

ANDRZEJ OTYS

528.516/.517:621.317.772

Analiza pracy przesuwника fazy z kondensatorem różnicowym

Wstęp

Większość używanych do prac geodezyjnych dalmierzy elektromagnetycznych realizuje pomiar odległości przez wyznaczenie przesunięcia fazy, jakiego doznaje fala o częstotliwości wzorcowej przy dwukrotnym przejściu wzdłuż mierzonego odcinka. Przesunięcie to składa się z całkowitej wielokrotności 2π oraz pewnego kąta fazowego φ , zawartego w przedziale $0 \div 2\pi$. Kąt φ mierzony jest bezpośrednio przez fazomierz instrumentu.

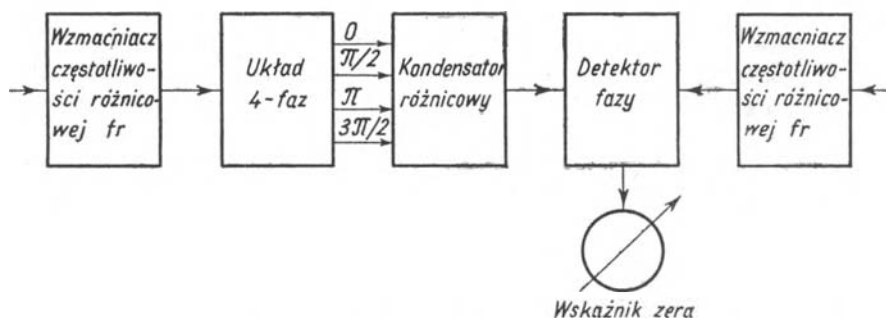
Rozwiązania fazomierzy, podobnie jak i innych podzespołów tych instrumentów, uległy znacznej ewolucji w okresie kilkunastu lat, jakie upłynęły od pojawienia się pierwszych dalmierzy świetlnych i mikrofalowych. Początkowo w dalmierzach świetlnych pomiar fazy odbywał się zwykle bezpośrednio na częstotliwościach wzorcowych, drogą kompensacji mierzonego przesunięcia fazy przesunięciem dawanym przez regulowaną linię sztuczną. W dalmierzach mikrofalowych faza mierzona była na częstotliwości znacznie obniżonej w wyniku zdudnienia częstotliwości wzorcowej z odpowiednią częstotliwością pomocniczą. Jako fazomierz stosowany tu był układ z lampą oscyloskopową. Podejmowane też były próby konstrukcji fazomierzy cyfrowych (liczących). Tego rodzaju fazomierze nie znalazły jednak szerszego zastosowania w dalmierzach, gdyż wymagały poważnej rozbudowy i komplikacji układu nie zapewniając jednocześnie wystarczającej jego niezawodności. W konstrukcjach pochodzących z ostatnich kilku lat, tak w dalmierzach świetlnych (i to zarówno pracujących w zakresie światła widzialnego oraz w zakresie podczerwieni), jak i w dalmierzach mikrofalowych, pomiar przesunięcia fazy realizowany jest na częstotliwościach akustycznych metodą zerową. Częstotliwości te wytwarzane są w wyniku heterodynowania częstotliwości wzorcowych częstotliwościami pomocniczymi i wynoszą, zależnie od typu dalmierza, od kilku do kilkudziesięciu kHz. W metodzie tej mierzone przesunięcie fazy jest kompensowane przesunięciem wzorcowym otrzymywanym z regulowanego płynnie przesuwnika. Jeżeli pokrętko przesuwnika fazy

sprzęgnię się mechanicznie ze wskaźnikiem cyfrowym, to system taki umożliwi zarówno otrzymywanie odczytów cyfrowych przy pomiarze na kolejnych częstotliwościach wzorcowych w rozwiązaniach prostszych, jak i pełną automatyzację pomiaru w konstrukcjach bardziej skomplikowanych. Otrzymuje się wtedy bezpośrednio cyfrowy odczyt odległości mierzonej. Układ, który mierzy przesunięcie fazy przez kompensowanie go przesunięciem wzorcowym, wyposażony jednocześnie w cyfrowy system odczytu, posiada z punktu widzenia użytkownika dalmierza wszelkie zalety fazomierza cyfrowego liczącego, przy czym jednocześnie jest od niego o wiele prostszy i bardziej niezawodny w działaniu. Dodać też trzeba, że konstruowane współcześnie fazomierze o zerowej metodzie pomiaru zapewniają wystarczającą dla danego typu dalmierza dokładność, a dalsze jej powiększanie, aczkolwiek technicznie możliwe, jest często niecelowe ze względu na istnienie innych, nie związanych z fazomierzem czynników ograniczających ostateczną dokładność pomiaru odległości za pomocą tego dalmierza. W fazomierzu o zerowej metodzie pomiaru głównym elementem decydującym o jego błędach jest regulowany przesuwnik fazy.

Niniejszy artykuł stawia sobie za cel analizę pracy przesuwnika fazy z kondensatorem różnicowym. Tego typu przesuwnik znalazł zastosowanie w dalmierzach produkcji krajowej. Jest to rozwiązanie w znacznej mierze oryginalne, bowiem w dalmierzach zagranicznych przesuwniki fazy budowane są w oparciu o wariometry lub selsyny dwufazowe.

