SPIS TREŚCI

- Q	÷	39	
0	v	۰.	

1.	Janusz Guzik, Brunon Szadkowski: Sonda do pomiaru grubości przepon azbestowych w elektrolizerach przemysłowych	7
2.	Krzysztof Tkocz, Wojciech Twardoń, Henryk Urzędniczok, Jan Zakrzewski: Kompensacja termiczna pomiarowego przetwor- nika pojemnościowo-częstotliwościowego	17
3.	Józef Parchański: Badanie możliwości zastosowania rezystan- cyjnej metody wykrywania pustek w kablobetonie	29
4.	Peter Kukuca: Pomiar mocy biernej niesinusoidalnych prze- biegów napięcia i prądu	41
5.	Aleksiej Iwanowicz Szalin: Metody podwyższania niezawodno- ści złożonych urządzeń automatyki zabezpieczeniowej ne technice cyfrowej	53
6.	Jerzy Jakubiec: O pewnej koncepcji definiowania błędu systematycznego procesu uzyskiwania obrazu użytecznej w miernictwie dynamicznym	67
7.	Tadeusz Skubis, Marian Kampik: Analiza wybranych struktur komparatorów do sprawdzania grupowych stalonów immitancji	75
8.	Maria Bojarska-Kowalik: Weryfikacja eksperymentalna warun- ku niezniekształcającego przenoszenia sygnału binarnego pseudoprzypadkowego i szumu białego dolnopasmowego przez przetworniki pomiarowe typu inercyjno-oscylacyjnego	85
9.	Jan Leks: Miernik zagęszczenia zawiesin wodnych	101
10.	Andrzej Lebiedzki: Układ do pomiaru tolerancji pojemności zwijek kondensatorowych w toku procesu technologicznego	111
11.	Bogusław Kasperczyk: Badanie wpływu wybranych parametrów procesu impregnacji zwijek kondensatorowej na powtarzalno- ść produkcji	119
12.	Henryk Urzędniczok: Dynamika przetworników pomiarowych z wyjściem częstotliwościowym zawierających generatory RC	127

СОДЕРЖАНИЕ

CTD.

		-
1.	Янут Гузик, Брунон Шадковски: Зонд для измерений тожщины азбестовых днафрагм в промышленных электролизёрах	7
2.	Кжыштоф Ткоч, Войцех Твардонь, Хэнрык Ужэндничок, Ян Закжевски: Термическая компенсация измерителоного ёмко- стно - частотного преобразователь	17
3.	Юзеф Парханьски: Исследование возможности применения ме- тода активного сопротивления для обнаружения пустоты в напряженном железобетоне	29
4.	Пэтэр Кукуча: Измерение реактивной мощности несинусонда- льного напряжения и тока	41
5.	Алексей Иванович Шалин: Методы повышения надёжности сло- жных устройств релейной защиты на олементах вычислитель- ной техники	53
6.	Еки Якубец: Определение систематической погревности при получении изображения пргодного в динамических изображе- ниях	67
7.	Тадэуш Скубис, Марян Кампик: Анализ некоторых структур компараторов для проверки групповых эталонов иммитанса	75
8.	Маря Боярска-Ковалик: Экспериментальная проверка условия неискаженного переноса псевдослучайного бинарного сигнала и белого шума нижней полосы через измерительные преобра-	
	зователя внерционно - осцилляторного типа	85
9.	Ян Лекс: Измеритель концентрации водных взвесий	101
0.	Анджей Лебецки: Система измерения допусков ёмкости конден- саторных секции во время технологического процесса	111
1.	Богуслав Каспэрчык: Исследование влияния выбранных пара- метров процесса импрегнации конденсаторной секции на пов- торяемость произволства	110
2.	YATAV YWATTERNARS ATTANTA BALANCE THE THE SECOND STREET	119
~ #	с частотным выходом содержащих ВС генераторы	127

CONTENTS

1.	Janusz Guzik, Brunch Szadkowski: A probe for asbestos diaphragm thickness measurement in industrial electro- lysers	7
2.	Krzysztof Tkocz, Wojciech Twardoń, Henryk Urzędniczok, Jan Zakrzewski: Temperature compensation of a capaciti- ve measuring transducer with frequency output	17
3.	Józef Parchański: The study of application possibility of the resistance metod of voids detection in post- tensioned prestressed concrete	29
4.	Peter Kukucu: Measurement of reactive power of nonsinu- soidal voltage and current	41
5.	Aleksiej Iwanowicz Szalin: Methods of increasing the reliability of complex devices of protection automa- tics based on digital-circuit engineering	53
6.	Jerzy Jakubiec: On a conception of defining systematic error of image obtainment process useful in dynamic measurements	67
7.	Tadeusz Skubis, Marian Kampik: The analysis of selected comparator circuits designed for checking group immi- ttance standards	75
8.	Maria Bojarska-Kowalik: Experimental varification of the condition ensuring the non-distorting transfer of binary pseudorandom singal and low-band white noise	85
	by osiliatory inertial measuring transducers	07
9.	Jan Leks: Water suspension densimeter	101
10.	Andrzej Lebiedzki: Capacity tolerance measurement system in capacitors in the course of manufacturing process	111
1.	Bogusław Kasperczyk: Examination of the influence of the capacitor wrapper impregnation process selected parame- ters on production repeatability	119
12.	Henryk Urzędniczok: Dynamics of frequency output measu- ring- transducers with RC-oscillators j	127

Page

Seria: ELEKTRYKA z. 114

Nr kol. 1031

Janusz GUZIK Brunon SZADKOWSKI Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej

SOHDA DO POMIARÓW GRUBOŚCI PRZEPON AZBESTOWYCH W ELEKTROLIZATORACH PRZEMYSŁOWYCH

<u>Streszczenie</u> W pracy przedstawiono konstrukcję przetwornika (sondy) do pomiaru grubości azbestowej warstwy osadzonej na metalowym podłożu, opartą na wiroprądowej zasadzie pomiaru. Uwzględniono specyficzne warunki pomiaru, w jakich metoda wiroprądowa nie była dotychczas stesowana. Dotyczy to głównie niejednorodności podłoża wykonanego jako metalowa siatka. Dla wykonanego modelu przetwornika zbadano wpływ rodzaju (Al, Fe) i parametrów siatki (oczko 2-4 mm) na zmiany impedancji cewki przetwornika. Wyniki obliczeń z odpowiednimi danymi doświadczalnymi. Przedstawiono wnioski praktyczne dotyczące warunków i zakresu stosowania opracowanej sondy. Wskazano zalecenia związane z wyborem najkorzystniejszego układu pomiarowego współpracującego z sondą.

1. Matep

Pomiary grubości przepon azbestowych w elektrolizerach przemysłowych służyć mogą zarówno do oceny stopnia zużycia przepon podczas eksploatacji, jak również do kontroli procesu technologiczengo nakładania warstw azbestu przy produkoji elektrod stosowanych w elektrolizerach.

Zastosowanie znanych przyrządów pomiarowych do wymienionych celów nie jest bezpośrednio możliwe. Znane rozwiązania odnoszą się do sytuycji, w której mierzona warstwa nieprzewodząca nałożona jest na jednorodnym, metalowym podłożu. W przypadku elektrolizerów - warstwa azbestu (przepona) nałożona jest na niejednorodne podłoże, jakim jest metalowa siatka.

Celem opracowania jest opis konstrukcji przetwornika (sondy pomiarowej) nadającego się do pomiarów grubości przepon azbestowych 1-5 mm na metalowej siatce, przy czym dodatkowym utrudnieniem jest ograniczony dostęp do badanego obiektu zainstalowanego w elektrolizerse. Sonda pomiarowa musi być wprowadzona do szczelin między siatkami elektrolizera pokrytymi azbestem (odstępy ok. 45 mm) na głębokości w graniczch 50 -800 mm.

Grubości nieprzewodzących warstw na podłożach metalowych można mierzyć różnymi metodami stosując przetworniki pojemnościowe lub indukcjne [3,5,6].

J. Queit

Użycie drugiej grupy przetworników pozwala uniknąć zakłócającego wpływu całego układu sprzężeń pojewnościowych pomiędzy poszczególnymi siatkami elektrolizera.

Możliwości zastosowania przetworników bazujących na wykorzystania zmian reluktancji obwodu magnetycznego w układzie rdzeń - przepona - siatka, jak wykazały badania wstępne, są również ograniczone. Wynika to głównie z powodu ich niedostatecznej czułości [5,6].

W dalszym ciągu podjęto próbę zastosowania przetworników działających na zasadzie prądów wirowych. Pomiar grubości odbywa się wówczas poprzez pomiar impedancji cewki przetwornika.

2. Podstawy teoretyczne

Zależność zmian impedancji cewki przetwornika wiroprądowego od jej odległości od podłoża metalowego jest złożona i wymaga kaźdorazowo podania szczegółowych założeń dotyczących warunków pomiaru. W literaturze [1,2,4,7,8,9,10] podane zależności obowiązują dla podłoża przewodzącego, którym jest izotropowa elektrycznie i magnetycznie płyta. Wówczas bezwzględne przyrosty części rzeczywistej ΔR i urojonej ΔX impedancji cewki przetwornika $\Delta Z = \Delta R + j \Delta X$ wyrażają się zależnościami [4]:

$$\Delta R (d) = \frac{\mu_0 \mu_{WT} + \omega z^2}{d \sqrt{2\omega \mu_0 \mu_{WD} r^2}}$$

 $\Delta \mathbf{X} (\mathbf{d}) = \frac{\mu_0 \mu_{wr} \mathbf{r} \omega \mathbf{z}^2}{\mathbf{d} 2 \mu_0 \mu_{wp} \omega \tau} - \mu_0 \mu_{wr} \omega \mathbf{r} \mathbf{z}^2 (\ln \frac{4 \mathbf{r}}{\mathbf{d}} - 2)$

gdzie: z - liczba zwojów cewki przetwornika ,

r - promień cewki przetwornika,

d - odległość cewka-płyta (grubość przepony),

µ - przenikalność magnetyczna próżni,

Hur - przenikalnośćnagnetyczna rdzenia cewki przetwornika,

Hwp - przenikalność magnetyczna płyty,

7 - konduktywność płyty,

ω - pulsacja prądu zasilającego cewkę przetwornika,

przy czym reaktancja X cewki przetwornika umieszczonej w dużej odległości (d = ∞) od metalowego podłoża (płyty) opisana jest równaniam:

$$x = \mu_0 \mu_{wr} r \omega s^2 \left[\left(\ln \frac{\delta r}{r_{\phi}} \right) - 2 \right]$$

(1)

(2)

Sonda do pomiarów

gdzie: r_φ - promień przekroju drutu użytego do nawinięcia cewki. Dobierając wartość pulsacji ω, odpowiednie zmiany impedancji ΔZ cewki przetwornika mogą być praktycznie tylko zmianami składowej urojonej ΔZ. W tym celu wystarczy spełnić warunek: ΔR (d₀) << X, z którego wyznaczamy wymaganą wartość pulsacji:

$$\omega >> \frac{1}{2 d_0^2 \mu_0 \mu_{wp} r [\ln (8 r/r_p) - 2]^2}$$
(3)

gdzie: d_o- minimalna odległość cewka - płyta (uwarunkowana konstrukcją przetworbika).

Przyjmując następnie, że reaktancja cewki umieszczonej bezpośrednio na płycie jest równa X + \triangle X (d_o), można charakterystykę przetwarzania przetwornika F (d) zapisać w postaci unormowanej zależności:

$$\Delta X (d + d_0) - \Delta X (d_0)$$

$$R(d) = \frac{1 + \Delta X (d_0)}{1 + \Delta X (d_0)}$$

$$=\frac{(d + d_0)^{-1} - (d_0)^{-1} + \sqrt{2\omega\mu_0\mu_{WP}}r \ln(\frac{d + d_0}{do})}{(d_0)^{-1} + 2\omega\mu_0\mu_{WP}}r \ln(2 d_0/r_{\phi})$$
(4)

Zależności (1) i (4) są wprawdzie słuszne tylko dla przypadku, gdy podłoże stanowi metalowa płyta, jednak mogą być podstawą do dalszej analizy uwzględniającej niejednorodności podłoża typu siatka. Odpowiednią analizę można sprowadzić do analizy oddziaływania podłoża złożonego z i-tych elementów stanowiących powtarzalny fragment siatki (rys.1). Fragment taki przedstawiono na rys.2, gdzie przez S oznaczono jego powiechnię całkowitą, a przez S₀ - powierzchnię oczka siatki. Przy pomijalnie małej głębokości wnikania prądów wirowych do podłoża (np. przy 1000 Hz około 0,1 mm) można przyjąć, że rozpatrywane podłoże jest tworem płaskim. Całkowity przyrost reaktancji cewki przetwornika ΔI (d) jest sumą przyrostów reaktancji ΔI_{i} (d) spowodowanych oddziaływaniem i-tych elementów podłoża.

Oddziaływanie podłoża w przypadku "siatki" jest słabsze niż w przypadku "płyty". W rozpatrywanym i-tym elemencie podłoża (rys.2) - osłabienie oddziaływania jest proporcjonalne do stosunku powierzchni (S - S_o)/S.



Rys.1. Przetwornik wiroprądowy sprzężony z podłożem typu siatka Pig.1. Eddy-current traneducer coupled with netlike base

Elementarna zmiana składowej urojonej $\Delta X_i(d)$ spowodowana niejednorodnością podłoża jest wtedy równa (por.równ. (1)):

$$\Delta \mathbf{I}_{1}(\mathbf{d}) = \frac{\mathbf{S} - \mathbf{S}_{\mathbf{c}}}{\mathbf{S}} \cdot \frac{\mu_{\mathbf{c}} \ \mu_{\mathbf{mr}} \omega \mathbf{r} \cdot \mathbf{z}^{2}}{\mathbf{d} \cdot 2\omega \mu_{\mathbf{c}} \ \mu_{\mathbf{mp}} \mathbf{f}} - \mu_{\mathbf{c}} \mu_{\mathbf{mr}} \mathbf{r} \omega \mathbf{z}^{2} \left[\ln \left(4 \ \mathbf{r}/\mathbf{d} \right) - 2 \right]$$
(5)

przy czym współczynnik proporcjonalnością $(S - S_0)/S$ dotyczy tylko pierwszego członu zależności (1), gdyż drugi człon nie zależy od parametrów podłoża (μ_{wp}). Stąd unormowana charakterystyka przetwarzania F(d) uwzględniająca niejednorodność podłoża jest określona zależnością:

$$\mathbb{P}(d) = \frac{\sum_{i=1}^{N} \left[\Delta \mathbf{I}_{i} \left(d + d_{o} \right) - \Delta \mathbf{I}_{i} \left(d_{o} \right) \right]}{\mathbf{I} + \sum_{i=1}^{N} \Delta \mathbf{I}_{i} \left(d_{o} \right)} = \frac{\Delta \mathbf{I}_{i} \left(d + d_{o} \right) - \Delta \mathbf{I}_{i} \left(d_{o} \right)}{\mathbf{I} / \mathbf{H} + \Delta \mathbf{I}_{i} \left(d_{o} \right)}$$

$$=\frac{\left[\left(8-8_{o}\right)/8\right]\cdot\left[\left(d+d_{o}\right)^{-1}-\left(d_{o}\right)^{-1}\right]+\sqrt{2\omega\mu_{0}\mu_{WD}}\frac{1}{2}\ln\left[\left(d+d_{o}\right)/d_{o}\right]}{\left[\left(8-8_{o}\right)/8\right]\left(d_{o}\right)^{-1}+\sqrt{2\omega\mu_{0}\mu_{WD}}\left[\ln\left[\left(d_{o}/4r\right)\left(8r/r_{\phi}\right)\right]^{-\frac{1}{2}}+2-\frac{2}{2}\right]}$$

gdzie I oznacza liczbę i-tych elementów podłoża umieszczonych pod sewką przetwormika.



