphi - \Theta + \frac{\Delta}{2}\right] - \\ - \sqrt{\delta^2 + \Delta^2} \sin \left[(\omega + \Omega) t + \varphi + \Theta - \operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta}\right]. \tag{6}$$

Заменяя $I_н$ через $\frac{U_н}{Xc_н}$ и решая уравнение (6) относительно $U_н$, получим:

$$U_н = \frac{U m C_0}{\frac{1}{X c_н \omega} + 4C_0} \left\{2 \cos \left[(\omega - \Omega) t + \varphi - \Theta + \frac{\Delta}{2}\right] - \right. \\ \left. - \sqrt{\delta^2 + \Delta^2} \sin \left[(\omega + \Omega) t + \varphi + \Theta - \operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta}\right]\right\}. \tag{7}$$

Из (7) следует, что непрерывно вращающийся со скоростью Ω фазовращатель, питаемый системой напряжений с фазовыми и амплитудными погрешностями, образует на нагрузке сложное напряжение. Спектр этого напряжения содержит два компонента. По частотному признаку, по отношению к частоте питающего напряжения ω их можно считать соответственно нижней и верхней боковой. Второе слагаемое напряжения в фигурных скобках уравнения (7) обязано своим появлением наличию фазовых и амплитудных погрешностей (Δ и δ), назовем это напряжение зеркальным, а другое — основным. Обозначив сомножитель $\frac{m C_0}{C_н + 4C_0}$ через K и сомножитель $\sqrt{\Delta^2 + \delta^2}$ через A, представим оба напряжения в показательной форме:

$$\dot{U}_{осн} = 2e^{-j\left(-\Theta + \frac{\Delta}{2} + \varphi + \frac{\pi}{2}\right)} e^{j(\omega - \Omega) t}; \tag{8}$$

$$\dot{U}_{зерк} = - A e^{j\left(\Theta - \operatorname{arctg}\frac{\delta}{\Delta} + \varphi\right)} e^{j(\omega + \Omega) t}. \tag{9}$$

Таким образом, вращающийся фазовращатель можно представить как многополюсник с коэффициентами передач:

$$\dot{K}_{осн} = 2K e^{-j\left(-\Omega t - \Theta + \frac{\Delta}{2} + \frac{\pi}{2}\right)}; \tag{10}$$

$$\dot{K}_{зерк} = - A K e^{j\left(\Omega t + \Theta - \operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta}\right)}. \tag{11}$$

фазовращателей изменяются по одному закону (2). Нетрудно показать, что в таком случае направление вращения электрического поля в фазовращателе меняется на обратное, причем соответственно изменяется знак смещения частот основной и зеркальной составляющих.

Введем обозначение со штрихом для одноименных параметров фазовращателя C_1—C_4 и фазовращателя $C_1' - C_4'$. Проделав аналогичные выкладки для фазовращателя $C_1' - C_4'$, получим выражение коэффициентов передачи по основной и зеркальной составляющим:

$$\dot{K}'_{\text{осн}} = 2K' e^{j\left(\Omega t + \Theta + \frac{\Delta'}{2} - \frac{\pi}{2}\right)}; \tag{12}$$

$$\dot{K}'_{\text{зерк}} = -A' K' e^{-j\left(-\Omega t - \Theta - \operatorname{arctg}\frac{\delta'}{\Delta'}\right)}. \tag{13}$$

Каждая составляющая напряжения $U_н$ после прохождения через фазовращатель $C_1' - C_4'$ дает основной и зеркальный компоненты. На основании (8), (9), (12) и (13) запишем выражения для всех четырех составляющих напряжения $U_н'$:

$$(\dot{U}_{\text{осн}})_{\text{осн}} = 4UKK' e^{j\left(\varphi - \Theta + \Theta' + \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta'}{2}\right)} e^{j\omega t}; \tag{14}$$

$$(\dot{U}_{\text{осн}})_{\text{зерк}} = 2UKK'A' e^{j\left(\varphi - \Theta - \Theta' + \frac{\Delta}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\delta'}{\Delta'} + \frac{\pi}{2}\right)} e^{j(\omega - 2\Omega)t}; \tag{15}$$