Zasada działania przesuwnika fazy z kondensatorem różnicowym

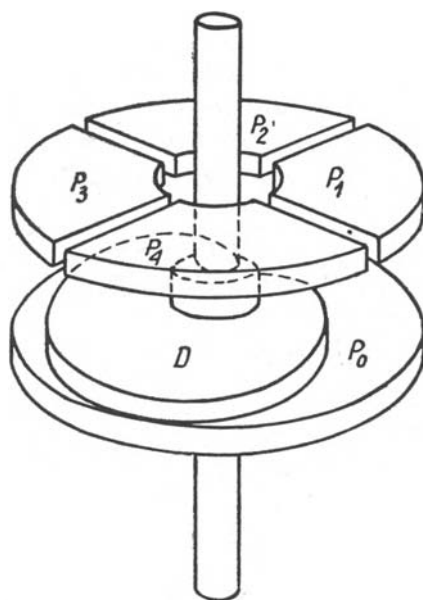
Jak już wspomniano we wstępie, fazomierz o zerowej metodzie pomiaru nie mierzy bezpośrednio różnicy faz między dwoma napięciami dostarczonymi do jego wejść, lecz kompensuje ją przesunięciem dawanym przez wzorcowy, odpowiednio wyskalowany przesuwnik. Część fazomierza wskazująca, że przesunięcie fazy dawane przez przesuwnik wzorcowy jest



Rys. 1. Schemat blokowy fazomierza z kondensatorem różnicowym

równe mierzonemu (lub różni się od niego o stałą i znaną wartość), nosi nazwę detektora fazy. Detektor fazy zakończony jest zwykle miernikiem wychyłowym z zerem pośrodku, przy czym wskazanie tego miernika jest równe zeru dla pewnej stałej różnicy faz dostarczanych do niego napięć. Po sprowadzeniu więc wskazania tego miernika do zera, odczyt mierzonego przesunięcia fazy odbywa się ze skali wzorcowego przesuwnika.

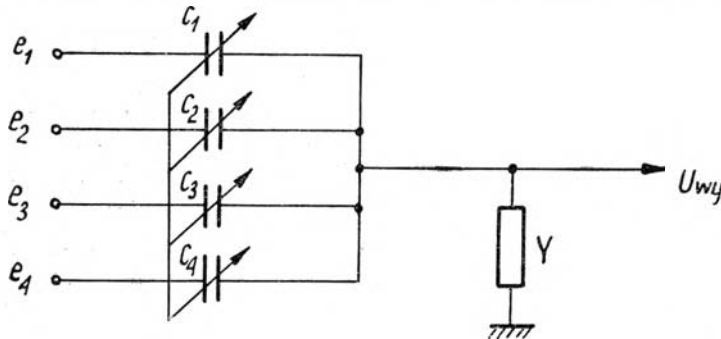
Na rysunku 1 przedstawiony jest schemat blokowy fazomierza z kondensatorem różnicowym. Do dwóch wejść fazomierza dostarczone są napięcia o częstotliwości różnicowej f_r (powstałej ze zdudnienia częstotliwości wzorcowej dalmierza z odpowiednią częstotliwością pomocniczą), których różnica faz ma zostać zmierzona. Po wzmocnieniu jedno z tych napięć podawane jest do detektora fazy poprzez regulowany przesuwnik. W skład przesuwnika fazy wchodzi tu kondensator różnicowy i układ czterech faz zasilający kondensator napięciami przesuniętymi kolejno w fazie o $\frac{\pi}{2}$.



Rys. 2. Konstrukcja mechaniczna kondensatora różnicowego

Konstrukcja mechaniczna kondensatora różnicowego stosowanego w dalmierzach konstrukcji polskiej pokazana jest na rysunku 2. Między 4 okładkami wejściowymi P_1 , P_2 , P_3 i P_4 , a wspólną dla wszystkich sekcji okładką P_0 , znajduje się zamocowany ekscentrycznie na osi kondensatora kołowy dielektryk D . Zmiany pojemności poszczególnych sekcji od-

bywają się przez zmianę objętości dielektryka wprowadzanego między okładkę danej sekcji, a okładkę wyjściową P_0 . Ponieważ przenikalność tego dielektryka jest większa od przenikalności powietrza, to pojemność każdej sekcji jest tym większa im większa część dielektryka znajduje się pod odpowiadającą jej okładką. Schemat elektryczny kondensatora przed-



Rys. 3. Zastępczy schemat elektryczny kondensatora różnicowego wraz z obciążeniem

stawiony jest na rysunku 3. Obciążająca kondensator na tym schemacie przewodność Y reprezentuje admitancję wejściową stopnia następującego bezpośrednio po kondensatorze. Załóżmy, że pojemności poszczególnych sekcji kondensatora zmieniają się przy zmianach kąta obrotu jego osi Φ wg zależności:

$$\begin{aligned} C_1 &= C_0 + C_m \cos \Phi; \\ C_2 &= C_0 + C_m \sin \Phi; \\ C_3 &= C_0 - C_m \cos \Phi; \\ C_4 &= C_0 - C_m \sin \Phi. \end{aligned} \quad (1)$$

Założmy też, że układ czterech faz jest układem idealnym dającym 4 napięcia e_1 , e_2 , e_3 i e_4 o identycznych amplitudach i o fazach różniących się dokładnie o $\frac{\pi}{2}$. Może to być zapisane następująco:

$$\begin{aligned} e_1 &= E \cos 2\pi f_r t; \\ e_2 &= E \cos \left(2\pi f_r t + \frac{\pi}{2} \right); \\ e_3 &= E \cos (2\pi f_r t + \pi); \\ e_4 &= E \cos \left(2\pi f_r t + \frac{3\pi}{2} \right). \end{aligned} \quad (2)$$

W celu efektywnego wyznaczenia napięcia wyjściowego z kondensatora U_{wy} , wygodnie będzie posłużyć się tzw. zapisem symbolicznym. W zapisie tym sinusoidalne napięcia i prądy o tej samej częstotliwości przedstawiane są w postaci liczb zespolonych o module równym ich amplitudzie

(lub wartości skutecznej) i argumentem identycznym z ich fazą. Korzystając z tego zapisu otrzymuje się następującą postać wzorów (2):

$$\hat{E}_1 = E; \quad \hat{E}_2 = E e^{j \frac{\pi}{2}} \quad \hat{E}_3 = E e^{j \pi} \quad \hat{E}_4 = E e^{j \frac{3\pi}{2}}. \quad (3)$$