Rys.2.I-ty element podłoża użyty do obliczeń Fig.2.I-base element used for calculation

3. Konstrukcja sondy pomiarowej

W badaniach wykorzystano cewkę przetwornika wiroprądowego o następujących danych: ilość zwojów z = 44 x DNE 0,3 mm, rdzeń 040 typu F1101 (POLFER). Cewka powinna być dociskana do podłoża ze stałą siłą 10 E (rys.3).



Rys.3. Konstrukcja cewki przetwornika wiroprądowego Mg.3. Design of eddy-current transducer coil

Ze względu na budowę elektrolozera i ograniczone możliwości dostępu do jego poszczególnych elektrod, konstrukcja mechaniczna sondy pomiarowej musi uwzględniać możliwość dokonywania pomiaru grubości przepony w wąskiej i głębokiej szczelinie, jaką jest kieszeń elektrolizera, w ściśle określonych punktach i na zadanej głębokeści.

Zauważamy, że dla S->0 (brak niejednorodności)

oraz N→1 zależność (6) redukuje się do postaci

Analizę wpływu podłoża

typu siatka określoną zależnością (6) poddano weryfikacji doświadczalnej w dalszej części

(4).

pracy.

Mechaniczną konstrukcję sondy pomiarowej przedstwiono na rys.4. Przetwornik wiroprądowy 1 uzieszczony jest w dolnej części rury nośnej 7, stanowiącej jednocześnie uchwyt dla osoby przeprowadzającej pomiar.



Rys.4. Mechaniczna konstrukcja sondy pomiarowej do pomiaru grubości przepon w elektrolizerach (1-przetwornik wiroprądowy 2-płytka dociskująca, 3-cięgna, 4-sprężyna, 5-pręt, 6-uchwyty, 7-rura nośna, 6-głowica ochraniająca

Fig.4. Mechanical desing of measuring probe for diaphragm thickness measurement in electrolysers (1eddy-current transducer, 2-pressure plate, 3-strings, 4-spring, 5-bar, 6-hand grips, 7-connecting pipe, 8protector head) Dociśnięcie przetwornika wiroprądowego 1 i płytki 2 do przepony (w chwili pomiaru) realizowane jest za pomocą sprężyny 4 i sztywnych cięgien 3. Zwolnienie docisku nastęstępuje w wyniku przesunięcia uchwytów 6 ku górze, przez co następuje ściśnięcie sprężyny 4. Zwolnienie docisku umożliwia manewr sondą pomiarową w kieszeni elektrolizera.

4. Wyniki badań

W badaniach cewkę przetwornika wiroprądowego(podanego na rys.3) umieszczano na siatkach wykonanych z drutu (Fe, Al) o grubości b= 2 mm, o kwadratowych oczkach o wymiarach od 2 x 2 do 4 x 4 mm.

Grubość przepony symulowano za pomocą nieprzewodzących folii wzorcowych 0,33 mm w zakresie grubości d = 0 - 3 mm. Zmiany impedancji wyznaczono posługując się mostkiem RLC typu E - 314 przy częstotliwości 1000 Hz.

Celem dokonania doświadczalnej weryfikacji wyprowadzonych zależności przedstawiono charakterystyki zmian impedancji w postaci unormowanej. |P(d)| względem wartości impedancji cewki przetwornika dla d=0 (brak przepony).

Wyniki badań przedstawiono na rys. 5 i 6. Linią przerywaną zaznaczono charakterystyki obliczone na podstawie zależności (6), nastomiast linią ciągłą przedtswiono charakterystyki doświadczalne.



Rys.5.Unormowane charakterystyki przetwarzania przetwornika wiroprądowego dla podłoża z siatki Fe (linią przerywaną oznaczono charakterystyki obliczone z równania (6); a i b - wymiary siatki

Fig.5. Plot of the normalised conversion characteristics of eddy-current transducer for Fe-type netlike base (the broken line denotes characteristics calculated from eqn.(6)); a and b-dimensions of the net

Dla danych $f_{A1}=38,2 \times 10^{6}$ S/m, $f_{Fe}=10,3 \times 10^{6}$ S/m, $d_{o}=1$ nm, $r_{\phi}=0,15$ nm, $\mu_{wp}=250$ (dla Fe), $\mu_{wp}=1$ (dla Al) sprawdzono warunki doboru pulsacji (równ.(3)): $\omega/2\pi \gg 128$ Hz (dla Al) i $\omega/2\pi \gg 477$ Hz (dla Fe). Przy częstotliwości pomiarowej 1000 Hz oba warunki zostały spełnione. Również obliczono głębokości wnikania prądów wirowych dla Fe i Al, które są odpowiednio równe 0,15 i 0,19 mm [3].

5. Wnioski i uwagi końcowe

Porównując podane na rys. 5 i 6 charakterystyki doświadczalne z charakterystykami otrzymanymi z obliczeń można stwierdzić, że są one zbieżne pod względem jakościowym, natomiast pod względem ilościowym - występują pewne różnice. Frzyczyną tych różnic są głównie niezgodności pomiędzy danymi przyjętymi do obliczeń a ich wartościami rzeczywistymi, wynikające m.in. z niespełnienia założeń izotropowości materiałów podłoża.

Otrzymane wyniki wskazują, że czułość rzeczywistego przetwornika jest na ogóż mniejsza niż czułość przewidywana z obliczeń. Można to uwsględnić przy projektowaniu przetwornika lub przewidzieć odpowiednie obwody wzmaoniające. W realizaccjach praktycznych - należy również przewidzieć obwody linearyzujące [2,6].

J. Guzik



Rys.6 Unormowane charakterystyki przetwarzania przetwornika wiroprądowego dla podłoża z siatki Al (linią przerywaną oznaczono charakterystyki obliczone z równania (6)); a i b - wymiary siatki

Fig.6 Plot of the normalized conversion characteristics of eddy-current transducer for Al-type netlike base (the broken line dentes characteristics calculated from eqn.(6)); and b - dimensions of the net

Zakres zmian składowej urojonej impedancji cewki przetwornika wiroprądowego w funkcji odległości od podłoża typu siatka ulega zmniejszeniu w miarę wzrostu siatki (parametr a - por. rys.5 i 6) niezależnie od rodzaju materiału (Fa. Al), z którego wykonana jest siatka.

Wzrost częstotliwości pomiarowej umożliwia uniczależnienie się od niejednorodności podłoża, gdyż pomiar obejmuje wówczas tylko warstwę przypowierzchniową. Z tego też względu, jak również na możliwość zwiększenia czułości przetwarzanie należy stosować częstotliwość pomiarową większą niż 1000 Hz. Celem uniczależnienia wskazań układu pomiarowego od typu podłoża (paramagnetyk/ferromagnetyk) sprężonego z cewką przetwornika należy stosować układy detekcji fazoczułej. Spośróć wielu możliwych do zastosowania metod pomiarowych [2,6] najkorzystniejsze są metody oparte na przetwarzaniu $\Delta X(d)/f$, umożliwijące realizację odczytu cyfrowego, a także współpracę z systemem mikroprocesorowym.

Opisana sonda (wraz z obwodami przetwarzania sygnału wyjściowego) została zastosowana do kontroli elektrolizerów w Zakładach Chemicznych "ZAMECH" w Bydgoszczy.

14

Sonda do pomiarów

TTERATURA

- [1] Adamiak K.: Prądy wirowe w cienkich powłokach przewodzących. Rozprawy Elektrotechniczne 1979, t.25, z.2, s. 339-347.
- [2] Diakin W.W, Sandowskij W.A.: Tieorija i rasczot nakładnych wichretokowych preobrazowatielej, Izd. "Nauka", Mosk. 1981.
- [3] Domanus J., Podoski R. (red): Poradnik inżyniera elektryka, Warszawa 1954 t.4.
- [4] Grabowieckij I.I.: Biezkontaktnyj mietod izmierienija udielnogo soprotiwlienija i gieomietriczeskich rozmierow pri pomoszczi wichrewych tokow, Automatika i Tielemechanika, 1959, nr 7, s. 946-954.
- Heptner H., Stroppe H.: Magnetyczne i indykcyjne badania metali, Wyd. "Sląsk", Katowice 1972.
- Hofmann D.: Handbuch Messtechnik und Qualitatssicherung. VEB Verlag Technik, Berlin 1979.
- [7] Klujew W.W.: Izmierienije tołszciny stalnych listow mietodom wichrewych tokow, Izmieritielnaja Tiechnika, 1970, nr 11, s.33-35.
- [8] Lurie C.I.: Rasczot wichrewych tokow w tonkoj płastinke dla opredielenija dobawocznych potier w transformatorach i reaktorach, Elektriczestwo, 1968, nr 6, s. 80-82.
- [9] Romanowski K., Poltz J., Tarasiewicz E.: Metoda analizy pradów wirowych w ekranach o dowolnych kształtach, Materiały VI SPETO, Gliwice-Ustroń, 13-16 kwietnia 1983, s. 350-361.
- [10] Wąsowicz S.: Cewka z walcem przewodzącym w szczelinie obwodu magnetycznego, Materiały VI SPETO, Gliwice-Ustroń, 13-16 kwietnia 1983, s. 297-312.

Recenzent: doc. dr hab.inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynężo do Redakcji 28 grudnia 1988 r.

ЗОНД ДЛЯ И ЭМЕРЕНИЙ ТОЛЩИНЫ А ЗБЕСТОВЫХ ДИАФРАГМ В ПРОМЫШЕННЫХ ЭЛЕКТРОЛИЗЕРАХ

Резрие

В работе представлена конструкция преобразователя (зонда) для измерения толдины азбестовой диафратмы осажденной на металлической основе, использующего викретоковый метод измерений. Учтены специфические условия измерений, в которых вихретоковый метод не был ещё использован. Главным образом ето касается неоднородности основания изготовленного в виде металлической сетки. Для построенной модели преобразователя изучено влияние (A1, Fe) и параметров сетки (ячейка 2-4 мм) на изменение импеданса катушки преобразователя. Результаты расчётов сопоставлено с соответствующеми экспериментальными данными. Представлены практические выводы, касающеся условий в диапазона применений разработанного зонда. Указаны рекомендации относетельно подбора оптимальной измерительной системы, взаимодействующей с зондом. A PROBE FOR ASBESTOS DIAPHRAGM THICKNESS MEASUREMENT IN INDUSTRIAL ELECTROLYSERS

Summary

In the paper the desing of a converter (probe) for asbestos diaphragm thickness measurement fixed at metallic base, founded on eddy-current measurement principle, is described.

The specific character of the measurement conditions in which the eddy-current measurement method had not benn applied yet has been taken into account.

It mainly refers to heterogeneity of the base made as a metal net.

For the executed transducer model the influence of the type (Al,Fe) and parameters of the net (mesh of 2-4 mm) on the impedence changes of the transducer coil has been examined.

The calculation results have been compared with relevant experimental data.

Some practical conclusions relating to the conditions and field of application of the described probe have been presented.

Recommendations connected with selection of the most advantageous measuring circuit to co-operate with the probe have been indicated. Seria: ELEKTRYKA z.114

Krzysztof TKOCZ Wojciech TWARDON Henryk URZEDNICZOK Jan ZAKRZEWSKI

Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Sląskiej

KOMPENSACJA TERMICZNA POMIAROWEGO PRZETWORNIKA POJEMNOSCIOWO-CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO

> <u>Streszczenie</u>. W pracy przedstawiono zagadnienie wpływu temperatury na okres generowanego przebiegu przetwornika pomiarowego o wyjściu częstotliwościowym. Rozważany jest przetwornik oparty na układzie czasowym typu 555, w którym wielkość mierzona powoduje zmianę pojemności, a ta z kolei zmianę generowanego okresu. Stwierdzono, iż w takim układzie pomiarowym wpływ temperatury jest większy od katalogowego i dla dokładności przetwornika większych od 0,5% musi być kompensowany. Stwierdzono ponadto, iż współczynnik temperatury układu jest zależny od częstotliwości wyjściowej. Zaproponowano układ kompensacji wykorzystujący wejście modulujące układu czasowego typu 555. Na wejście to poddawane jest napięcie uzależnione od temperatury oraz iloczynu temperatury i generowanego okresu. Pozwala to na kompensację obu składowych błędu temperaturowego zależnej i niezależnej od okresu. Przedstawiono dwa układy realizujące kompensację i podano wyniki kompensacji dowodzące, iż osiągnięte około 10-krotne zmniejszenie błędu temperaturowego.

1. Weter

Z uwagi na zalety sygnałów częstotliwościowych, zwłaszcza związane z ich niewrażliwością na zakłócenia, celowe jest opracowywanie i rozwijanie grupy przetworników pomiarowych różnych wielkości o wyjściu częstotliwościowym. Jedną z możliwości realizacji tego typu przetworników jest połączenie przetwornika parametrycznego pojemnościowego z układem przetwarzania pojemności na okres generowanego przebiegu. Zagadnienie liniowości charakterystyki pojemność-okres generowanego przebiegu byłc tematem pracy [1], a liniowość przetwornika przemieszczenie-pojemność analizowano w pracy [2]. W niniejszym artykule zostaną rozważone właściwości termiczne przetwornika zbudowanego na podstawie układu czasowego typu 555 [3]. Rozważania zostaną ograniczone do obszaru generacji przebiegów prostokątnych o małych okresach, rzędu kilkudziesięciu mikrosekund z uwagi na możliwość uzyskania w przetworniku parametrycznym zazwyczaj małych zmian pojemności, rzędu co najwyżej kilkudziesięciu pikofaradów i powiązanie tych dwu wielkości równaniem przetwarzania o postaci

Nr kol. 1031

(1)

$T = (R_2 + 2 R_3) C \ln 2$

gdzie R₂ i R₃ oznaczają odpowiednie rezystancje zewnętrzne o wartościach do ok. 1 MΩ, a C jest zmienną pojemnością przetwornika (rys.1).



Rys.1 Schemat układu generatora opartego na układzie czasowym typu 555 Fig.1 Circuit of the oscillator with 555 ti-

Ucc 2. Zależność okresu generatora od temperatury

> W katalogach podawana jest wartość zmian okresu T od temperatury na poziomie 150 ppm/1K. Badania przeprowadzone na serii 6 układów bipolarnych ULY 7855 produkcji CEMI i 5 układach CMOS ICE 7555 produkcji Intersil w zakresie częstotliwości od 5 do 100 kHz nie potwierdziły danych katalogowych. Wartości współczynników temperaturowych zawierały się w granicach + 0,3 do - 0,6%/10 K

(+300 do - 600 ppm/K). Stwierdzono, że układy bipolarne tej samej serii produkcyjnej mają bardzo zbliżone do siebie współczynniki termiczne, lecz o zmiennej wartości w funkcji generowanego okresu. Zmienność ta jest przykładowo przedstawiona na rys.2 (linia 1). Zmienność współczynników termicznych układów CMOS jest mniejsza, a wartości współczynników są przesunięte w kierunku wartości dodatnich (linia 2). Również podwyższenie napięcia zasilania powoduje zmianę współczynników w kierunku wartości dodatnich.