$$(\dot{U}_{\text{зерк}})_{\text{осн}} = 2UKK'A e^{j\left(\varphi + \Theta + \Theta' - \operatorname{arctg}\frac{\delta}{\Delta} + \frac{\Delta'}{2} - \frac{\pi}{2}\right)} e^{j(\omega + 2\Omega)t}; \tag{16}$$

$$(\dot{U}_{\text{зерк}})_{\text{зерк}} = UKK'AA' e^{j\left(\varphi + \Theta - \Theta' - \operatorname{arctg}\frac{\delta}{\Delta} - \operatorname{arctg}\frac{\delta'}{\Delta'}\right)} e^{j\omega t}. \tag{17}$$

Присутствие компонентов (15) и (16) не оказывает влияния на величину постоянной составляющей выходного тока множительного элемента П, так как в опорном напряжении U_0 не содержатся гармонические составляющие с частотами вида $\omega \pm 2\Omega$.

Считая элемент П идеальным перемножителем и принимая во внимание лишь компоненты (14) и (15), определим величину выходного напряжения множительного элемента ($\Delta = \Delta'$; $\delta = \delta'$; $K = K'$; $A = A'$):

$$\begin{aligned} U_{\text{вых. мп}} = {} & \Big[4UK^2 \sin(\omega t + \Theta' - \Theta + \varphi + \Delta) + UA^2K^2 \sin \times \\ & \times \left(\omega t + \Theta - \Theta' - 2\operatorname{arctg}\frac{\delta}{\Delta} + \varphi\right)\Big] U_0 \sin\omega t = -2UU_0K^2 \times \\ & \times [\cos(2\omega t + \Theta' - \Theta + \Delta + \varphi) + \cos(\Theta - \Theta' - \varphi - \Delta)] - \frac{A^2UU_0K^2}{2} \times \\ & \times \left[\cos\left(2\omega t + \Theta - \Theta' - 2\operatorname{arctg}\frac{\delta}{\Delta} + \varphi\right) + \cos\left(\Theta' - \Theta + 2\operatorname{arctg}\frac{\delta}{\Delta} - \varphi\right)\right]. \end{aligned} \tag{18}$$

Высокочастотные составляющие напряжения $U_{\text{вых. мн}}$ отфильтровываются фильтром постоянного тока ФПТ. Напряжение на выходе фильтра (коэффициент передачи фильтра примем равным единице) составляет

$$U_{\text{ф}} = \frac{U U_0 K^2}{2} \Big[4\cos(\Theta - \Theta' - \varphi - \Delta) + (\delta^2 + \Delta^2)\cos \times \times \Big(\Theta' - \Theta + 2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta} - \varphi\Big)\Big]. \quad (19)$$

Из (19) нетрудно видеть, что второе слагаемое в квадратных скобках, обязанное своим появлением фазовым и амплитудным погрешностям фазорасщепителя, определяет величину погрешности измерения вращающимися фазовращателями. Определим погрешность измерения, приняв ее величину как разность между измеряемым углом φ и показанием шкалы ОУ фазовращателя C_1—C_4.

Рассмотрим процесс измерения, состоящий из двух операций: а) установки нуля; б) отсчета измеряемого угла.

Установка нуля. Поворотом статора фазовращателя $C_1' - C_4'$ на угол Θ' устанавливается фазовый баланс в системе. При этом имеем: $\varphi=0$; $\Theta=0$; $U_{\text{ф}}=0$;

$$U_{\text{ф}} = 4\cos(-\Theta' - \Delta) + A^2\cos\Big(\Theta' + 2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta}\Big) = 0. \quad (20)$$