Dla schematu zastępczego kondensatora z rysunku 3, korzystając z I prawa Kirchhoffa otrzymuje się równanie:

$$(\hat{E}_1 - \hat{U}_{wy}) j\omega_r C_1 + (\hat{E}_2 - \hat{U}_{wy}) j\omega_r C_2 + (\hat{E}_3 - \hat{U}_{wy}) j\omega_r C_3 + (\hat{E}_4 - \hat{U}_{wy}) j\omega_r C_4 = \hat{U}_{wy} \hat{Y}. \quad (4)$$

Ponieważ admitancja obciążenia $\hat{Y}$ ma na ogół charakter pojemnościowy można ją traktować jako równoległe połączenie oporności R i pojemności C , co prowadzi do zapisu:

$$\hat{Y} = \frac{1}{R} + j\omega_r C.$$

Podstawiając do równania (4) pojemności C_1 , C_2 , C_3 i C_4 z wzoru (1) oraz napięcia $\hat{E}_1$, $\hat{E}_2$, $\hat{E}_3$ i $\hat{E}_4$ z wzoru (3) i korzystając z (5) otrzymuje się po przekształceniach:

$$\hat{U}_{wy} = \frac{2ER\omega_r C_m}{\sqrt{1 + \omega_r^2 R^2 (4C_0 + C)^2}} e^{j \left(\frac{\pi}{2} + \psi + \Phi \right)} \quad (6)$$

gdzie:

$$\psi = -\arctg \omega_r R (4C_0 + C). \quad (7)$$

Wracając teraz do zapisu czasowego napięcia wyjściowego można napisać, że:

$$U_{wy} = \frac{2ER\omega_r C_m}{\sqrt{1 + \omega_r^2 (4C_0 + C)^2}} \cos \left(2\pi f_r t + \frac{\pi}{2} + \psi + \Phi \right). \quad (8)$$

Z wzoru (8) widać, że jeżeli tylko pojemności kondensatora opisane są zależnościami (1), a napięcie zasilania spełniają warunki (2), to faza napięcia wyjściowego z kondensatora $\varphi = \frac{\pi}{2} + \psi + \Phi$.

Ponieważ przesunięcie fazy ψ jest stałe dla danego układu i częstotliwości pracy fazomierza $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$, więc składnik $\frac{\pi}{2} + \psi$ wchodzi w całkowite przesunięcie fazy toru poprzedzającego przesuwnik i faza napięcia wyjściowego z kondensatora φ jest identyczna z położeniem kątowym jego osi Φ . Dla takiej zależności $\varphi(\Phi)$ jedynymi błędami fazomierza byłyby błędy ustawienia przesuwnika na zerowe wskazanie miernika detektora fazy. Błędy te są znikomo małe i mają charakter przypadkowy. Sam zaś detektor fazy może być w tego typu fazomierzu wykonany w taki sposób, aby w ogóle nie wprowadzał żadnych błędów pomiaru. Natomiast

w rzeczywistości niemożliwe jest uzyskanie dla przesuwnika fazy zależności

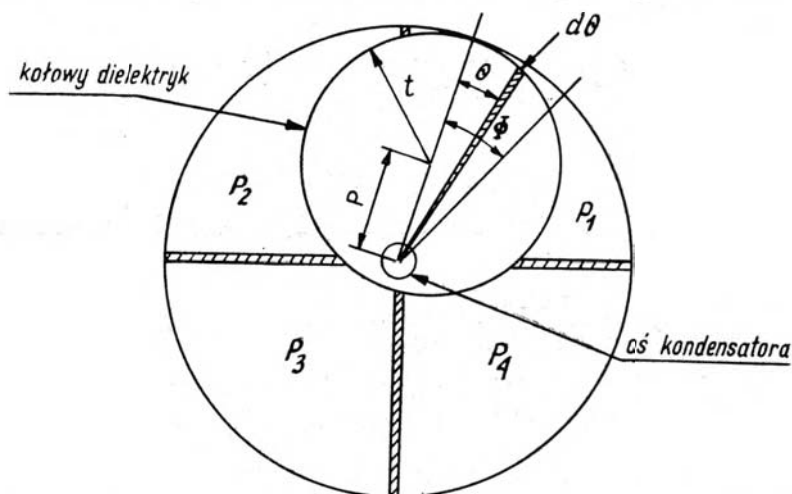
$$\varphi(\Phi) = \Phi. \quad (9)$$

Rzeczywisty przesuwnik fazy, a zatem i cały fazomierz, posiada również pewne błędy systematyczne. Źródłami błędów współbieżności fazy napięcia wyjściowego kondensatora U_{wy} z kątem obrotu jego osi Φ są.

1. Konstrukcja samego kondensatora różnicowego.
 2. Asymetria amplitudowa i fazowa zasilających go napięć.
- Czynniki te zostaną rozpatrzone oddzielnie w dalszej części artykułu.

Błędy związane z konstrukcją kondensatora

Kondensator różnicowy stosowany w omawianym przesuwniku fazy posiada nieruchome okładki, pomiędzy którymi obraca się kołowy dielektryk. Wspólną dla wszystkich sekcji okładkę P_0 stanowi okrągła płytką mosiężna. Przeciwległe 4 okładki utworzone są przez podział płytki mo-



Rys. 4. Szkic kołowego dielektryka i okładek wejściowych kondensatora różnicowego

siężnej cienkimi warstwami dielektryka. Na rysunku 4 naszkicowane zostały okładki wyjściowe kondensatora oraz zamocowany ekscentrycznie na jego osi kołowy dielektryk. Każdą z sekcji kondensatora traktować można jako niezależny kondensator płaski. Pojemność C takiego kondensatora wyraża się wzorem

$$C = \frac{\epsilon P}{d}, \quad (10)$$

gdzie:

ϵ — przenikalność dielektryczna materiału znajdującego się między okładkami,

P — powierzchnia okładek,

d — odległość między okładkami.