Wyniki badań wskazują, że niezbędna jest kompensacja wpływu temperatury na okres przebiegu generowanego układem czasowym we wszystkich przypadkach, gdy niedokładność przetwornika ma być mniejsza od kilku dziesiątych części procenta. Wobec zależności współczynnika termicznego od okresu, a tym samym od wartości wielkości mierzonej, kompensacja ta jest utrudniona i wymaga specjalnych układów kompensacyjnych lub specjalnej procedury w przypadku stosowania programowanych systemów pomiarowych.

W niniejszym artykule zostanie przedstawiony układowy sposób kompensacji. W przypadku połączenia przetwornika c/f z przetwornikiem wielkości mierzonej, np. przemieszczenia mechanicznego na pojemność, kompensacja powinna obejnować oba przetworniki łącznie.



 Rys.2 Współczynniki termiczne generatorów 1 i 2 i przetworników pomiarowych (3) bez kompensacji i s kompensacją (4, 5, 6).
 Fig.2 Temperature coefficients of oscillators 1 and 2 and measuring transducers (3) without and with (4, 5, 6) compensation.

. Kompensacja wpływu temperatury

3.1. Metoda kompensacji

Zasada działania układu czasowego ULY 7855, którego schemat strukturalny przdstawiono na rys.3, polega na porównaniu napięcia na kondensatorze z napięciem odniesienia otrzymanym z odpowiedniego podzielenia napięcia zasilania, i w zależności od wyniku porównania, kształtowaniu wartości napięcia wyjściowego (stan wysoki lub niski). Wyprowadzenie nr 5, nazywane wejściem modulującym, umożliwia zmianę napięć odniesienia przy nie zmienionym napięciu zasilania poprzez zmianę, za pomocą elementów zewnętrznych, rospływu prądów w dzielniku odniesienia. Wpływa to na wydłużenie lub skrócenie, zależnie od kierunku zmian wartości napięcia adniesienia, czasu żadowania i rosładowania kondensatora, a co za tym idzie, na wartość okresu przebiegu generowanego przez układ.





Na rys.4 przedstawiono zależność wartości okresu od wartości napięcia na wejściu modulującym, przy znamionowym okresie 38 μ s generowanym przy napięciu U_{mo} = 2 U_{cc}/3, otrzymaną dla jednego z układów ULY 7855.

Kożna założyć, że w okolicy okresu znamionowego charakterystyka jest liniowa, co pozwala na skonstruowanie układu kompensacji wytwarzającego napięcie U_m wprost proporcjonalne do wymaganych zmian okresu generowanego przebiegu i podawane na wejście modulujące.

Z przebiegu zależności współczynnika temperaturowego układu od okresu (rys.2) wynika, że termiczne zmiany wartości generowanego okresu zależą nie tylko od zmian temperatury, ale także od wartości okresu.



Rys.4 Zależność ekresu od napięcia modulującego doprowadzonego do wyprowadzenia 5 przy napięciu zasilania równym 5 V. 1. wyniki badań. 2. wartości obliczone

Fig.4 Dependence of the period on the control voltage supplied to the lead No 5 under supply voltage of 5V. 1. Test results. 2. Calculated values

Napięcie modulujące należy więc uzależnić od temperatury i okresu w sposób następujący:

gdzie: AT = T - Todn'

△V =Vot-Vodn'

Von - temperatura odniesienia ,

Vet - temperatura otoczenia ,

- T_{odn} okres odniesienia, przy którym układ ma serową wartość współosynnika temperaturowego,
 - T wartość okresu generewanego przez układ

(2)

Wymaga to zastosowania układu mnożącego jako elementu określającego wartość napięcia modulującego oraz przetwornika temperatury na napięcie V/U.



Rys.5 Schemat układu kompensacji z różnicowym układem mnożącym Fig.5 Compensation circuit with differential multiplier

Ponieważ baza jednego z tych tranzystorów jest podłączona do masy poprzez rezystor, napięcie występujące na drugiej bazie powoduje zmianę rozpływu prądu w gałęziach wzmacniacza i pojawienie się napięcia różnicowego między kolektorami tych tranzystorów. Zmiany prądu w jednej z gałęzi wzmacniacza wywołane przyrostem $\triangle U_{HWC}$ wynoszą:

 $\Delta I_1 = \Delta U_{RR} I / 4 U_{T}$

$$\mathbf{U}_{\mathbf{T}} = \mathbf{K} \, \mathbf{T}_{\mathbf{A}} / \mathbf{q}$$

(3)

(4)

gdzie: K - stała Boltzmana,

T. - temperatura absolutna,

q - ladunek elektromu.

I - sumaryczny prąd płynący przez tranzystory,

a ponieważ przyrosty prądów I₁ i I₂ mają przeciwne znaki i równe moduły:

 $\Delta U_{C} = 2 R_{C} \Delta I_{1} = \Delta U_{RR} I R_{C} / 2 U_{T} = k_{1} \Delta U_{RR} I = k_{2} U_{1} U_{2},$

Zbudowano i przebadano dwa układy realizujące kompensację. Pierwszy z nich (rys.5) posiada układ mnożący zbudowany na wzmacniaczu różnicowym składającym się z tranzystorów T. i T₂, zasilanym prądem ze źródła pradowego opartego na tranzystorze T3. Wszystkie trzy tranzystory znajdują się w jednej strukturze układu scalonego UL 1111, co zapewnia dobre sprzężenie cieplne między nimi. minimalizujące róźnice zmian parametrów wynikające z tego powodu. Wzmacniacs zasilany jest poprzez potencjometr P umożliwiający precyzyjną symetryzację obu gałęzi. Napięcie wyjściowe takiego wzmacniacza zależy od różnicy napieć na bazach tranzystorów T, i T2.

Prąd I śródła prądowego zależy od napięcia polaryzującego bazę tranzystora T, a zatem różnicowe napięcie wyjściewe układu mnożącego jest proporcjonalne do iloczymu napięć U₁ i U₂. Napięcie U₁ otrzymywane jest z dzielnika napięć zawierającego termistor umieszczony w obudowie przetwornika pojemność-częstotliwość w pobliżu układu scalonego 7855. Za pomocą potencjometru P₂ napięcie na dzielniku ustawia się tak, aby w temperaturze znamionowej, np. 20°C, napięcie U₁ było zerowe. Napięcie U₂ otrzymywane jest z przetwornika okresu na napięcie. Iloczyn U₁ U₂ jest zatem proporcjonalny do iloczymu ΔTΔ3 zgodnie z wymaganiem (2).

Drugi ze zbudowanych i przebadanych układów realizujących kompensację termiczną przedstawiono na rys. 6. Składa się on z układu mnożącego (układ scalony US1) oraz układu sumatora (układ scalony US2). Układ mnożący zbudowany jest zintegratora, którego kondensator jest cyklicznie zwierany w takt sygnału wyjściowego kompensowanego układu. Na wejście integratora podawane jest napięcie stałe U₁ proporcjonalne do temperatury (układ dzielnika napięcia z termistorem w jednym z ramion). Napięcie wyjściowe z integratora w przedziale czasu otwarcie tranzystora kluczującego od 0 do T₁ wyraża się zależnością

$$v_3 = v_1 \frac{v}{RC}$$
 (5)

a w przedziałe czasu od T₁ do T jest zerowe. Napięcie to jest następnie uśredniane w prostym układzie składającym się z rezystora R₁ i kondensatora C₁. Napięcie na kondensatorze wynosi:

$$U_{4} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} U_{3} dt = \frac{T_{1}}{T} \cdot \frac{1}{RC} U_{1} \cdot \frac{T_{1}}{2}$$
(6)

Z uwagi na stałość współczynnika wypełnienia generowanego przebiegu napięcie to można przedstawić jako

$$\mathbf{U}_{4} = \mathbf{k} \, \mathbf{U}_{1} \, \mathbf{T} \tag{7}$$

Układ US2 wraz z elementami biernymi spełnia rolę sumatora umożliwijącego uzyskanie napięcia modulującego

 $\mathbf{U}_{5} = \mathbf{k}_{2} \Delta \mathbf{V} \mathbf{T} + \mathbf{k}_{3} \Delta \mathbf{V} \tag{8}$

zezwalającego na kompensację zarówno składowej zależnej od iloczynu okresu i temperatury, jak i składowej niesależnej od okresu.





4. Badania układów kompensacji

Badaniom poddano oba przedstawione w punkcie 3.3 układy kompensacji. W trakcie badań wstępnych sprawdzono działanie układów kompensacji przy współpracy z generatorem ULY 7855, ale bez przetwornika x/C. Zamiast niego użyto kondensatory mikowe o różnych wartościach, mające pomijalnie mały współczynnik temparaturowy. Wyniki badań układu kompensacji przdstawionego na rys. 5 zamieszczono w tabeli 1 oraz przedstawiono na rys. 2 (krzywa 4).

Tabela 1

T ODN	Т	ODN	Vŝ	∆T /10 K
με	عىم	°C	Do	µs/10 K
21,52	21,54	22,5	44,5	+ 0,009
35,91	35,91	20,0	44,5	0
47,68	47,66	21,5	44,5	- 0,009
59,97	59,5	21,5	44,5	+ 0,004

Wyniki badań układu kompensacyjnego wg rys.5

Otrzymane wyniki wskazują, że blędy temperaturowe są mniejsze od błędów nieliniowości układu kompensacyjnego. Powodem nieliniowości jest charakterystyka statyczna termistora oraz układu mnożącego. Przyczyną błędów nieliniowości układu mnożącego jest to, że napięcie otrzynywane z przetwornika T/U2 dla T około 30 µs powoduje obniżenie potencajłów tranzystorów T, i To w niewielkim stopniu, co jest przyczyną szybkiego nasycenia się jednego z tranzystorów przy wzroście temperatury. Opisany efekt można by zlikwidować zwiększając czułość toru T/U2, co jest jednak ograniczone dopuszczalną wartością napiecia na wyjściu integratora znajdującego się w tym torze. Kompensacja wpływu temperatury na cały przetwornik, a nie tylko na układ generatora, wymaga uwzględnienia termicznego współczynnika zmian pojemności przetwornika x/C. Przykładowe sumaryczne zmiany współczynnika przedstawione na rys. 2 jako krzywa 3. Omawiany układ kompensacji trudno jest przystosować do takiego zakresu zmian współczynnika termicznego z uwagi na omówione zjawisko nasycania się układu mnożącego przy dużej wartości okresu T_{odn} odpowiadającej zerowemu współczynnikowi termicznemu (ok. 70 معر dla krzywej 3). Ominięcie tej trudności wymagałoby dalszej rozbudowy układu kompensacji. Działanie takie uznano za niecelowe wobec możliwości osiągnięcia tych samych celów za pomoca prostazego układu kompensacji przedstawionego na rys.6.

Osiągnięte za pomocą tego układu wartości współczynników termicznych dla dwu egzemplarzy przetworników przedstawiono na rys.2 liniami przerywanymi Dla każdego przetwornika konieczne było odrębne nastawienie parametrów układu kompensacyjnego. Błędy temperaturowe po kompensacji zawierały się w granicach 0,02 do 0,05%/10 K, co stanowi ok. 10-krotne zmniejszenie błędu w stosunku do stanu bez kompensacji. Dalsze zmniejszenie błędów temperaturowych omawianymi układami nie wydaje się celowe z uwagi na nieliniowość układu kompensacji, niestabilność elementów i konieczność skomplikowanego i źmudnego, indywidualnego nastawiania wartości czułości poszczególnych .jego członów. Z powyższych powodów możliwość programowej kompensacji termicznej występująca w układach pomiarowych zawierających mikroprocesory lub komputery jednopłytkowe wydaje się być bardziej owocna. Przystąpiono do pracy nad taką metodą kompensacji.

LITERATURA

- [1] Urzędniczok H.: Wpływ pojemności rozproszenia na charakterystykę stateczną przetwornika C/T. Materiały XX Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów. Szczecin 1988.
- [2] Zakrzewski J.: Dokładny pojemnościowy przetwornik przemieszczenia. Materiały konferencji "Kierunki Rozwoju Metrologii Elektrycznej". Warszawa 1987. Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej.
- [3] Katalog firmy INTERSIL: Analog Products catalog. Vol.I
- 4 Zgloszenie patentowe P-272432.

Recenzent: doc.dr inž. Zbigniew Kędryna

Wpłynężo do Redakcji dnia 12 grudnia 1988r.

ТЕРЛИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ЕМКОСТНО-ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Резюме

В статье представлена проблема влияния температуры на период генерируемого сигнала измерительного преобразователя с частотным выходом. Рассмотрен преобразователь с времязадающей скемой типа 555, в котором измеряемая величина влияет на ёмкость преобразователя, а та в свою очередь измениет период генерируемого периода. Установлено, что в такой измерительной скеме термически: козфициент больше каталогового и для точности преобразо вателя высней чем 0,5 % его влаяние должно быть компенсировано. Установлено также, что термический коэфициент зависит от частоты выходного сигнала. Предложена схема компенсации, использующая модулирующий вход микросхемы типа 555. На этот вход подаётся напряжение зависимое от температуры и произведения температуры и генерированного периода. Таким образом возможна компенсация двух составляющих температурной погрешности: зависимой и независимой от периода.

Рассмотрены две схемы, осуществляющие компенсацию и представлены результаты компенсации, удостоверящие почти 10-и кратное снижение температурной погредности.

TEMPERATURE COMPENSATION OF A CAPACITIVE MEASURING TRANSDUCER WITH FREQUENCY OUTPUT

Summary

The problem of temperature influence on the period of frequency outpt signal of a measuring transducer has been presented in the paper. The transducer based on the 555 timer in which measured value causes the change in capacity and then the change in the period is considered.

It has been found that in such a measuring system temperature influence is larger than catalogue one and must be compensated for transducer accuracies of less then 0,5%. It has been also stated that the system temperature coefficient depends on the qutput fraquency. The compensation system which uses modulating input of the 555 timer has been suggested. The voltage dependent on the temperature and the product of temperature and period generated is supplied to this input.

It allows to compensate both components of temperature error: the perioddependent and independent ones.

Two compensating circuits have been presented and the results of the compensation, proving that 10-time reduction of the temperature error had been achieved, have been given. Seria: EIEKTRYKA z.114

Nr kol. 1031

Józef PARCHANSKI

Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej

BADANIE MOŻLIWOŚCI ZASTOSOWANIA REZYSTANCYJNEJ METODY WYKRYWANIA PUSTEK W KABLOBETONIE

> <u>Streszczenie</u>. Kablobetonem nazywa się betonową belkę ściśniętą za pomocą kabla (stalowego cięgna). Kabel umieszczony w odpowiednim kanale jest zabezpieczony przed korozją za pomocą zaczymu cementowego. Zdarza się w praktyce, że część kanału jest pusta. Powoduje to korozję kabla. Może prowadzić do złamania belki i zawalenia się konstrukcji budowlanej. Aby do tego nie dopuścić, należy wykryć puste przestrzenie w kanale (tzw. pustki), a następnie je zapełnić.

> Zasada działania rezystancyjnego detektora pustek w kablobetonie wykorzystuje znacznie większą konduktywność zaczymu cementowego otaczającego kabel w kanale wypełnionym, niż konduktywność powietrza, które otacza kabel w części kanału pustego (nie wypełnionego zaczynem).