Так как $A^2 \ll 1$, Δ — очень малый угол, то угол Θ' отличается от $\frac{\pi}{2}$ на малую величину и выражение (20) примет вид

$$U_{\text{ф}} = 4\sin\Big(\frac{\pi}{2} + \Theta' + \Delta\Big) + A^2\cos\Theta'\sin\Big(2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta}\Big) + A^2\sin\Theta'\cos \times \times \Big(2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta}\Big) = 4\frac{\pi}{2} + 4\Theta' + 4\Delta + A^2\cos\Big(2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta}\Big) + + A^2\cos\Theta'\sin\Big(2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta}\Big). \quad (21)$$

Составляющей $A^2\cos\Theta'\sin\Big(2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta}\Big)$ в (21) можно пренебречь как малой величиной третьего порядка. Полагая $\sin\Theta' \cong 1$, получим значение установочного угла:

$$\Theta' = \frac{-A^2\cos 2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta}}{4} - \Delta - \frac{\pi}{2}. \quad (22)$$

Отсчет измеряемого угла. При измерении фазового сдвига вновь добиваются нулевого показания Пр путем поворота статора фазовращателя C_1—C_4. По аналогии с (21) запишем

$$U_{\text{ф}} = 4\frac{\pi}{2} - 4\Theta + 4\varphi + 4\Theta' + 4\Delta + A^2\cos\Big(2\,\mathrm{arctg}\frac{\delta}{\Delta} - \Theta - \varphi\Big) = 0 \quad (23)$$

или, учитывая значение установочного угла (22) и принимая во внимание, что $\Theta \approx \varphi$, получим

$$U_{\phi} = 4\,\frac{\pi}{2} + 4\,(\varphi - \Theta) - 4\,\frac{\pi}{2} - A^2 \cos\left(2 \operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta}\right) + $$
$$+ A^2 \cos 2 \left(\operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta} - \varphi\right) = 0. \qquad (24)$$

Из формулы (24) определим зависимость Θ от φ и абсолютную погрешность измерения ($\Delta\varphi = \Theta - \varphi$):

$$\Theta = \varphi + \frac{A^2}{4}\left[\cos 2\left(\operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta} - \varphi\right) - \cos\left(2 \operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta}\right)\right]. \qquad (25)$$

Угловая погрешность $\Delta\varphi$ из (25) равна

$$\Delta\varphi = \frac{A^2}{4}\left[\cos 2\left(\operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta} - \varphi\right) - \cos\left(2 \operatorname{arctg} \frac{\delta}{\Delta}\right)\right]. \qquad (26)$$

Как видно из (26), максимально возможная погрешность измерения угла φ достигает

$$\Delta\varphi_{\max} \leqslant \frac{A^2}{2}.$$

При неподвижных роторах максимально возможную погрешность можно определить из выражений (8) и (9), полагая $\Omega = 0$. Максимальная погрешность будет иметь место при ортогональности векторов, полученных из выражений (8) и (9):

$$\Delta\varphi'_{\max} = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{\Delta^2 + \delta^2}}{2} \cong \frac{A}{2}.$$

Выигрыш N по точности при переходе от измерения с неподвижными роторами к измерению с непрерывно вращающимися роторами составит

$$N = \frac{1}{A}.$$

Например, при $\delta = 1\%$ и $\Delta = 1°$

$$\Delta\varphi'_{\max} \cong 0{,}01°; \quad \Delta\varphi_{\max} = 0{,}57°; \quad N = 50.$$

Таким образом, с помощью вращающихся фазовращателей можно значительно повысить точность измерения фазовых углов, используя существующие широкополосные фазорасщепители.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. П. Скуридин. Компенсационные методы измерения разности фаз синусоидальных сигналов.— Труды конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
2. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, Л. Я. Мизюк. Электрические и электронные фазометры. М., Госэнергоиздат, 1962.
3. С. А. Красик. Комплект приборов для измерения больших значений отношений комплексных напряжений на частотах от 10 до 1000 *кгц*.— Труды конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
4. Б. Б. Штейн, Н. А. Черняк. Однополосная модуляция с помощью фазовых схем. М., Связьиздат, 1959.
5. М. В. Верзунов, И. В. Лобанов, А. М. Семенов. Однополосная модуляция. М., Связьиздат, 1962.

Поступила в редакцию
14 октября 1966 г.