Z wzoru (10) widać, że pojemność każdej z 4 sekcji jest proporcjonalna do ϵ , czyli w rezultacie do objętości dielektryka wprowadzonego między jego okładki. Wobec stałej grubości dielektryka jest to równoważne proporcjonalności pojemności sekcji do jego powierzchni znajdującej się aktualnie między okładkami. Na przykład dla pojemności sekcji pierwszej C_1 można napisać, że

$$C_1 \sim S = \frac{1}{2} \int_{\Phi - \frac{\pi}{4}}^{\Phi + \frac{\pi}{4}} r^2(\theta) d\theta, \quad (11)$$

gdzie $r(\theta)$ jest równaniem brzegu dielektryka we współrzędnych biegunowych r i θ , o biegunie położonym w środku geometrycznym osi kondensatora.

Równanie biegunowe okręgu o środku oddalonym o t od bieguna i o promieniu p ma postać:

$$r(\theta) = t \cos \theta + \sqrt{p^2 - t^2 \sin^2 \theta}. \quad (12)$$

Wstawiając $r(\theta)$ z wzoru (12) do wzoru (11) i wykonując całkowanie otrzymuje się

$$S \cong \frac{p^2}{2} \left[\frac{\pi}{2} + \sqrt{2} \left(2\mu - \frac{\mu^3}{4} \right) \cos \Phi + \mu^2 \cos 2\Phi + \frac{\mu^3 \sqrt{2}}{12} \cos 3\Phi \right], \quad (13)$$

gdzie

$$\mu = \frac{t}{p}.$$

Pojemność sekcji pierwszej może być więc zapisana w postaci

$$C_1 = C_0 + C_m^{(1)} \cos \Phi + C_m^{(2)} \cos 2\Phi + C_m^{(3)} \cos 3\Phi. \quad (14)$$

Podobnie można zapisać pojemności pozostałych sekcji.

W 4-sekcyjnym kondensatorze produkcji polskiej (T1-WT-4395-0004) $p = 15,1$ mm, $b = 6,6$ mm a wobec tego $\mu = 0,44$. Ponieważ $C_0 = \text{ok. } 2$ pF, więc $C_m^{(1)} = 1,5$ pF; $C_m^{(2)} = 0,25$ pF i $C_m^{(3)} = 0,02$ pF.

Jeżeli do równania kondensatora (4) wstawić pojemności jego sekcji opisane nie wyidealizowanymi wzorami (1), lecz znacznie bardziej zbli-

żonymi do fizycznej rzeczywistości zależnościami wyprowadzonymi powyżej, a mianowicie:

$$\begin{aligned}C_1 &= C_0 + C_m^{(1)} \cos \Phi + C_m^{(2)} \cos 2\Phi + C_m^{(3)} \cos 3\Phi; \\C_2 &= C_0 + C_m^{(1)} \sin \Phi - C_m^{(2)} \cos 2\Phi + C_m^{(3)} \sin 3\Phi; \\C_3 &= C_0 - C_m^{(1)} \cos \Phi + C_m^{(2)} \cos 2\Phi - C_m^{(3)} \cos 3\Phi; \\C_4 &= C_0 - C_m^{(1)} \sin \Phi - C_m^{(2)} \cos 2\Phi - C_m^{(3)} \sin 3\Phi;\end{aligned}\quad (15)$$

oraz napięcia zasilające kondensator opisane wzorem (3) (tzn. zakładając w dalszym ciągu pełną ich symetrię amplitudową i fazową), to otrzyma się po przekształceniach:

$$\begin{aligned}\bar{U}_{wy} &= \frac{2ER \omega_r C_m^{(1)}}{\sqrt{1 + \omega_r^2 R^2 (4C_0 + C)^2}} \times \\&\times \sqrt{\left(\cos \Phi + \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \cos 3\Phi\right)^2 + \left(\sin \Phi + \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \sin 3\Phi\right)^2} e^{j\left[\frac{\pi}{2} + \psi + \varphi(\Phi)\right]}\end{aligned}\quad (16)$$

gdzie ψ wyraża się podobnie jak poprzednio wzorem (7), a składnik fazy napięcia wyjściowego zależny od kąta obrotu osi kondensatora $\varphi(\Phi)$ jest równy

$$\varphi(\Phi) = \arctg \frac{\cos \Phi + \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \cos 3\Phi}{\sin \Phi + \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \sin 3\Phi}.\quad (17)$$

Ponieważ $\frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} = \frac{0,02 \text{ pF}}{1,5 \text{ pF}} \cong 0,013 \ll 1$, więc $1 - \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \cong 1$ oraz $1 + \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \cong 1$ i wzór (17) daje się przekształcić do prostej postaci:

$$\varphi(\Phi) \cong \arctg \frac{\operatorname{tg} \Phi + 2 \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \sin 2\Phi}{1 - \operatorname{tg} \Phi \cdot 2 \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \sin 2\Phi} \cong \Phi + 2 \frac{C_m^{(3)}}{C_m^{(1)}} \sin 2\Phi.\quad (18)$$

Z wzoru (18) widać, że sama konstrukcja kondensatora powoduje, iż faza napięcia wyjściowego posiada w stosunku do pożądanego przebiegu [9] błąd cykliczny o amplitudzie równej 0,026 radiana (ok. 1 stopnia) i okresie wynoszącym π .

Błędy wynikające z asymetrii zasilania kondensatora

Założmy teraz, odwrotnie niż w poprzedniej części, że pojemności poszczególnych sekcji kondensatora różnicowego opisują się prostymi wzo-

rami (1) natomiast napięcia zasilające e_1 , e_2 , e_3 i e_4 mają niejednakowe amplitudy, a fazy ich nie różnią się dokładnie o $\frac{\pi}{2}$.