Liczne pomiary laboratoryjne i przemysłowe różnych kablobetonów wykazały, że metoda rezystancyjna ma wystarczającą rozdzielność w przypadku prostych i równych kanałów.

W kablobetonach o krzywych i nierównych kanałach, naprężony kabel przylega do betonu tak mocno, że wartości prądu przepływającego przez punkty pomiarowe na części belki o pustym kanale są tego samego rzędu co wartości prądu na części belki o kanale wypełnionym zaczynem cementowym. W takim przypadku ograniczena rozdzielność rezystancyjnej metody nie zapewnia jednoznacznej identyfikacji pustek w kanałach badanych kablobetonów.

1. Wprowadzenie

Wytrzymałość betomu na ściskanie wynosi (10 - 50) MPa, natomiast na rozciąganie zaledwie (1 - 5) MPa. Właściwość tę wykorzystano do opracowania konstrukcji oraz technologii wykonania betonowych belek sprężonych, zwanych kablobetonami.

Z betomu o dužej wytrzymałości na ściskanie (30 - 50 MPa), za pomocą odpowiedniej formy, wykonuje się belkę 1 (rys. 1a) o ściśle określonym przekroju i kształcie (np. A lub B, rys. 1b), o długości od kilku do ok. 40 metrów. Po kilku tygodniach (np. 28 dniach), do kanałów o średnicy np. 40 mm wprowadza się stalowe cięgna, tzw. kable 2 (np. 12 prętów ze stali o wytrzymałości na zerwanie 1200 - 1600 MPa, każdy pręt o średnicy np. 5 mm, ułożonych np. tak jak na rys. 1c). Następnie kabel jest osiowo rozciągany, a tym sanym betonowa belka jest osiowo ściskana ściśle okreiloną siłą. W takim naprężonym stanie, krańce kabli przymocowuje się do

J. Parchafeki

krańców belki za pomocą odpowiednich kotew 4 (najczęściej stalowych). Celem zabezpieczenia kabla przed utlenianiem, całą objętość kanału wypełnia się odpowiednio zmodyfikowanym zaczynem cementowym 3. Niestety praktyka wykazała, że niektóre kanały są tylko częściowo wypełniome. W części kanału nie wypełniomej zaczynem kabel ulega korozji, a to zmniejsza jego wytrzymałość mechaniczną. W skrajnym przypadku kabel zostaje zerwany, sprężona belka betonowa, zastosowana np. jako przęsło stropowe, pęka, a to powoduje zawalenie się konstrukcji budowlanej. Aby do tego nie dopuścić, potrzebne jest urządzenie do nieniszczącego wykrywania pustek¹ w kanałach kablobetonów. Po wykryciu - puste przestrzenie należy wypełnić zyczynem cementowym.

W wielu ośrodkach badawczych próbowano zastosować metody wykrywania pustek w kanałach kablowych, oparte na różnych fizycznych zasadach działania. Rozdzielność metody ultradźwiękowej okazała się za mała ze względu na duże pochłanianie przez beton fal o wielkiej częstotliweści. Hetoda izotopowa jest kosztowna i czasochłonna, a jej rozdzielność raczej mała. W metodzie termicznej potrzebna jest droga aparatura o dużej rozdzielności temperaturowej, lecz wyniki badań laboratoryjnych są dość obiecujące. Rozdzielność metody emisji akustycznej, uzyskana podczas badań laboratyjnych, też okazała się dość dobra. Natomiast niewystarczająca do jednoznacznej identyfikacji pustek w kanałach kablobetomu jest metoda dynamiczna. W tej metodzie rejestruje się w funkcji czasu nieustaloną wartość prądu płynącego przez poszczególne punkty pomiarowe, po włączeniu w chwili t = 0 napięcia stałego o wartości U<0.7 V.

Badane są również metody zabezpieczenia kabli przed korozją przez pokrycie stalowych cięgien materiałami odpornymi na korozję. Wadą tego sposobu jest pękanie i łuszczenie się warstwy ochronnej, pod wpływem wydłużania się cięgna podczas rozciągania kabla.

2. Zasada działania

Zadaniem Instytutu Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej było przeprowadzenie badań rozpoznawczych dotyczących budowy urządzenia do rezystancyjnego wykrywania pustek w kablobetonie.

Fizyczna zasada działania takiego urządzenia oparta jest na założeniu, że w przypadku gdy kanał kablowy nie jest wypełniony zaczynem cementowym (lewa część modelu na rys. 2), rezystancja R_1 , w obwodzie prądu I_1 jest sumą rezystancji R_{b1} warstwy betomu o grubości d (od elektrody E_1 do kanału kablowego) i rezystancji R_{p1} warstwy powietrza między betonem a kablem K.

1/Pustka - część kanału kablowego nie wypełniona zmodyfikowanym zaczynem cementowym.

-30



Rys.1.a/ Model kablobetomu. 1 - beton, 2 - kabel, 3 - zaczyn cementowy, 4 - kotwa; b/ Frzykładowe przekroje belek; c/ Przykładowe użożenie cięgien kabla

Fig. 1.a/ Post-tensioned prestressed concrete model. 1 - concrete, 2 - cable, 3 - cement paste, 4 - anchrk block; b/ Exemplary beam cross-sections; c/ Exemplary distribution of cable tension-members

W przypadku gdy kanał jest wypełniony zaczynem cementowym (prawa zakreskowana część kanału na rys. 2), rezystancja R_2 w obwodzie prądu I_2 jest sumą rezystancji R_{b2} warstwy betomu o grubości d (od elektrody E_2 do kanału) i rezystancji R_{z2} warstwy zaczymu o grubości d_z między betonem a kablem K. Rezystancja warstwy betomu w obwodzie prądu I_1 jest rzędu rezystancji warstwy betomu w obwodzie prądu I_2 , czyli $R_{b1} \approx R_{b2}$. Konduktywność zaczymu cementowego jest znacznie większa niż powietrza, więc rezystancja R_{z2} jest znacznie mniejsza niż rezystancja R_{p1} , czyli $R_{s2} \ll R_{p1}$.

Zatem resystancje

$$R_1 = R_{b1} + R_{b1} > R_2 = R_{b2} + R_{z2}$$

Po založeniu stalej wartości napięcia zasilania (U = const), jest spelniena založność

Rezystancje: generatora G, amperomierza A, stalowego kabla K, przewodów łączących, a nawet "mokrej" elektrody E, można pominąć w porównaniu z rezystancją betomu. Rezystywność betomu wilgotnego wynosi setki omometrów, a betomu suchego wynosi wiele tysięcy omometrów. Rezystancja przejścia między kablem a betomem przy pomiarach napięciem stałym o wartości $U \leq 0.7$ V wynosi od kilku tysięcy omów (beton wilgotny) do setek tysięcy omów (beton suchy).

1

2



Rys.2. Model fragmentu kablobstonu Fig.2. Model of a part post-tensioned prestressed concrete

Wartość tej rezystancji zależy również od kierunku przepływu prądu. Rezystancja przejścia między "mokrą" elektrodą E a betonem bardzo zależy od wilgoci betonu w punktach pomiarowych (w miejscach przykładania elektrody E). Miejsca te powinny być zwilżene przynajmniej przez 2 godz. przed pomiarami. Rezystancja dobrze wykonanej "mokrej" elektrody wynosi kilkadziesiąt omów. Schemat ideowy różnicowego układu elektrycznego do wykrywania pustek w kablobetonie przedstawiono na rys. 3. Różnica prądów $I_2 - I_1$ mierzona jest za pomocą magnetycznego komparatora prądów i wskazywana przez detektor D.

3. Pomiary

W badaniach stosowano "mokrą" elektrodę Cu/CuSO₄. Elektrodę E stanowił pręt wykonany z miedzi elektrolitycznej o zawartości co najmniej 99,9% Cu, zamurzony w nasyconym roztworze siarczamu miedzi. Połączenie roztworu CuSO₄ z betonem zrealizowano za pomocą filcu nasyconego roztworem CuSO₄. Miejsca pomiaru były zwilżane wodą co najmniej przez 2 godz. przed pomiarami. Podczas wszystkich badań układ elektryczny zasilano napięciem stałym o wartości U = 0,5 V (cyfrą 1 oznaczono wykresy, gdy do elektrody E przyłożono potencjał dodatni, a cyfrą 2, gdy potencjał dodatni przyłożono do kabla K) lub napięciem przemiennym o wartości U = 3 V i częstotliwości 1000 Hz (wykresy oznaczone cyfrą 3).

Wyidealizowany model laboratoryjny belki o długości 0,5 m wykonano ściśle tak jak na rys.4a. Prawą część kabla stanowił stalowy pręt znajdujący się w powietrzu (nie dotykając kanału). W lewej zakreskowanej części kanału pręt zalany był zaczynem cementowym. Odległość między kolej-

Badanie możliwości

nymi punktami pomiarowymi wynosiła 10 cm. Wyniki pomiarów (rys. 4b) są zgodne z oczekiwaniami teoretycznymi, zarówno przy zasilaniu układu napieciem stałym (wykresy 1 i 2), jak też przemiennym (wykres 3).



Rys. 3. Elektryczny schemat ideowy urządzenia Fig. 3. Electrical schematic diagram

Okazuje się jednak, że nie wszystkie kanały kablowe są proste. Są krzywizny wykonane zgodnie z projektem, ale są też krzywe kanały wskutek niewłaściwego wykonania betonowej belki. W laboratorium Wydziału Budownictwa Politechniki Slaskiej w Gliwicach przeprowadzono pomiary na modelu kablobetomu o długości 5 m (rys.5a). W tym modelu kanał w połowie długości belki był przesunięty o ok. 20 mm względem linii prostej, łączącej odpowiednie punkty na krańcach kanału. Odległość między kolejnymi punktami pomiarowymi wynosiła 20 cm. W lewej części belki (punkty pomiarowe 1 - 6) kabel teoretycznie znajdował się w powietrzu (kanał pusty). W prawej zakreskowanej cześci kanału (punkty pomiarowe 7 - 12) kabel był zalany zaczynem cementowym. Jak wynika z rys.5b, wartości prądu w poszczególnych punktach pomiarowych różnią się od oczekiwanych na podstawie zależności (2). Zgodnie z teorią, prądy przepływające przez punkty 1 - 6 powinny być mniejsze (kanał pusty), a przepływające przez punkty 7 - 12 powinny być wieksze (kanał wypełniony zaczynem cementowym o konduktywności dużo wiekszej niż powietrze).

Przeprowadzono też pomiary na kablobetonowym przęśle stropowym o długości 20 m (rys. 6a), zastosowanym w magazynie odlewni FSM nr 5 w Skoczowie. Odległość między kolejnymi punktami pomiarowymi wynosiła 1 m. W lewej zakreskowanej części kanału (punkty pomiarowe 1 - 8) kabel teoretycznie był zalany zaczynem cementowym. W prawej części przęsła(punkty pomiarowe 9 - 17) kabel teoretycznie znajdował się w powietrzu.







Fig.4.a)Shetch of an idealited 0,5 m long reinforced beam; b)Current diagrams



35

Jak wynika z rys. 6b, wartości prądu w poszczególnych częściach przęsła też nie są zgodne z oczekiwanymi na podstawie nierówności (2).

Przeprowadzono również badania kablobetonów o różnych przekrojach poprzecznych, różnych kształtach i różnych długościach belek oraz różnych rodzajach betonu.W kablobetonach o kanakach prostych i gładkich, co na ogół występuje w belkach krótszych (kilka metrów), rezystancyjna metoda wykrywania pustek, zgodnie z nierównościami (1) i (2), zapewnia dobrą rozdzielność. Prądy przepływające w obwodzie zawierającym pustkę są wyraźnie mniejsze niż prądy w obwodzie o kanale wypełnionym zaczynem cementowym. Im kablobeton jest dłuższy, tym częściej zdarzają się kanały krzywe. W takim krzywym kanale naprężony stalowy kabel przylega miejscami do betonu tak mocno, że rezystancja przejścia między kablem a betonem w kanale pustym jest tego samego rzędu co rezystancja przejścia w kanale wypełnionym zaczynem cementowym. Jest to przyczyną, że nierówności (1)1(2)nie zawsze są spełnione. Skutek jest taki, że badając kablobeton o nieznanej liniowości kanału i otrzymując na całej długości prądy tego samego rzędu, nie mamy pewności, czy kanał na całej długości jest wypełniony zaczynem cementowym, czy też badany kanał jest pusty, lecz krzywy lub nierówny, a mocno dociśnięty kabel do betomu powoduje, że wartości prądu w kanale pustym są zbliżone do wartości prądu w kanale wypełnionym zaczynem cementowyn.

4. Wnioski

W kablobetonach o prostych i równych kanałach wyniki pomiarów prądu (np rys. 4b) są zgodne z wynikami otrzymanymi na podstawie analizy teoretycznej (nierówność 2). W tym przypadku metoda rezystancyjna jednoznacznie wykrywa ewentualnie istniejące pustki w kanałach kablobetonów.

Natomiast w kablobetonach o krzywych i nierównych kanałach wartości prądu przepływającego przez poszczególne punkty pomiarowe na części belki o pustym kanale są tego samego rzędu co wartości prądu na część belki o kanale wypełnionym zaczynem cementowym (np. rys. 5 i 6).

Pomiary wykazały, że wartość prądu płynącego przez badany punkt pomiarowy przede wszystkim zależy od stopnia zwilżenia powierzchni betomu wokół punktu pomiarowego i bardzo zależy od struktury betonu w pobliżu tego punktu. Znacząco też zależy od krzywizny kanału i nierówności powierzchni kanału, ponieważ naprężony kabel dociśnięty mocno do betomu znacznie zmniejsza rezystancję przejścia między kablem a betonem. Skutek jest taki, że rezystancja przejścia między kablem a betonem w części kanału pustego może być tego samego rzędu co rezystancja przejściowa między kablem a zaczynem cementowym w kanale wypełnionym.

Powoduje to, że nierówności (1) i (2) nie zawsze są spałnione.

36



Jeżeli geometria kanału w badanym kablobetonie jest snana, a krzywisna kanału jest tak mała, że naprężony kabel w żadnym miejscu nie przyłega do betomu, to metoda rezystancyjna zapewnia wystarczającą rozdzielczość do wykrycia nie zapełnionej przestrzeni w kanale kablobetonu. Natomiast w przypadku nieznanej krzywizny kanału, zwłaszcza w kablobetonach o długości powyżej 10 m, rezystancyjna metoda wykrywania pustek nie zawsze zapewnia wystarczającą rozdzielczość i tym samym nie gwarantuje jednoznacznej identyfikacji nie zapełnionych przestrzeni w kanałach kablobetonów.

LITERATURA

- [1] Badania nieniszczące w budownictwie. II Symposjum. Wrocław 1976. Materiały z Kongresu Badań Nieniszczących.
- [2] Barański R.: Przyrząd do nieniszczących badań korozji zbrejenia. Praca dypl. IMEIE Pol. Sl. Gliwice 1987 r.

Recenzent: doc. dr hab.inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynęże do Redakcji dnia 28 grudnia 1988 r.

ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДА АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖИВАНИЯ ПУСТОТН В НАПРЯЖЕННОМ ЖЕЛЕЗОБЕТНОЕ

Резрые

Напряжённым желевобетоном называется бетонная балка ожатая при помоще набеля (стальной связкой). Кабель размещённый в соответствующем канале предохранён от коррозии при помощи цементного теста. В практике случаетоя, что часть канала пуста. Это вызывает коррозию кабеля, которая может довести до передома балки и обвала строительной конструкции. Чтобы до этого не допустить кужно обнаружить пустые пространства, а потом их ванолиить.

Принции действия детектора сопротивления пустых пространств в наприжённом желевобетоне занлючается в том, что удельная электропроводимость цементноге теста, обволакивающего кабель в наполненном нанале вначительно болые удельной электропроводимости воздуха, который окружет кабель в нустой части нанная (не заполненого тестом).

Иногочноленные лабораторные в промыжленные вамерения разных напряжённых лелезобетовов показыли, что метод активного сопротвеления вмеет дестаточную чёткость для прямых в гладинх наивлов.

В напражённых делевобетоных с хризыми и перозными налами натакутый набель прилогает к бетоку так теоно, что величные тока претеканцего черев намеритехьные дункты на части балки в пустом нанале такой не самой неличным нак и величные тока на части балки в канало наполненом цементным теотом.

Badania mośliwości

В этом случае ограниченная разрежания способность метода сопротивления не гарантирует однозначной идентификации пустых проотранств в каналах исслекованных наприженных железобетонов.

THE STUDY ON APPLICATION OF THE RESISTANCE METHOD OF VOID DETECTION IN POST-TENSIONED PRESTRESSED CONCRETE

Summary

Post-tensioned prestressed concrete is a concrete bean compressed by means of a cable (a steel tension member). The cable placed in a proper dust, is protected against corrosion by means of cement pasts. Practically it occurs that part of the duct is empty. It causes corrosion of the cable and may lead to breakage of the beam and collapse of the structure. In order to avoid this, the empty spaces in the duct (the socalled voids) should be detected and them refilled.

The operating principle of the resistance void detector uses the fact that conductivity of the cement paste in the filled duct is much higher than one of the air sourrounding the cable in the void (the part of the duct not filled with the paste).

A number of laboratory and industrial-scale measurements of different types of post-tensioned prestressed concrete have shown that the resistance method is sufficiently sensitive in the case of straight and even duct. In the post-tensined prestressed concrete with crocked and uneven ducts, the stressed cable so strongly adheres to the concrete that the current flowing through the measuring points in the empty-duct part of the beam is of the same order of magnitude as the current in the part of the beam with filled duct.

In this case, the limited resolution of the resistance method does not provide unambiguous identification of the voids in the ducts of the investigated post - tensioned prestressed concrete samples. Seria: ELEKTRYKA s. 114

Nr kol. 1031

Peter KUKUCA

Departament of Measurement Slovak Technical University Bratislava

MEASUREMENT OF REACTIVE POWER OF NONSINUSOIDAL VOLTAGE AND CURRENT

Summary. The paper describes the measurement method of reactive power of nonsinusoidal voltage and current. Possibilities of construction of varmeter phase shifting circuits with noninductive ladder networks are given. Erros smaler than 1 % in frequency range 50 Hz -2 kHz have been achieved.

1. Introduction

Reactive power Q of nonsinusoidal voltage and current is most often defined as follows

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \sin \varphi_k$$

where U_k , I_k are the RMS values of the k-th harmonic of the voltage and the current and V_k is the phase shift between the voltage and the current of the k-th harmonic.

Measurement of this reactive power is very difficult, because there is no instrument directly measuring this quantity. The methods used under sinusoidal conditions are not suitable because of their frequency dependance and other limitations.

The equation (1) can be rewritten

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos \left(\Psi_k - 90^0 \right)$$
 (2)

This equation shows that the measurement of reactive power can be completed with an active wattmeter with a phase shifting circuity in one input.

Realisation of this circuit called a Hibert transformer was reported e.g, in [1]. The explution with frequency dependent negative resistors (FDNR) is not very convenient, because many electronic parts have to be used only a small frequency range can be obtained. The Hilbert tranformer with 15 operational amplifiers, 23 precise resistors and 11 precise capasitors of different values and with some common passive components has

(1)
an amplitude and phase shift error 1 - 5 % in the frequency range 50 Hz = - 450 Hz.

The equation (2) can be modified as follows

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} P_k U_k \frac{1}{P_k} I_k \cos \left[\varphi_k - \alpha_k - (90^\circ - \alpha_k) \right]$$
(3)

what enables another approach to the measurement of reactive power (See Fig.1). Circuits influencing phase shift and amplitude of the signals are placed in both inputs of the wattmeter [2]. If the transfer functions of these circuits for the k-th harmonic are

$$P_{w}(k) = P_{k} e^{j(90^{0} - d_{k})}$$
(4)

$$P_{c}(k) = \frac{1}{P_{k}} e^{-j \cdot c_{k}}$$
(5)

where P_k and $1/P_k$ are frequency dependent amplifications and $90^\circ - \alpha_k$ and $-\alpha_k$ are frequency dependent phase shifts, then the whole block diagram in the Pig.1 presents a varmeter. The discussed reactive power



Rye.1 Schemat blokowy waromierza Pig.1 Block diagram of the varmeter The discussed reactive power measurement methods based on the Budeanu's definition can be in many respects criticised - what is mare precisely desaribed in paper [5]. Nevertheless these methods are analysed literature, for example, [6,7], where appriopriate circuits are indicated with their tested application. The present paper introduces other, checked by the author, solution, which is similar to of the method given in paper [6].

2. Possibilities of phase shifting circuits construction

The input impedance $Z_1(k)$ of noninductive line, which is long enough, is equal to the wave impedance

$$z_{j}(k) = \sqrt{\frac{R}{2 \text{ fike}_{c}}}$$

(6)

where k is the order of the harmonic and f_0 is the frequency of the fundamental harmonic. The phase of this impedance is -45° independent of the frequency and its magnitude decreases with the slope of 10 dB/decade. This enables us to realize the circuits with the tranfer functions





Rye.2 Przesuwnik fazowy z wykorzystaniem linii drabinkowej RC Fig.2 Phase shifting circuits with RC - ladder network

For low-frequency applications the RC ladder networks are to be used (Fig.2). The values of R and C and the number of cells depend on the frequency range and the required accuracy.

Because it is not possible to use an infinite number of cells, the problem of the first order is the termination of the network. The length of the line is critical for the lower limit of the frequency range. Because of that the best termination of the ladder network is the wave impedance for the lowest frequency i.e. for k=1. For the terminal impedance

$$R_{t} = \sqrt{R/4\pi f_{0}C^{2}}$$
(9)
$$C_{t} = \sqrt{C/\pi f_{0}R^{2}}$$
(10)

Some calculated dependences of amplitude and phase shift errors of 50-cel ls ladder networks are shown in Figs.3 and 4.

Number of cells can be reduced by dividing the network, into two parts with the same wave impedances, but different time constants of the cells (Fig.5). Following equation applies here

$$R_1/C_1 = R_2/C_2$$
 (12)

Calculated dependences of amplitude and phase shift errors of two such ladder networks are shown in Figs. 6 and 7.



Rys. 3. Wykres obliczonych bledów amplitudy i fazy dla 50-elementowej linii drabinkowej RC Fig. 3. Plot of the calculated amplitude end shift errors of 50-cells ladder network



Rys.4. Wykres obliczonych błędów amplitudy i fazy dla 50-elementowej linii drabinkowej RC Fig.4. Plot of the calculated amplitude and shift errors of 50-cells ladder network P. Kukuca

Measurement of reactive

5

t

P. Kukuca

(13)



Rys.5 Podział linii drabinkowej na dwie części o tych samych impedancjach falowych Fig.5 Dividing the network into two parts with the same wave impedaces

3. Varmeter connection and its influence on the measuring error

One circuit with the transfer function $P_v(k)$ and one ciruit with the transfer function $P_c(k)$ are needed for the realization of varmeter, according to Fig.1 Schemes of circuits with function $P_v(k)$ are in Figs.8 and 9, with function $P_c(k)$ in Figs.10 and 11. Following equations have to be valid

$$\mathbf{a}_{\mathbf{H}} = \left| \mathbf{z}_{\mathbf{1}}(1) \right| \tag{12}$$

R_ = 1/(21(f_C_))

Remark: These schemes are correct under the assumption, that the measured current was converted into a corresponding voltage.

The accuracy and some other properties of varmeter depend upon the choice of schematics mentioned above (Fig.8 or 9 and Fig.10 or 11).Let's assume that both ladder networks needed are identical and derivator, in-tegrator and wattmeter are ideal.

If circuits shown in Figs.8 and 10 are used, the amplitude error of varmeter is given by the difference of amplitude errors of both ladder networks $Z_{i}(k)$ i.e. it equals zero. The phase shift error of varmeter in this case is given by the sum of phase shift errors of both ladder networks, i.r. it is doubled as shown in the Figs. 4 and 7. If circuits shown in Figs. 8 and 11 (in Figs. 9 and 10 respectively) are used, the phase shift errors of both ladder networks of both ladder networks $Z_{i}(k)$ i.e. it equals zero. The amplitude errors of both ladder networks, i.r. it is doubled as shown in the figs. 4 and 7. If circuits shown in Figs. 8 and 11 (in Figs. 9 and 10 respectively) are used, the phase shift error of varemeter is given by the difference of phase shift errors of both ladder networks $Z_{i}(k)$ i.e. it equals zero. The amplitude errors of both ladder networks, i.e. it is doubled as shown in the Figs. 3 and 6.



Rys.6 Wykres obliczonych błędów amplitudy i fazy dla dwóch części linii drabinkowej ($R_1 : C_1 = R_2 : C_2$) Fig.6 Plot of the calucated amplitude and shift errors of two parts of the a network ($R_1 : C_1 = R_2 : C_2$)

The phase shift error of varmeter is more difficult to calculate the amplitude error because it is an additive error. If φ is the phase shift between sinusoidal voltage with RMS value U and sinusoidal current with RMS value I and $\Delta \varphi$ is the phase shift error of varmeter, then the varmeter reading Q would be

$$Q_{m} = \text{UIsin} (\varphi + \Delta \varphi) = Q \cos (\Delta \varphi) + P \sin (\Delta \varphi)$$
(14)

If the reactive power Q is small, the influence of the term Psin $(\Delta \Psi)$ is significant and if Q is zero then the varmeter reading is not.

The amplitude error of varmeter is a multiplication error i.e. it causes the same relative error of reading independently from the reactive power value.



Rys.7 Wykres obliczonych błędów amplitudy i fazy dla dwóch części linii drabinkowej ($R_1 : C_1 = R_2 : C_2$)

Fig.7 Plot of the calculated amplitude and shift errors of two parts of network ($R_1 : C_1 = R_2 : C_2$)

Therefore it is more convenient to use such phase shifting circuit that phase shift error of the used ladder networks.

Complete scheme of electronic varmeter is more complicated because the output voltages should have no DC component. A proper method of operational amplifier offset voltage compensation was reported e.g. in [4].

The described method of reactive power measurement has a disadvantage that should be kept in mind. The phase shifting circuit with the transfer function $P_v(k)$ has the gain proportinal to the square root of the order of harmonic k and the phase shifting circuit with the transfer function $P_c(k)$ has the gain inversely proportional to the

Rys.8 Schematyczna reprezentacja realizowanej przez układ funkcji P_y(k) Fig.8 Schematic representa-

tion of a circuit realised function P_v(k)

square root of the order of harmonics k. Signals with sharp edges cause in circuits with the transfer function $P_{\psi}(k)$ high voltage peaks. The output voltage of circuits with the transfer function $P_{\psi}(k)$ is small for higher frequencies. The phase shifting circuits and the wattmeter used should therefore have a wide dynamical range.



Rys.9 Schematyczna reprezentacja realizowanej przez układ funkcji $P_{\psi}(k)$ Fig.9 Schematic representation of a circuit realized function $P_{\psi}(k)$

and 10, the varmeter would have the phase shift error smaller than 1°. This corresponds to an error of 1,75 % of active power. The amplitude error should equal zero. Using the same ladder networks in circuits according to Figs. 8 and 11 or Figs. 9 and 10 would cause an amplitude error sumaller than 0,3 % of measured reactive power and a zero phase shift error. This is significantly better than in the previous case.



Rys.10 Schematyczna representacja realizowanej przez układ funkcji P_c(k)

Fig. 10 Schematic representation of a circuit realized function $P_{\alpha}(k)$ The error of varmeter that could theoretically be reached with heterogeneous ladder networks (see Pigs.6 and 7) are

- for 25-cells ladder networks: amplitude error < 0,4 % of rdg. phase shift error < 0.8⁹
- for 15-cells ladder networks: amplitude error < 0.5 % of rdg. phase shift error $< 1.0^{\circ}$

A varmeter with input circuits showm in Figs. 8 and 11 with 50-cells homogeneous ladder networks has been built. Resistors and capacitors have not been chosen. The terminal resistor R_t was set for the beat low frequency behaviour. The varmeter had the amplitude error smaller than ± 0.75 of

reading and the phase shift error smaller than 16'. This corresponds to the total error smaller than $\pm 0,75$ % of reactive power $\pm 0,5$ % of active power.

49

Results

From the frequency dependences in Figs.3 and 4 one realizes that a homogeneous 50-cells ladder can have an amplitude error smaller than 0,15 % or a phase shift error smaller than $0,5^{\circ}$ in the frequency range from 50 Hz to 2 kHz. If thes ladder networks were used in circuits according to Figs.8

P. Kukuca

Later the orginal ladder networks were replaced by 25-cells heterogeneonus ones with chosen parts. The total error was smaller than \pm 0,25 % of reactive power \pm 0,25 % of active power,

The described varmeter is a part of the instrument VARWATT, that measures both active and reactive power of nonsinusoidal voltage and current. VARWATT has been using the modules of the system

UNIWATT developed at the Depertment of Measurement of the Electrical Engineering Faculty of the Slovak Technical University.

REFERENCES

- [1] Filipski P.: The Measurement of Distortion Current and Distortion Power. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, IM-33, Mr 1, pp. 36-40, 1984
- [2] Зыкин Ф.А.: Способ измерения реактивных мощностей и енергии. Авторское свидетельстбо СССР Но. 665 274, 1985.
- [3] Kukuca P. Kukuca R.: Bezindukcne vedenie pre merace jaloveho vykonu a energie. Czechoslovak patent application Mr 6979-1986
- [4] Bliklen H.: Schaltungen zur Offsetspannungs-Kompensation. Elektronik 34, Nr 17, pp.95-96, 1987
- [5] Czarnecki L.S.: What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It Should be Abandoned, IEEE Trans. Trans. Instr. Meas. vol.36, po. 834-837, 1987
- [6] Czarnecki L.S.: Measurement Principle of a Reactive Power Meter for Noneinusoidal Systems, IEEE Trans. Instr. Meas. vol. 30, pp. 209-212, 1981
- [7] Sawicki J.: Nessmethoden zu Bestimmung der Blindleistung nach Budeanu bei verzerrten Strom - und Spannungskurven, Archiv f. Elektrotechnik. 69, pp. 227-238. 1986

Recensent: dos. dr hab. inż. Brunon Szadkowski

Wpłynężo do Redakcji daia 16 stycznia 1989r.