Wzór (2) przyjmie teraz postać:

$$\begin{aligned} e_1 &= E \cos \omega_r t; \\ e_2 &= -(E + \Delta E_2) \sin (\omega_r t + \Delta \varphi_2); \\ e_3 &= -(E + \Delta E_3) \cos (\omega_r t + \Delta \varphi_3); \\ e_4 &= (E + \Delta E_4) \cos (\omega_r t + \Delta \varphi_4); \end{aligned} \quad (19)$$

gdzie przez ΔE_2 , ΔE_3 , ΔE_4 , $\Delta \varphi_2$, $\Delta \varphi_3$ i $\Delta \varphi_4$ oznaczono odpowiednio błędy amplitud i faz napięć zasilających. W zapisie symbolicznym otrzymamy więc, że:

$$\begin{aligned} \hat{E}_1 &= E; \\ \hat{E}_2 &= (E + \Delta E_2) e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \Delta \varphi_2\right)}; \\ \hat{E}_3 &= (E + \Delta E_3) e^{j(\pi + \Delta \varphi_3)}; \\ \hat{E}_4 &= (E + \Delta E_4) e^{j\left(\frac{3\pi}{2} + \Delta \varphi_4\right)}. \end{aligned} \quad (20)$$

Wstawiając do równania kondensatora (4) pojemności C_1 , C_2 , C_3 i C_4 wg wzoru (1), oraz napięcia zasilania opisane zależnościami (20) otrzymuje się po przekształceniach:

$$\hat{U}_{wy} = A(\Phi) e^{j\left[\frac{\pi}{2} + \psi + \varphi_1(\Phi)\right]}, \quad (21)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} A(\Phi) &= \frac{ER \omega_r C_m}{\sqrt{1 + \omega_r^2 R^2 (4C_0 + C)^2}} \times \\ &\times \sqrt{(m_1 + m_2 \cos \Phi + m_3 \sin \Phi)^2 + (l_1 + l_2 \sin \Phi + l_3 \cos \Phi)^2}. \end{aligned} \quad (22)$$

$$\varphi_1(\Phi) = \arctg \frac{l_1 + l_2 \sin \Phi + l_3 \cos \Phi}{m_1 + m_2 \cos \Phi + m_3 \sin \Phi}; \quad (23)$$

a ψ wyraża się, identycznie jak poprzednio, zależnością (7).

We wzorach (22) i (23) oznaczono:

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{C_0}{C_m} [1 + (1 + \varrho_2) \sin \Delta \varphi_2 - (1 + \varrho_3) \cos \Delta \varphi_3 + (1 + \varrho_4) \sin \Delta \varphi_4]; \\ m_2 &= 1 + (1 + \varrho_3) \cos \Delta \varphi_3; \\ m_3 &= -[(1 + \varrho_2) \sin \Delta \varphi_2 + (1 + \varrho_3) \sin \Delta \varphi_3 - (1 + \varrho_4) \cos \Delta \varphi_4]; \\ l_1 &= \frac{C_0}{C_m} [(1 + \varrho_2) \cos \Delta \varphi_2 - (1 + \varrho_3) \sin \Delta \varphi_3 - (1 + \varrho_4) \cos \Delta \varphi_4]; \\ l_2 &= [(1 + \varrho_2) \cos \Delta \varphi_2 + (1 + \varrho_4) \cos \Delta \varphi_4]; \\ l_3 &= (1 + \varrho_3) \sin \Delta \varphi_3; \end{aligned} \quad (24)$$

natomiast:

$$\varrho_2 = \frac{\Delta E_2}{E}; \quad \varrho_3 = \frac{\Delta E_3}{E}; \quad \varrho_4 = \frac{\Delta E_4}{E}.$$

Wzór (23) opisuje zależność fazy napięcia wyjściowego od kąta obrotu osi kondensatora.

Funkcję określoną tym wzorem w przedziale $[-\pi, \pi]$, a następnie przedłużoną okresowo od $-\infty$ do $+\infty$, można rozwinąć w szereg Fouriera o postaci

$$\varphi_1(\Phi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n \Phi + b_n \sin n \Phi). \quad (25)$$

Współczynniki tego rozwinięcia wylicza się z zależności

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos n \gamma \varphi_1(\gamma) d\gamma, \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin n \gamma \varphi_1(\gamma) d\gamma. \end{aligned} \quad (26)$$

Funkcję $\Delta\varphi_1(\Phi)$, określającą rozkład błędów cyklicznych fazy napięcia wyjściowego, otrzymuje się teraz odejmując od rozwinięcia (25), rozwinięcie Fouriera idealnego przebiegu fazy $\varphi(\Phi) = \Phi$.

Ponieważ

$$\varphi(\Phi) = \Phi + \Delta\varphi_1(\Phi), \quad (27)$$

więc

$$\Delta\varphi_1(\Phi) = \varphi_1(\Phi) - \Phi = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n \Phi + b_n \sin n \Phi - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n} (-1)^{n-1} \sin n \Phi). \quad (28)$$

Można również wyznaczyć $\Delta\varphi_1(\Phi)$ unikając efektywnego wyliczenia współczynników a_n i b_n wg wzoru (26). W tym celu należy zróżniczkować obustronnie wyrażenie (27). W rezultacie otrzyma się

$$\varphi'(\Phi) = 1 + \Delta\varphi'(\Phi). \quad (29)$$

Ponieważ

$$\varphi_1(\Phi) = \arctg \frac{L(\Phi)}{M(\Phi)},$$

gdzie oznaczono:

$$\begin{aligned} L(\Phi) &= l_1 + l_2 \sin \Phi + l_3 \cos \Phi, \\ M(\Phi) &= m_1 + m_2 \cos \Phi + m_3 \sin \Phi, \end{aligned} \quad (30)$$

więc po zróżniczkowaniu uzyskuje się

$$\varphi'_1(\Phi) = \frac{L'(\Phi)M(\Phi) - M'(\Phi)L(\Phi)}{L^2(\Phi) + M^2(\Phi)}. \quad (31)$$

Wobec tego:

$$\Delta\varphi_1'(\Phi) = \varphi_1'(\Phi) - 1 = \frac{L'(\Phi)M(\Phi) - M'(\Phi)L(\Phi) - M^2(\Phi) - L^2(\Phi)}{L^2(\Phi) + M^2(\Phi)}. \quad (32)$$