Rys.11 Schematyczna reprezentacja realizowanej

Fig.11 Schematic representation of a circuit realized function P_n(k)

przez układ funkcji P (k)

POMIAR MOCY BIERNEJ NIESINUSOIDALNYCH PRZEBIEGOW NAPIĘCIA I PRĄDU

Sterszczenie

W pracy opisano metodę pomiaru mocy biernej niesinusoidalnych przebiegów napięcia i prądu. Podano możliwości konstrukcji waromierza bazującego na układach przesuwników fazy z bezindukcyjnymi liniami drabinkowymi. Osiągnięto dzięki temu błędy przetwarzania mniejsze niż 1% dla zakresu czestotliwości 50 Hz - 2 kHz.

ИЗМЕРЕНИЕ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Pespue

В работе описан метод измерения реактивной мошности несинусондального напряжения и тока. Представлены возможности конструкции варметра основанного на системе фазовращателей с безиндуктивными цепными линиями для которого спибки погрепности преобразования составляют не больме, чем 1% для диапазона частот 50гц - 2кгц. Seria: ELEKTRYKA 5.114

Nr kol. 1031

Алексей Иванович ШАЛИН

Новосибирский Электротехнический Институт

МЕТОДЫ ПОВЫЩЕНИЯ НАДЁКНОСТИ СЛОЖНЫХ УСТРОЙСТВ РЕЛЕЙНОЛ ЗАЩИТЫ НА ЗЛЕМЕНТАХ ВИЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

<u>Резоме</u>. Во многих странах в настоящее время находится в эксплуатации значительное количество устройств релейной защиты (УРЗ) и противоаварийной автоматикы энергосистем, выполненных на современной полупроводниковой и микрозлектронной элементной базе. Их высокая сложность по сравнению с традиционными реле потребовала большого внимания к мероприятиям по повышению надёжности. Весьма эффективен, например, оператняний контроль исправности (ОКИ), который выполняется с помоцью встроенных диагностических устройств (ДУ) и выявляет внезащные отканой избыточностью, позволяет существенно повысить надёжность релейзациты и противоаварийной автоматики. Наилучшие результаты даёт ОКИ, сочетающий непрерывный контроль исправности с тестовыми проверками. В работе описаны два таких ДУ, выполненных по методу комбинированной контрольной точки. При этом контролируется не каждый контрольный сигнал сам по себе, а вначале составляются благоприятные для контроля исправности УРЗ комбинации контрольных сигналов и результирующий сигнал (сигнал комбинированной контрольной точки) контролируется. Описанные ДУ зацищены авторскими свидетельствами на изобретения и прошли успещную опитную эксплуатацию.

В последнев время в ряде стран появилось в эксплуатации значительное количество устройств релейной защиты (УРЗ) и противоаварийной автоматики энергосистем (РАЗ), выполненных на современной полупроводниковой и микроэлектронной элементной базе. Их высовая сложность по сравнению с традиционными реле вызала большое внимание к мероприятиям по повышению надёжности.

Меры, направленные на повышение надёжности комплектующих элементов УРЗ, обычно не дают требуемого эффекта, т.к. сложность вновь разрабатываемых защит возрастает в целом быстрее, чем растёт надёжность элементов. Поэтому для повышения надёжности УРЗ приходится применять дополнительные мероприатия, главным из которых является опративный контроль исправности релейной защиты (ОКИ)[1-6]. СКИ выполняется с помощью встроенных диагностических устройств (ДУ) и направлен в первую очередь на своевременное выявление мгновенных отказов комплектующих элементов УРЗ, которые составляют основную доло в общем числе отказов [6]. В соответствии с [7] УРЗ имеют следующие основные режимы работы: режим декурства – при отсутствии повреждений в электроэнергетической системе, в режим тревоги – при возникновении повреждений на силовом оборудовании. В режиме декурства и при повреждениях, не входящих в зону действия защиты, она срабатывать не должна, а при повреждении на защищаемом объекте (30) должна срабатывать в соответствии с предъявляемыми к ней требованиями. Принято [7] выделять следующие основные виды отказов защиты в функционировании:

 дожные срабатывания в режиме дежурства, характеризуемые параметром потока ложных срабатываний ω₁₃['](t);

- излишние срабатывания в режиме тревоги (при внешних коротких замыканиях (КЗ), включении в работу генерирующих источников и т.д.), характеризуемые параметром потока излишних срабатываний $\omega'_{**}(*)$;

- отказы в срабатывании при повреждениях на защищаемом объекте, характеризуемые параметром потока отказов в срабатывании $\omega_{0.3}$ (t).

Применение ДУ даёт положительный эффект, если при этом становятся более разрежёнными потоками отказов в функционировании защиты, т.е. если выподилет условие:

$$\omega_{13}(t) = \Psi_1 \left[\omega'_{13}(t) \right] < \omega'_{13}(t), \tag{1}$$

HAH RAH

$$\omega_{\underline{W}3}(t) = W_{\underline{W}}[\omega_{\underline{W}3}^{i}(t)] < \omega_{\underline{W}3}^{i}(t) , \qquad (2)$$

$$\omega_{03}(t) = W_0 \left[\omega'_{03}(t) \right] < \omega'_{03}(t), \tag{3}$$

где $\omega_{13}(t), \omega_{H3}(t), \omega_{03}(t)$ -соответствующие параметры потоков отказов при начали днагностических устройств; W₁, W_N, W₀ - операторы, карактеризурцие процесс функционирования IV в режиме дежурства защиты, при внешния КЗ и внутренних КЗ соответственно.

Вид операторов W₁, W_H, W_O связан не только с принципом действия и конструкцией ДУ, но и со схемой, конструкцией и режимами работы контролируе мой задиты, типом и режимами работы защищаемого объекта.

Важным фактором, способствующим выполнению условий (1), (2), (3), является органично присущая системе релейной защиты, а также искусственно введённая избыточность. Системы релейной защиты и противоаварийной автоматики энергосистем имеют следующие наиболее существенные виды избыточности: временную, схемную, функциональную и информационную.

Бременная избыточность имеет разлячные аспекты.

Если, например, защита находится в режиме декурства и в ней полвилась ненсправность, но опасная с точки эрения ложных срабатываний, но способная привести к отказу в функционировании в режимах внешних или внутренних КЗ, то мажду моментем полвления неисправности (t на рис.1) и моментами следующих за этим внешнего КЗ t_1^* и энутренного КЗ t_2 существуют "времени избыточности" t_1 и t_2 . Величным $t_{\pi 1}$ и $t_{\pi 2}$ являются случайными и варыпруются в инрожих пределах.

Если за соответствующее время t_{иі} удаётся провести ремонт защиты и заменить неисправный сменный модуль на исправный, то отказа в функционировании не произойдёт.

Предположим, что в защите установлено тестовое диагностическое устройство с детерминированным пероидом проверок, равным Т_{пер}. Длительность проверки пренебрежимо мала. Если в процессе проверки выявлена неисправность, защита выводится из действия и её отказ в функционировании предотвращается.

В произвольный момент времени в защите возникает неисправность, способная привести к её излишнему срабатыванию. Требуется определить вероятность того, что эта неисправность будет выявлена и устранена до момента возникновения внешнего КЗ.

Принимая поток внешних КЗ простейшем, и учитывая, что время t_о от момента возникновения неисправности до тестовой проверки равномерно распределе но в диапазоне от нуля до Т_{пер}, получаем следующее выражение для определе ния искомой вероятности:

$$P_{1} = 1 - \int_{0}^{T_{\text{HB}}} P_{\text{HB}} \int (t) dt = 1 - \int_{0}^{T_{\text{HB}}} (1 - e^{-\omega_{1}^{\prime} t}) \frac{1}{T_{\text{HB}}} dt, \qquad (4)$$

Где Р_{КЗ} - вероятность возникновения КЗ за время t , f(t) - плотность вероятности распределения времени t .

После соответствующих преобразований 4 , получаем:

$$P_{1} = \frac{1}{T_{\text{mep}} \omega_{1}} \begin{bmatrix} -\omega_{1}T_{\text{mep}} \\ 1 - e \end{bmatrix}$$
(5)

Рассмотрим ещё один пример. Преположим, что неисправность в защите практически мгновенно выявляется диагностическим уотройством, а затем приходится ждать обслуживания, причём время обслуживания равномерно распределено в пределах от до t₂. Требуется определить вероятность того, что обслуживание произойдёт до момента возникновения КЗ и отказ в функционировании защиты будет предотвражён.

Искомая вероятность, определённая аналогично вышензложенному, равна:

$$P_{2} = \frac{e_{1}t_{1}}{(t_{2} - t_{1})\omega_{1}} \left[1 - e^{-(t_{2} - t_{1})\omega_{1}}\right]$$

Рассчитанные по (5), (6) вероятности Р₁, Р₂ определяют частные случан реанизации оператора W при различных способах диагностирования я обслуживания УРЗ. Выражение (2) в рассматриваемом случае примет вид:

(6)

где Р. - определённая в соответствии с описанным выше вероятность.



Fig. 1 Temporal redundancy of the external and internal short circuits; t', t", t" - moments of the external short circuits; t - moment of the internal short circuit, t_H - moment of the fault formation, t , t - times of the redundancy

Вниксленные в соответствие с (5),(6) вероятности могут относиться не только к излишним срабатываниям УРЗ, но и к отказам в срабатывании при повреждении на защищаемом объекте. При этом под следует понимать параметр потока повраждений 30.

Несколько отличен механизм проявления временной избиточности в режиме декурства (см.рис.2а,б). На рис.² показан суточный график нагрузки защищае мого объекта S_H = $\int (t)$. Если в УРЗ появилась неисправность, которая проявляется при S_H > S_{TP}, где S_{TP} - граничный нараметр проявления рассматриваемой неисправности, то может возникнуть "время избиточности" t_{H} , в течение которого возникащая неисправность, опасная с точки зремия дожных срабатываний не проявляется. Если за это время защита будет заблокирована

(будет запрещено её действие на отключение 30), то дожного срабатывания не произойдёт.

Под граничным параметром 3 проявления рассматриваемой неисправности будем понимать, например, такую минимальную нагрузку 30, при которой появившался неисправность приведёт к кожному срабатыванию узла, блока, реле ими зацити в целом. Иоследования показали, что для различных неисправностей граничный параметр 3 дежит в пределах 0 << S_{гр} < ∞. В качестве S_{гр} кроме мощности нагрузки зацищаемого объекта могут рассма-

триваться ток, напряжение и другие нараметры, изменение которых может привести и выявлению или невыявлению рассматриваемой неисправности.

Время t, по рис.2а обычно бывает небольшим и для получения положительного эффекта от диагностики целесообразно обеспечить автоматическое блокирование задити в случае полвления в ней повреждений, опасных с точки зрения ложных срабатываний. В этом случае вероятность предотврадения кожного орабатывания УРЗ за счёт овоевременного выявления диагностическим устройством соответствущих повреждений определится следующим образом.



PRC.20 BREMEHER HEGHTOTHOUTS B PEREME ARXYPCTER Fig.2a) Temporal redundancy in a duty mode

Pac.2 6) Onpegemente spenennož machitovnoctm Fig.21) Determination in the temporal redundancy

На рис.26 показан график S_H = f(t)"по продожительностя". Время T_H, в течение которого в пределах года рассматриваемая немоправность УРЗ не проявляется, карактеризует временную избиточность. Вероятность P₃ того, что при наличии автоматической блокировки защиты от ДУ, выявлящего разаматриваемую неисправность, удастся избежать кожного отключения 30, равна P₃ = T_H/8760. Вероятность P₃ также позволяет в соответотвие с 7 опредеинть частный случай реализации оператора **H** из (1).

<u>Стемная избыточность</u> часте нопользуетоя в релейной защите и противоеварийной автоматике. Резервирование отдельных элементов, узлов, блонов онотемы РЗА нироко применяется как для повышения индёкности срабатывания задити, так и для повыщения индёкности неорабатывания. Сладует иметь в виду, что введение скемной избыточности, повышая один вид надёжности, как правиле, снижает другой её вид. С точки зрения эффективности диагноти, в режиме декурства защиты. Если удаётся ввести в РЗА такую избыточность, которая обеспечивает неорабатывание защити в режиме декурства при появлении любого единичного повпеждения в её охеме, то тем самым обеспечиваются условия для высокой эффективности диагностирования.

Под функциональной избыточностью здесь понимается такой вид избыточности, когда повреждение рассматриваемого элемента, узла или блока в принципе не может привести к ложному срабатыванию защиты в режиме дежурства. Это относится, например, к повреждению токовых цепей дифференциальной защиты, если ток срабатывания защиты существенно выше номинального. В современных дифференциальных защитах трансформаторов, например, функционально избыточными в режиме дежурства являются блок торможения в переходных режимах, блок торможения при внешних КЗ и т.д. Повреждения, возникшие в этих блоках, не приводят к локному срабатыванию защиты в режиме дежурства. При изменении режима работы защиты те блоки, которые были функционально избыточными в режиме декурства, могут стать необходимыми для нормальной работы, а неклторые из блоков, обеспечивающих несрабатывание защиты в режиме дежурства, могут стать функционально избыточными.

Под информационной избыточностью понимается введение в систему РЗА взаимодублирующей и корректирующей информации по параллельным каналам.

Онисанные выше види избиточности помогают обеспечить положительный эффеих от оперативного контроля исправности УРЗ, реализуемого, например, о по мощью встроенных диагностических устройств, выполненных по методу комбинированной еконтрольной точки. Суть этого метода заключается в том, что контролируется не каждый контрольный сигная сам по себе, а вначале составляютоя бяагоприятные для контроля исправности комбинации контрольных сигналов в результирующих сигная комбинированной контрольных сигналов в результирующих сигная составляет существенно упростить охему и контролируется [8-12]. Такой подход позволяет существенно упростить охему и конструкцию ДУ, но в некоторых случаях может быть связан с потерей определённого количества информации, в первую очередь относящейся к постепенным, параметрическим отказам, что вполне допустиме в рамах ОКИ [6]. В других случаях при таком подходе удаётся избавиться от ненужной, посторонней информации, а выделить необходноут информацию [12].

На рис.3 приведена схема первого из рассматриваемых ДУ [8,10]. Оно предназначено для контроля исправности логической части РЗА, а также для вонтроля такжи блоков аналоговой части, которые "запускаются" лишь в режиме тревоги, а в режиме ждежурства имеют контрольные сигналы в виде неизменных по величине напряжений постоянного тока.

На входи ДУ поступают контрольные сигнали которые в совокупности описываются дополненным вектором признаков X. [13]:

 $\bar{\mathbf{x}}_* = \{ \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N}, \mathbf{x}_{N+1} \},\$

Матоды повышения ...

rge X_1, X_2, \dots, X_N - контрольные сигналы, снимаемые с N контрольных точек yPS: $X_{N+1} = 1$.

По виду вектора X_{*} ДУ должно поставить один из двух днагнозов: "УРЗ исправно" - А_р или "УРЗ неисправно" - А. Для постановки днагноза формируется дискриминантная функция $f(\bar{X}_*)$ [13]:

$$f(\overline{\mathbf{X}}_{*}) = \overline{\mathbf{K}}: \, \overline{\mathbf{X}}_{*} \tag{9}$$

где К - весовой вектор:

$$\bar{k} = \{k_1, k_2, \dots, k_{\bar{N}}, k_{\bar{N}+1}\}$$
(10)

Весовой вектор К выбирается так, чтобы в режиме декурства исправной за-

$$\overline{K} = \overline{X}_{* \text{ fas}} = \Theta$$
, (11)

где X_{* бав} - дополненный вектор признаков исправного УРЗ в режиме дежурства (базовый вектор).

Репанцее условие ДУ по рис.3 выглядит следущим образом:

$$\begin{array}{c|c} \operatorname{Impa} & \overline{\mathbf{K}} \, \overline{\mathbf{X}}_{\underline{*}} & > & \overline{\mathbf{X}}_{\underline{*}} \, \varepsilon \, \mathbf{A}_{\underline{*}} \\ & & & & & \\ & & & & & \\ \end{array}$$

где Е- порог чувствительности.

Ренанцее условле (12) может нарунаться в режиме тревоги исправного УРЗ, поэтому необходимо ввести вадержку на срабатывание ДУ, превышающув возможное время тревоги. В результате получаем следующее ренанцее правило:

$$\mathbf{G} = \mathbf{F} \left\{ \left| \sum_{\mathbf{x}_{1}} \boldsymbol{\vartheta}_{1} + \boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{x} \text{ constr}} \right| > \boldsymbol{\vartheta}_{\mathbf{rp}} \right\} \mathbf{D}^{\mathsf{t}}$$
(13)

где $\sum K_{1} + \psi_{\text{комп}} = \int (\bar{\mathbf{x}}_{*}) = K \bar{\mathbf{x}}_{*}$ - значение дискраминантной функция по(9). Допожненный вектор признаков $\bar{\mathbf{x}}_{*}(3)$ аккличает в себя в виде элементов $\mathbf{x}_{1}, \mathbf{x}_{2}$. . \mathbf{x}_{M} напряжения на контрольных точках контролируеного модуля УРЗ ψ_{1}, ψ_{2} .. . ψ_{M} ; первые в элементов весового вектора $\bar{\mathbf{K}}(K_{1}, K_{2}, \dots, K_{M})$ реализуртся резисторами $\mathbf{R}'_{1} - \mathbf{R}_{1}^{n}$, а N + 1-ый элемент, обеспечивающий выполнение условия (II), реализуется испряжением $\psi_{\text{комп}}$, снимаемым с резисторов \mathbf{R}_{4} , \mathbf{R}_{16} . Напряжение $\psi_{\rm гр}$ представляет собой реализацию порога чувствительности $\bar{\mathbf{C}}$. Вырашение $F_{\{\dots\}}$ равно единице, если выполняется условие в скобках и равно нулю в противном случае. Оператор вроменной задержки D[†] обеопечивает задерку в срабатывании ДУ на время t, равное например, 5-10 секундам для отстройки от режима тревоги контролируемого УРЗ. Сигная о неисправности контролируемого модуля УРЗ в соответствии с (13) выдаётоя (C=1) в том случае, если выражение $F_{\{\dots\}}$ равно единице в течение времени не меные временя задержки t.



PHO.3 CXEMA AMATHOOTHVECKOFO YOTPOÄCTBA Fig.3 Diagnostic device circuit



неистравности Защиты Входной сумматор A1 на рис.3 реализует на своём выходе дискриминантную функцив $f(\bar{X}_{*})$ по (9), выпрямительная сборка A2 и двухвлодовый компаратор A3 обеспечивают проверку выполнения условий (12). Элемент индикации A4 позволяет выявить повреднацийся сменный модуль УРЗ, а влемент выдержки времени A6 реализует оператор временной задержки D^{*} в (13). Элемент проверки A7 служит для проверке исправности самого рассматриваемого ДУ (при нажатии кнопки в элементе A7 ДУ должно сработать).

Поскольку входы рассматриваемого ДУ присоединены к контрольным точкам липь на одном сменном модуле, то при выдаче сигнала о неисправности зациты, повреждённый модуль легко выявляется и заменяется на исправный.

В [14] показано, что необходимым и достаточным условием обнаружения одиночной неисправности является удовлетворение условия её проявления и условия транспортировие.

Первое условие состоит в том, что возниклая неисправность должна проявляться, т.е. вызнать изменение котя бы одного сигнала в УРЗ. Второе усковие выявления одиночной неисправности состоит в том, что вызванные её проявлением значения сигналов должны быть передань на одну или несколько контрольных точек.

В качестве более вирокого условия выявления неисправности при помощи ДУ, выполненных по принципу комбинированной контрольной точки (8-12), можно выдвинуть условие чувствительности, заключающееся в том, что появление рассматриваемой неисправности должно привести к увеличению абсолютного значения дискраминантной функции (9) на величину, превышающую порог чувствительности &. Условие чувствительности учитывает характеристики не только контроянруемого УРЗ, но и собственные характеристики ДУ, такие как весовой вектор К, порог чувствительности & и т.д.

Одной из оценок жачества диагностирования (14) является коэффициент полноты проверки исправности К....:

$$K_{\rm HII} = \frac{\lambda_{\rm K}}{\lambda_{\rm O}}$$
,

где λ_{κ} - суммарная интенсивность выявляемых посредством ДУ неисправностей контролируемого модуля; λ_{κ} - сумма интенсивностей появления носк неисправностей контролируемого модуля.

ДУ по рис.3 работает в режиме дежурства защиты и внявляет неисправности через 5-10 секунд после их возникновения, что в десятки тысяч раз быстрее по сравнению с традиционным периодом тестовых проверок [1-3]. Это является больним достоинством постоянно действующих ДУ по сравнению с периодически действующими, например, тестовыми. В то же время козффициент полноты проверок в режиме дежурства даже при идеальных характеристиках ДУ по рис.3 может быть существенно ниже единицы, поскольку для иногих неисправностей стандартных окем УРЗ в режиме дежурства не выполняются условия проявления неисправности и её транопортировия. Контролепригодность скем УРЗ о рассматриваемой точки врения можно окарактеризовать козффициентся К контролепригодности в режиме декурства:

$$K_{\rm H}^{\rm H} = \lim_{\epsilon \to 0} K_{\rm HH}^{\rm H}$$

где К^Д – козффициент полноти проверки исправности в режиме депурства; Е – порог чувствительности ДУ.

Часто К существенно меньме единицы. Тогда необходимой полноты проверки можно достичь, например используя тестовые проверки. На рис.4 приведена схема ДУ, обеспечивающего как постоянный контроль исправности, так и периодические тестовые проверки [9,11].

Здесь АА - контролируеный сменный модуль УРЗ. Блоки А1, А2, А3, А4, А5, А6 - те ке, что в ДУ по рис.3. Таким образом, в состав расоматриваемого диагностического устройства практически полностью входит ДУ по рис.3 которов обеспечивает постоянный контроль моправности модуля УРЗ в режиме дежуротва.

Запуск тестовых проверок апрокводится от блока АВ запуска проверки, содержащего в своём составе электронные часы для автоматического периодического запуска, а также электрическую кнопку для запуска проверки от руки. От блока А8 запускается блок А9 коммутации, содержаний электронную скему, выполняющую функции нагового искателя. При этом на время проверки блокируется проверяемая часть занити или вся зацита. Запускается также блок А10 - генератор тестовых сигналов, генерерующий необходеные для тестовой проверкия сигналы T{t,}. Блок А9 поочерёдно пропускает на контролируемый сменный модуль защити АА наборы тестовых сигналов Т^K{t}.При этом изменяются напряжения на контрольных точках модуля АА. Если контроляруемый сменный модуль исправен, то каждому выданному на AA набору T^K{t.} соответствует своя реакция УРЗ в виде соответствущего вектора признаков X , р. Одновременно с этим А9 выдаёт на входной сумматор А1 соответствующий компенсирующий сигнал В^и из набора компенсиружних сигналов В {b,} обычно это просто напряжение постоянного тока . Сигная В" содержит в себе такув добавку к составляющей U комп весового вектора К, что сформировавнийся при этом весовой вектор К^К VICHACTBODICT VCICBED:

$$\mathbf{\bar{x}}^{\mathbf{x}} \quad \mathbf{\bar{x}}^{\mathbf{x}} = \mathbf{0}. \tag{14}$$

За счёт погревностей и разрегулировки условие 14 может выполняться не точно. Условие срабатывания ДУ в К-ом режиме проверки будет следующим:

$$|\vec{\mathbf{x}}^{\mathbf{x}} \quad \vec{\mathbf{x}}^{\mathbf{x}}_{\mathbf{x}}| > \varepsilon^{\mathbf{x}}$$
 (15)

где \overline{X}^{K} — реальный вехтор признаков, карактеризумный контроляруеный сменный модуль УРЗ на К-ом этаке проверки; \overline{S}^{K} — порог чувствительности ДУ на К-ом этаке проверки, сформарованный при помощи выдаваемого о блока А9 сигнала изменения чувствительности в ^K на набора М{m₄}. Если диагностируемый сменный модуль УРЗ некоправен, то в соответствие с(15) срабатывает блок АЗ и через А4, А5 выдаёт сигнал на двустабильный триггерный элемент А11, который останавливает блок А9 и выдаёт сигнал о неисправности защиты. Повреждённый сменный модуль выявляется по свечению светодкода в блоке А4.

После проверки исправности сменного модуля УРЗ, расположенного на первой плате АА1, проводится проверка платы АА2 и т.д. Если это возможно, целесообразно проверку нескольких сменных модулей проводить одновременно, это уменьшит время проверки и, вместо с этим, время выведения проверяемой задиты из работы.

Описанные выже диагностические устройства пропли лабораторные исследивания и успещную опытную эксплуатацию они зацищены авторскими свидетельствами на изобретения. На основе реферата можна определить следующие выводы:

1. Одным из наиболее эффективных методов повышения надёжности сложных устройств релейной защиты на элементах вычислительной техники является оперативный контроль исправности посредством встроенных диагностических устройств.

2. Необходимым условием, обеспечивающим высокую эффективность встроенных ДУ, является разумное использование присущей релейной защите и искусственно введённой избыточности, в первую в плане неорабатывания в режиме дежурства.

3. Четод комбинированной контрольной точки позволяет упростить оперативный контроль исправности релейной защиты и автоматики внергосистем в плаие внезащных отказов.

4. Разработанные в рамках метода комбинированной контрольной точки днагностические устройства позволяют контролировать исправность как догический части, так и некоторых блоков аналоговой части релейной защиты и атоматики знаргосистем.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кимура, Окамура, Андоу, Митани: Устройства автоматического контроля, встроенный в релейную защиту. Релейная защита и автоматика. Переводы и обзоры докладов международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЗ-79-80). Москва. Энергоатомиздат, 1982 о.109-116.
- [2] Ягуши, Оура, Тсубон, Андоу: Опыт эксплуатации и оценка надёжности систем защить со вотроенными средствами автоматического тестирования и контроля. Влияние электроустановок на окружающую среду. Редейная защита. Переводы докладов международной конференции по больним электрическим системам (СИГРЭ-64). Москва. Энергоатомиздат, 1986. с. 177-185.
- [3] Vngrad, H.: Protection of highenergy networks and stations By new protection devices with supervising, automatic testing. SPSO-81. Sekucity of power system operation. Group II - Systems monitoring, protection and control. Wrocław 1981. s. 330-334.
- [4] Schalin, A.: Probleme der Echöhung der Zuverlässigkeit der Relaisschutzeinrcichtungen im Grundlagenforschungsstadium. Elektrie, 1979. nr 4, s. 194-196.

Кетоды повыжения ...

- [5] Шалин А.И., Сарапулов Г.А: Повышение надёжности функнонкрования защет на базе микрозлектронных элементов Miedzynarodowe sypozjum -Systemy elektroenergetyczne: eksploatacje i rozwój. Vol.II Wrocław 1985. s.279-282.
- [6] Лысцова Л.А., Поляков В.Е. Федотов В.П. Оперативный контроль устройств релейной защиты электрических систем. Электричество, 1986. № 2. с. 50-55.
- [7] Федосеев А.М.: Релейная защита электро-энергетических систем. Релейная защита сетей. Москва. Энергоатомиздат. 1984. с.520
- [8] А.с. 1001279 (СССР). Устройство для дифференциальной защиты и узел контроля исправности съёмных кассет защиты. А.И. Шалин, Г.А. Сарапулов, С.М. Моиссев. БИ, 1983, № 8
- [9] А.с. 1046718 (СССР). Устройство для контроля исправности релейной защиты (его варианты). А.И.Шалин, А.А. Шатохин, С.М.Монсеев. БИ, 1983, 8 37
- [10] Шалин А.И., Сарапулов Г.А. Устройство постоянного контроля исправности полупроводниковых реле зациты. Изв. вузов. Электромежаника, 1984, № 2, с. 106-109
- 11] Шалин А.И. Сарапулов Г.А. Диагностическое устройство для полупроводниково ковой релейной защиты. Изв. вузов. Энергетика, 1988 № 1
- [12] Палин А.И. Сарапудов Г.А.: О выборе принципов исполнения встроенных устройств диагностики релейной защиты. Изв. вузов. Злектромеханика, 1988. № 5. с. 83-88
- [13] Быргер И.А.: Техническая диагностика. Москва, "Малиностроение", 1978, с. 240
- 14 Под ред. П.П. Цархоменко: Мосвка, "Экергия", 1976, с.464

Recenzent: prof. dr hab. inż. Jan Popczyk

Wpłynęło do Redakcji dnia 14 listopada 1988 r.

METODY PODWYŻSZANIA NIEZAWODNOŚCI ZŁOŻONYCH URZĄDZEŃ AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ OPARTYCH NA TECHNICE CYFROWEJ

Streszczenie

W wielu krajach w obecnym czasie w eksploatacji znajduje się znaczna liczba urządzeń automatyki zabezpieczeniowej (UAZ) pracujących w automatyce zabezpieczniowej systemów energetycznych bazujących na układach półprzewodnikowych i układach scalonych. Wysoka .złożoność tych układów w porównaniu z tradycyjnym przekaźnikiem zwróciła uwagę na kwestię podwyższenia ich niezawodności. Bardzo efektywny, na przykład, jest system operatywnej kontroli uszkodzeń (SOKU), który zbudowany jest na podstawie wewnętrznych układów diagnozujących (UD). symulujących uszkodzenie UAZ. SOKU w połączeniu z danym UAZ pozwala rzeczywiście zwiększyć niezawodność automatyki zabezpieczeniowej i automatyki łączący ciągłą kontrolę uszkodzeń z testami prób. W pracy opisano dwa układy diagnozujące dzialające wg metody kombinacji punktu kontrolnego. Przy czym nie każdy sygnał kontrolujący sprawdza sam siebie, a głównie tworzy się, efektywne dla kontroli uszkodzeń UAZ, kombinacje sygnałów kontrolnych, przez co sygnał wynikowy (sygnał kombinacji punktu kontrolnego) ulega kontroli. Opisane układy są chronione świadectwami autorskimi i przeszły pomyślnie etap próbnej eksploatacji.

METHODS OF INCREASING THE RELIABILITY OF COMPLEX DEVICES OF ANTI-FALLURE AUTOMATICS BASED ON DIGITAL-CIRCUIT ENGINEERING

Summary

In many countries, many anti-failure automatics devices (AFAD) working in the power systems based on semiconductore and integrated elements are in use nowadays. The high complexity of these systems (devices) as compared with a traditional relay has drawn attention to the question of incresing their reliability. For example, the failure control system (FCS) constructed on the base of built-in diagnostic circuits (DC) that simulate the failures of AFAD is very effective. The FCS in combination with a given AFAD really allows to increase reliability of thr anti-failure automatics and emergency systems automatics. The best results have been obtained by using the FCS system which combines continuous control of failures with test checking. Two diagnostic circuits operating according to the checking point combination method have been described in the paper. In this case not every control signal is being checked by itself failure control system FCS are formed and the output signal (checking point combination signal) is controlled in this way. The above described system have passed service tests successfully and all rights for them are reseved.