Okazuje się dalej, że mianownik prawej strony wzoru (32) może być sprowadzony do postaci $1 + R(\Phi)$ gdzie $R(\Phi) < 1$ dla dowolnego Φ . Korzystając z rozwinięcia w szereg potęgowy

$$\frac{1}{1+x} = 1 - x + \frac{x^2}{2} - \frac{x^3}{3} + \dots$$

i ograniczając się np. do pierwszych dwóch wyrazów tego rozwinięcia, można następnie napisać, że

$$\Delta\varphi_1'(\Phi) \cong [L'(\Phi)M(\Phi) - M'(\Phi)L(\Phi) - M^2(\Phi) - L^2(\Phi)] [1 - R(\Phi)]. \quad (33)$$

Natomiast interesujący nas rozkład błędów cyklicznych $\Delta\varphi_1(\Phi)$ będzie miał postać

$$\Delta\varphi_1(\Phi) \cong \frac{a_0}{2} + \int_0^\Phi [L'(\gamma)M(\gamma) - M'(\gamma)L(\gamma) - M^2(\gamma) - L^2(\gamma)] [1 - R(\gamma)] d\gamma, \quad (34)$$

gdzie:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \varphi_1(\gamma) d\gamma. \quad (35)$$

Wzór (34) jest praktycznie użyteczny, pozwala bowiem wyliczać w prosty sposób amplitudy poszczególnych harmoniczných błędów cyklicznego dla zadanej asymetrii amplitudowej i fazowej napięć zasilających. Dodać należy, że funkcja podcałkowa w prawej stronie wzoru (34) ma postać

$$\sum_{n=1}^N (c_n \sin n\Phi + d_n \cos n\Phi), \quad (36)$$

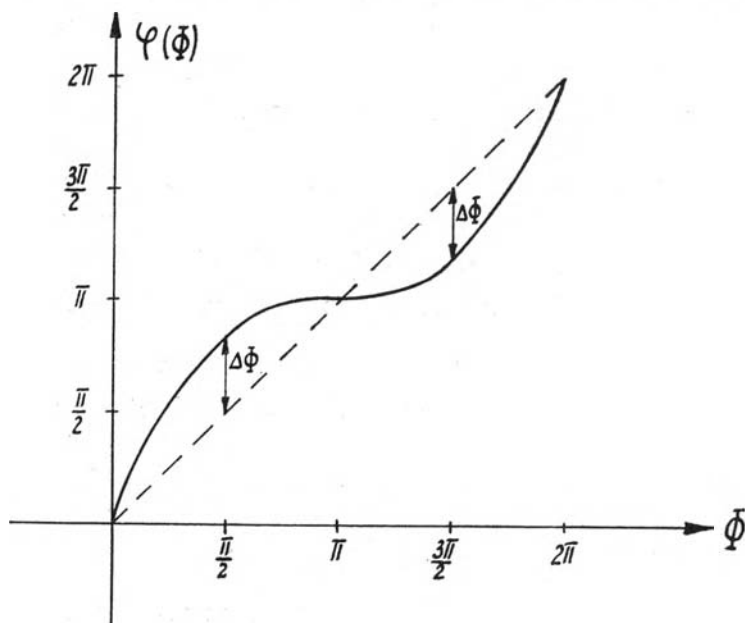
i całkowanie jest tu elementarnie proste.

Natomiast całki (26) są trudne do efektywnego wyliczenia. Ponadto składnik $\frac{a_0}{2}$ we wzorze (34) może być praktycznie zaniedbany, bowiem wchodzi on w ogólne, stałe przesunięcie fazy układu.

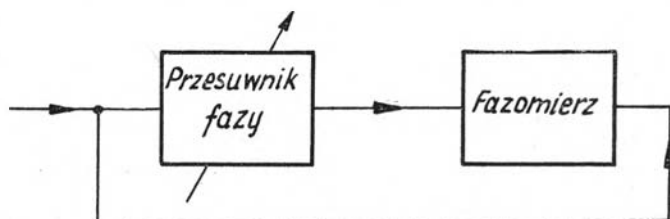
Metody kontroli przesuwników fazy

Jak to wyprowadzone zostało w poprzednich częściach artykułu, przesuwnik fazy z kondensatorem różnicowym nie zapewnia w rzeczywistych warunkach pełnej proporcjonalności fazy napięcia wyjściowego do kąta

obrotu osi kondensatora. Na rysunku 5 podany jest przykładowy wykres $\varphi(\Phi)$ dla przypadku gdy błąd $\Delta\varphi(\Phi)$ zawiera tylko jedną składową o okresie równym 2π . Linia przerywaną pokazany jest przebieg $\varphi(\Phi) = \Phi$. Podobnie zresztą dla przesuwników fazy innych typów faza napięcia wyj-



Rys. 5. Przykładowy wykres zależności fazy napięcia wyjściowego przesuwnika od kąta obrotu osi kondensatora różnicowego



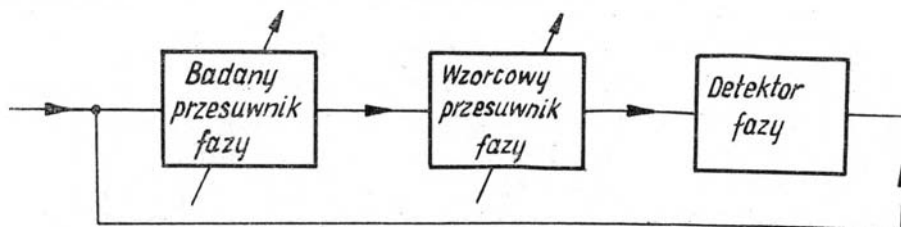
Rys. 6. Schemat blokowy układu do kontroli przesuwnika fazy przy wykorzystaniu wzorcowego fazomierza

ściowego obarczona jest w stosunku do przebiegu idealnego pewnymi błędami. W praktyce często zachodzi potrzeba wyznaczenia charakterystyki $\varphi(\Phi)$ danego przesuwnika stanowiącego np. część fazomierza w dalmierzu geodezyjnym. Można to zrobić różnymi metodami.

Jedną z metod, ilustruje schemat blokowy przedstawiony na rysunku 6. W metodzie tej napięcie z wyjścia przesuwnika fazy doprowadza się do

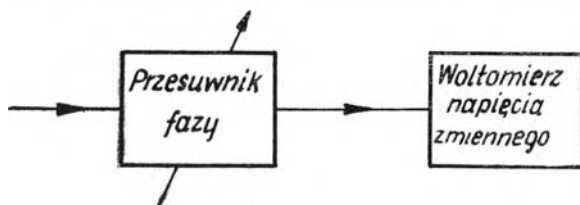
jednego z wejść fazomierza laboratoryjnego. Do drugiego wejścia fazomierza dochodzi napięcie sprzed badanego przesuwnika fazy. Obracając oś kondensatora (lub inny organ zmieniający płynnie fazę w dowolnego typu regulowanym przesuwniku), na podstawie odczytów z fazomierza wyznacza się zależność $\varphi(\Phi)$.

Fazomierzowi laboratoryjnemu stawia się tu wysokie wymagania. Jego dokładność pomiaru musi być o kilka rzędów wielkości lepsza od maksymalnej wartości spodziewanych błędów badanego przesuwnika. Ponadto musi on być niewrażliwy na zmiany amplitudy jednego z napięć dostarczanych do jego wejść. Amplituda bowiem napięcia pochodzącego z badanego przesuwnika jest na ogół funkcją Φ .



Rys. 7. Schemat blokowy układu do kontroli przesuwnika fazy z użyciem wzorcowego przesuwnika

Drugą metodę kontroli przesuwnika przedstawia schemat blokowy z rysunku 7. We wspólnym torze prowadzącym do jednego z wejść detektora fazy znajdują się tu przesuwnik badany oraz wzorcowy. Ponadto napięcie wejściowe jest doprowadzone bezpośrednio do drugiego wejścia detektora. Zdejmowanie charakterystyki $\varphi(\Phi)$ polega tu na tym, że dla każdego położenia przesuwnika badanego ustawia się w takim położeniu



Rys. 8. Schemat blokowy prostego układu do kontroli przesuwnika fazy

przesuwnik wzorcowy, aby przesunięcie fazy między napięciami dochodzącymi do obu wejść detektora miało stałą wartość. Odczyty przesunięcia φ odbywają się ze skali przesuwnika wzorcowego. Od wzorcowego przesuwnika fazy wymaga się w tej metodzie (podobnie jak poprzednio od fazomierza), aby był wyskalowany z dokładnością o kilka rzędów wielkości lepszą od spodziewanych maksymalnych błędów prze-

suwnika badanego. Na jego skalowanie nie powinny mieć również wpływu zmiany amplitudy napięcia wejściowego. Jeżeli dysponuje się odpowiedniej klasy fazomierzem laboratoryjnym, lub wzorcowym przesuwnikiem fazy, to obie powyższe metody są korzystne, dają bowiem w wyniku bezpośrednio poszukiwaną zależność $\varphi(\Phi)$. Badania przesuwnika fazy przeprowadzić można jednak również dysponując jedynie woltomierzem napięcia zmiennego. Od woltomierza tego wymaga się tylko aby częstotliwość znamionowa f_r , badanego przesuwnika, znajdowała się w zakresie jego pracy. Schemat blokowy układu pomiarowego podany jest na rysunku 8. Woltomierz załączony jest na wyjście badanego przesuwnika fazy i za jego pomocą zdejmuje się zależność $A(\Phi)$, amplitudy napięcia wyjściowego od kąta obrotu.

Jeżeli amplituda $A(\Phi) = \text{const}$, to faza napięcia wyjściowego $\varphi(\Phi) = \Phi$. Dla przesuwnika fazy z kondensatorem różnicowym widać to wyraźnie na podstawie wzorów (16), (22) i (23). Jeżeli natomiast w wyniku pomiaru otrzymuje się zależność $A(\Phi) \neq \text{const}$, to na ogół również możliwe jest wyznaczenie przebiegu $\varphi(\Phi)$. Dla każdej wartości Φ , napięcie wyjściowe z kondensatora $\tilde{U}_{wy}$ może być jak wiadomo przedstawione w postaci liczby zespolonej o module równym jego amplitudzie i argumentem równym jego kątowi fazowemu. Liczbie tej odpowiada geometrycznie punkt na płaszczyźnie. Przy zmianach kąta obrotu Φ od 0 do 2π , punkt ten opisuje pewną krzywą zamkniętą. Amplitudom napięcia wyjściowego odpowiadają tu odległości punktów tej krzywej od początku układu współrzędnych.

Jeżeli teraz dla krzywej opisywanej zależnością $A(\Phi)$ zdjętą doświadczalnie w układzie jak na schemacie rysunku 8 potrafimy napisać równania parametryczne:

$$\begin{aligned}x &= x(t), \\ y &= y(t),\end{aligned}\tag{37}$$

to przebieg $\varphi(\Phi)$ otrzymuje się z zależności

$$\varphi(\Phi) = \int_0^\Phi \frac{\sqrt{\left(\frac{dx}{dt}\right)^2 + \left(\frac{dy}{dt}\right)^2}}{A(t)} dt.\tag{38}$$

Zależność powyższa daje się łatwo wytłumaczyć. Licznik funkcji podcałkowej jest prędkością liniową obiegu punktu po krzywej opisanej równaniami (37). Dzielnik tę prędkość przez amplitudę $A(\Phi)$ otrzymuje się prędkość kątową obiegu. Ponieważ prędkość kątowa jest pochodną fazy $\varphi(\Phi)$, więc faza napięcia wyjściowego wyraża się wzorem (38).

Metoda trzecia kontroli przesuwników fazy, w układzie z woltomierzem lampowym wyróżnia się w stosunku do metod z fazomierzem lub wzorcowym przesuwnikiem swoją prostotą. Pozwala ona zawsze stwierdzić czy

faza napięcia wyjściowego z przesuwnika spełnia pożądaną zależność (9). Umożliwia również, co ma istotne znaczenie praktyczne, stwierdzenie czy maksymalne odchylenia fazy od przebiegu (9) $\Delta\varphi_{\max}$ mieszczą się w dopuszczalnych dla danego przesuwnika fazy granicach. Z tego względu właśnie ta metoda bywa na ogół stosowana do kontroli fazomierzy przez producentów dalmierzy elektromagnetycznych.

L I T E R A T U R A

- [1] *Acjukowskij W. A.*: Jemkostnyje differencjalnyje datcziki pieriemieszczenija. Moskwa 1960.
- [2] *Blackburn J. F.*: Components handbook MIT t. 17, New York 1949.
- [3] *Holejko K., Demczuk M.*: Telemetr RG-10 — nowy dalmierz mikrofalowy w wersji tranzystorowej. Przegląd Geodezyjny nr 2, 1968.
- [4] *Holejko K.*: Sposób pomiaru fazy w elektronicznych dalmierzach geodezyjnych. Patent Nr 58160 Urząd Patentowy PRL.
- [5] *Richter H., Wendt H.*: Elektro-optisches Streckenmeßgerät EOS des VEB Carl Zeiss JENA. Vermessungstechnik nr 4, 1965.
- [6] *Schöldström R.*: Das AGA-Geodimeter System Bergstrand. Geodätische Streckenmessung nr 28/I, München 1958.
- [7] *Stencki T.*: Badania laboratoryjne dalmierzy elektromagnetycznych. Prace Instytutu Geodezji i Kartografii t. XV, z. 3/36, 1968.
- [8] *Strasser G.*: Ein moderner Distanzmesser für kurze Strecken. Zeitschrift für Vermessungswesen nr 9, 1968.
- [9] *Strasser G.*: Der Infrarat — Distanzmesser Wild Distomat DI-10. Allgemeine Vermessungs — Nachrichten. nr 2, 1969.
- [10] *Tellurometer Ltd.*: The Tellurometer model MA 100 electro-optical distance measuring instrument. Allgemeine Vermessungs — Nachrichten nr 2, 1969.

Recenzował: Sam. Prac. Nauk.-Bad. Wojciech Krzemiński

Rękopis dostarczono Redakcji w listopadzie 1969 r.

АНАЛИЗ РАБОТЫ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ КОНДЕНСАТОРОМ

Резюме

Во вступительной части статьи представлена в сокращении эволюция, которой подверглись системы, служащие для измерения сдвига фазы применяемые в электромагнитных дальномерах от появления первых типов этих инструментов до настоящего времени. Сейчас конструируются главным образом фазометры с нулевым методом измерения. К этой группе относятся также фазометры с фазовращателем, построенными по принципу 4-секционного дифференциального конденсатора, применяемые в дальномерах польского производства.

Описывается принцип работы фазовращателя с дифференциальным конденсатором. Рассчитано, что если ёмкость 4 секций конденсатора изменяется при изменениях угла поворота его вокруг оси по формуле (1), а питающее напряжение определяется формулой (2), то фаза выходного напряжения пропорциональна углу поворота. Это представляется формулами (6) или (8). Действительное изменение ёмкости отдельных секций конденсатора представлено формулами (15). В результате фаза выходного напряжения из фазовращателя обременена циклическими ошибками, даже при полной амплитудной и фазовой симметрии питающего напряжения. Если же это симметрия отсутствует и питающее напряжение конденсатора описывается формулами (19) и (20), то фаза выходного напряжения выражается формулой (21). Коэффициенты, имеющиеся в этой формуле, находятся в зависимости (24).

Сообщается также простой метод эффективного вычисления амплитуд отдельных гармонических составляющих циклической ошибки. Для заданной амплитудной и фазовой симметрии питающего напряжения эти амплитуды получены по формуле (34).

Описываются основные методы контроля фазовращателя, причём специально обращают внимание на метод, основанный на измерении не фазы, а амплитуды выходного напряжения из фазовращателя.

Если изменения амплитуды этого напряжения в функции угла поворота можно записать уравнениями (37), то его фаза будет выражена формулой (38).

AN ANALYSIS OF THE OPERATION OF A PHASE SHIFTER WITH A DIFFERENTIAL CONDENSER

Summary

In his introduction the author describes briefly the evolution of the systems used for measuring phase shifting, i.e. systems mounted in electromagnetic distance meters, from the time when the first types of these instruments appeared, until today. In recent times it is mostly phasemeters with a zero method of measuring which are being built. To this group also belong phasemeters with phase shifters, built on the basis of a four-sector differential condenser which are used in the distance meters produced in Poland.

The author discusses the principle on which operates the phase shifter with a differential condenser. He points out that, when the capacitances of the four sectors of the condenser change upon changes in the angle of rotation of its axis in accordance with Equation (1), and when the supply voltage is defined by Equation (2), the phase of the output voltage is proportional to the angle of rotation. This is seen from Equations (6) or (8). The true course of the changes in capacitance in the separate sectors of the condenser is illustrated by Equations (15). In consequence the phase of output voltage from the shifter is encumbered by cyclic errors, even under conditions of a full symmetry of amplitudes and phases of the supply voltages. On the other hand, when said symmetry is lacking and the voltages supplying the condenser are defined by Equations (19) and (20), the phase of the output voltage is expressed by Equation (21). The coefficients of this Equation are expressed by the formulae given in (24).

The author also reports a simple method how to compute efficiently the amplitudes of particular harmonic components of the cyclic error. For a definite asymmetry in amplitude and phase of the supply voltages one obtains these amplitudes from Equation (34).

The author next dwells on basic methods how to control a phase shifter, calling particular attention to a method involving the measurement not of the phase but of the amplitude of the output voltage from the shifter.

If the amplitude changes of this voltage in the function of the angle of rotation can be expressed by Equations (37), its phase will be indicated by formula (38).