Seria: z. 114

Nr kol. 1031

Jerzy JAKUBIEC Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej

O PEWNEJ KONCEPCJI DEFINIOWANIA BŁĘDU SYSTEMATYCZNEGO PROCESU UZYSKIWANIA OBRAZU UŻYTECZNEJ W MIERNICTWIE DYNAMICZWYM

Streszczenie. Uzyskanie obrazu jest procesem pomiaru wielkości wielowymiarowej. W jednym ze sposobów praktycznej realizacji tego procesu stosuje się programowe odtwarzanie obrazu na podstawie pomiaru jego projekcji czyli przetworzonej fizycznie wielowymiarowej wielkości wejściowej. W artykule przedtawiono obrazowanie jako proces deterministyczny składający się z dwóch podstawowych faz: przetwarzania fizycznego (analogowego) oraz programowego odtwarzania, realizowanego jako rozwiązywanie funkcji odwrotnej do funkcji opisującej przetwarzanie fizyczne. Przyjęto definicję systematycznego błędu przetwarzania a następnie wykazano, że dla takiej definicji błędu odtwarzania może być traktowane jako eliminowanie systematycznego błędu przetwarzania z wyniku końcowego. Pokazano również, że zastosowanie przyjętej definicji do opisu błędu systematycznego przetwarzania wielkości dynamicznej prowadzi, dla wielkości zależnych jedynie od czasu, do uzyskania stosowanej w miernictwie dynamicznym definicji dynamicznego błędu chwilowego.

1. Wprowadzenie

Podstawowe fazy procesu obrazowania można scharakteryzować [5], posługując się pojęciami stosowanymi do opisu tradycyjnie realizowanego zadania uzyskiwania obrazu optycznego za pomocą soczewki, przedstwionego na rys. 1. Zakładając, że światło emitowane z obiektu dwuwymiarowego jest koherentne i monochromatyczne o pulsacji ω , obraz Po każdego punktu P_x obiektu jest dokładny, jeżeli fale świetlne wychodzące z punktu P_x docierają do P₂ zgodne w fazie. Jednak fale biegnące pod pewnym kątem w stosunku do osi soczewki przebywają drogę R dłuższą niż fale równoległe do osi, są zatem opóźnione w fazie o ω R/c w stosunku do tych drugich (c jest prędkością światła). W tej sytuacji otrzymanie obrazu dokładnego jest możliwe, jeżeli soczewka wyrównuje długości dróg wszystkich promieni na drodze od obiektu do obrazu.

Każdy punkt P_x orginału (obiektu) ma swoje odwzorowanie w płaszczyźnie soczewki w postaci zbioru punktów P, tworzącego tzw. projekcję punktu P_x. Suma projekcji poszczególnych punktów tworzy projekcję obiektu. Zadanie, które spełnia soczewka, można zatem określić następująco: odtwarza ona obrazy poszczególnych punktów obiektu na podstawie projekcji cząstkowych.

J. Jakubiec



płaszczyzna obiektu płaszczyzna soczewki

płaszczyzna obrazu

Rys.1 Ilustracja otrzymywania obrazu optycznego Fig.1 Ilustration of obtaining the optio image

Można w takim razie powiedzieć, że każdy punkt obiektu jest odwzorowany w każdym punkcie projekcji i każdy punkt obrazu powstaje przez przetworzenie wszystkich punktów projekcji. Zatem modelem matematycznym zarówno procesu tworzenia projekcji jak i odtwarzania są równania całkowe lub różniczkowe.

W procesie obrazowania, w którym sygnałem jest fala akustyczna lub elektromagnetyczna o częstotliwości spoza zakresu widzialnego, ostatnie ogniwo służy do wizualizacji obrazu. W pewnych przypadkach zadanie to realizuje się umieszczając w płaszczyźnie obrazu matrycę czujników przetwarzających poszczególne punkty obrazu na sygnał elektyczny, który z kolei może być łatwo użyty do wytworzenia obrazu widzialnego. Jednak w ostatnich latach dominujący staje się sposób, w którym informacji pomiarowej o obiekcie nie uzyskuje się przez pomiar obrazu lecz przez pomiar projekcji[5]. Przykładowe zastosowanie tego sposobu do obrazowania struktur geologicznych pokazano na rys.2.

Fala sejsmiczna, wywoływana na powierzchni ziemi, odbija się od nieregularności struktur geologicznych i jako echo odbierana jest przez matrycę czujników umieszczonych na powierzchni ziemi, czyli w płaszczyźnie projekcji. Funkcję soczewki spełnia w takim przypadku program komputera przetwarzającego dane z czujników lub matryca mikroprocesorów sprzężonych indywiduałnie z kaźdym czujnikiem [5].

Przedstawiony na powyższym przykładzie sposób można nazwać obrazowaniem z programowym odtwarzaniem obrazu. Zastępując programem urządzenie spełniające funkcję soczewki uzyskuje się dwa istotne efekty: usuwa się z łańcucha przetwarzania element fizyczny, wprowadzający dodatkowe źródła błędów a ponadto trudny do realizacji, oraz uzyskuje się urządzenie o zaletach właściwych dla techniki programowej. Jednak złożoność działań numerwcznych służących do odtwarzania jest z reguły bardzo duża, co stwarza konieczność stosowania komputerów o dużej mocy obliczeniowej lub systemów wieloprocesorowych. Mimo tego można sądzić, że to właśnie sposób Oparty na programowym odtwarzaniu, należący do szerokiej klasy tzw. zadań odwrotnych rozważanych m.in. w pracach [1] [7], w których numeryczne rozwiązywanie jest intensywnie rozwijane w ostatnim okresie, będzie w przyszłości stanowił podstawową zasadę budowy praktycznych systemów obrazowania. Już obecnie zasadę tę wkorzystuje się w wielu dziedzinach, ta-



Rys.2 Zasada otrzymywania obrazu sejemicznego Fig.2 Principle of obtaning the seismic image kich jak: tomografia komputerowa, nieniszczące badania materiałów, badania geofizyczne i w wielu innych [5].

2. <u>Obrazowanie jako proces</u> przetwarzania pomiarowego

Obrazowanie można przedstawić jako ciąg operacji przetwarzania pokazany na rys.3. Wielowymiarowa wielkość X, opisująca obiekt przestrzennie i w funkcji czasu, jest przetwarzana fizycznie w projekcję Y zgodnie z zależnością

$$\mathbf{Y} = \mathbf{f}(\mathbf{X}) \tag{1}$$

nazywaną równaniem przetwarzania. Dla przykładu z rys.2 jest to zależność miedzy wiel-

kością opisującą rozmieszczenie warstw skalnych a jej projekcją na powierzchni ziemi w postaci pewnych parametrów fal sejsmicznych.

Dyskretny obraz wielkości mierzonej otrzymywany jest drogą programową jako ciąg obliczeń przeprowadzanych na wynikach pomiaru dyskretnych wartości projekcji. Istota tych obliczeń polega na rozwiązywaniu odwrotnego równania przetwarzania

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{f}^{-1}(\mathbf{Y})$$

w sposób dyskretny (w punktach pomiaru projekcji). Obraz ciągły uzyskiwany jest w razie potrzeby drogą interpolacji obrazu dyskretnego.

Dalsze rozważania ograniczone są do analizy błędu systematycznego dwóch podstawowych faz obrazowania tj. przetwarzania oryginału w projekcję i następnie projekcji w obraz (odtwarzania), opisywanych w sposób ciągły odpowiednio równaniami (1) i (2) oraz traktowanych jako deterministyczny model procesu obrazowania. Omówienie problemów pomiarowych związanych z próbkowaniem przestrzennym, kwantowaniem oraz interpolacją obrazu można znaleźć w pracy [4].

Obrazowanie jest procesem pomiarowym - jego celem jest pośredni pomiar wielkości wielowymiarowej w taki sposób, aby wartości wielkości wyjściowej X stanowiły odpowiednio dokładne oceny wielkości wejściowej X w

(2)

każdym punkcie przestrzeni i czasu. Zatem poszczególne ogniwa procesu obrazowania muszą być traktowane bądź jako fizyczne przetworniki pomiarowe (dla przykładu z rys.2 są to warstwy ziemi między obiektem a powierzchnią ziemi), bądź jako układy realizujące programowe przetwarzanie wyników pomiarowych.



Rys. 3 Lancuch operacji w procesie obrazowania Fig. 3 Operation chain in the image obtainment

W obu przypadkach podstawowym problemem analizy metrologicznej jest wydzielenie źródeł błędów poszczególnych ogniw procesu przetwarzania. Dla deterministycznego opisu procesu przetwarzania są to źródła błędów systematycznych.

3. Błąd systematyczny procesu obrazowania

Jak to wykazano powyżej pierwszą fazę procesu obrazowania można traktować jako przetwarzanie analogowe wielkości wielowymiarowej. Błąd przetwarzania przetwornika określa się porównując jego równanie przetwarzania z równaniem przyjętym za idealne. Z reguły równanie idealne określa się jako

$$X_{i} = \frac{1}{C} X \tag{3}$$

gdzie C jest stałą przetwarzania i w tym przypadku może być interpretowana jako liczba, przez którą należy przemnożyć cyfrowe wyniki pomiaru projekcji tak, aby wyrażały one wartości wielkości wejściowej w przyjętych jednostkach tej wielkości. Biorąc pod uwagę, że łatwo można ceiągnąć wartość G-1 przez wetępne przemnożenie wyników przez C, przyjmuje się dla uproszczenia rozważań, że idealne równanie przetwarzania ma postać

(4)

0 pewnej koncepcji

co oznacza, że wartości wielkości wyjściowej przetwornika idealnego wyrażają wprost wartości wielkości mierzonej. Dla procesu obrazowania zależność (4) oznacza, że idealna projekcja jest równa oryginałowi w każdym punkcie przestrzeni i czasu.

W rzeczywistości przetwarzanie fizyczne opisywane jest równaniem (1). Różnica między wartością rzeczywistą a idealną stanowi błąd systematyczny odwzorowania oryginału w projekcję

$$\delta_{\mathbf{y}} = \mathbf{Y} - \mathbf{Y}_{\mathbf{f}} = \mathbf{f}(\mathbf{I}) - \mathbf{I}$$
(5)

Z kolei, co wynika z definicji obrazowania, błąd przetwarzania oryginału w obraz wyraża się jako

$$\delta_{\hat{T}} = \hat{\mathbf{I}} - \mathbf{I} \tag{6}$$

Zakładając, że operacja numerycznego odtwarzania przeprowadzane są dokładnie, tzn. zgodnie z zależnością (2), zachodzi

$$b_{\mathbf{x}} = \mathbf{f}^{-1}(\mathbf{Y}) - \mathbf{X} = \mathbf{f}^{-1}\left[\mathbf{f}(\mathbf{X})\right] - \mathbf{X} = \mathbf{0}$$
(7)

Oznacza to, że zdefiniowany równaniem (5) błąd systematyczny, powstający podczas przetwarzania analogowego, jest eliminowany z wyniku pomiaru projekcji w trakcie procesu odtwarzania.

Przykład

Uzyskiwanie dynamicznego przebiegu wejściowego przetwornika pomiarowego na podstawie jego przebiegu wyjściowego może być traktowane jako zagadnienie obrazowania - otrzymuje się "obraz czasowy" wielkości "zerowymiarowej" przestrzennie zależnej od czasu (rys.4). W warunkach dynamicznych związek między wielkością wejściową a wyjściową przetwornika analogowego opisany jest równaniem różniczkowym. Oznacza to, że zachodzą tego samego rodzaju związki między odpowiednimi wielkościami co w przykładach pokazanych na rys.1 i 2. Dowolny punkt przebiegu wyjściowego (projekcji), oznaczony na rys.4b symbolem y (t_k), jest związany teoretycznie z wszyskimi wartościami przebiegu wejściowego; praktycznie dla określonej dokładności przetwarzania - z wartościami z pewnegolobszaru wokół chwili t_k o granicach oznaczonych symbolami t_a i t_b . Podobna zależność zachodzi między przebiegiem wyjściowym y (t) i odtworzonym \hat{x} (t).

Stosując przyjętą definicję błędu systematycznego do określenia błędu przetwarzania wielkości dynamicznej, otrzymuje się. zgodnie z wzorem (5)

$$\delta_{-} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_{4} = \mathbf{y}(\mathbf{t}) - \mathbf{x}(\mathbf{t})$$

(8)



- Rys.4 Uzyskiwanie obrazu przebiegu dynamicznego a) schemat blokowy toru przetwarzania b) ilustracja wspóźzależności faz przetwarzania
- Fig.4 Obtainment of the image of a dynamic process s) block diagram of the processing chain b) ilustration of the interdependence of processing stages

Wyrażenie to dla czułości statycznej przetwornika S#1 przyjmuje postać

$$S_y = \frac{1}{S} y(t) - x(t)$$
 (9)

która jest nazywana chwilowym błędem dynamicznym przetwornika pomiarowego [2].

Podsumowując można stwiedzić, że pomiar przebiegu wielkości dynamicznej daje się przedstawić jako proces obrazowania. Stosując przyjętą definicję błędu systematycznego uzyskuje się w tym przypadku wyrażenie na dynamiczny błąd chwilowy. Błąd ten w drugiej fazie – odtwarzania – jest eliminowany z wielkości y(t), można zatem mówić o korekcji błędu dynamicznego drogą odtwarzania przebiegu wejściowego. Podobne koncepcje odnoszące się ogólnie do systematycznego błędu przetwarzania zawierają prace [3], [6].

4. Wnioski

Na podstawie przedstawionych w artykule rozważań można sformułować następujące wnioski:

 przetwarzanie oryginału w projekcję zgodnie z zależnością (1), różną od idealnej (4), jest przyczyną powstawanie błędu systematycznego opisywanego ogólnie równaniem (5), 0 pewnej koncepcji

- realizacja kolejno po sobie następujących operacji przetwarzania i odtwarzania daje w wyniku ocenę wielkości mierzonej pozbawioną błędów systematycznych,
- wynikiem numerycznego odtwarzania jest wyeliminowanie błędów systematycznych z wyznaczonej oceny, zatem zgodnie z pojęciem tradycyjnej metrologii odtwarzanie jest równoznaczne z korekcją błędów systematycznych - można wręcz mówić o korekcji drogą odtwarzania (rdzwiązywania odwrotnego równania przetwarzania [3]).

LITERATURA

- [1] Głasko W.G.: Obratnyje zadaczi matiematiczeskoj Fiziki. Izdat. MGU, 1984
- 2 Hagel R., Zakrzewski J.: Miernictwo dynamiczne. WNT, Warszawa 1984
- [3] Jakubiec J.: Specificity of Measurement Problems of Intelligent Trasducer. X-th IMEKO World Congress, Praha 1985. Vol.3
- [4] Mesch F.: Sampling, Scanning and Interpolation Errors in Digital Processing of Two-Dimensional Signals.Proc. IMEKO Symposium on Computerized Measurement, Dubrovnik 1981
- [5] Mesch F.: System Description of Imaging Methods An Introduction. Proc. X-th IMEKO World Congress, Praha 1985, Vol.2
- 6 Piotrowski J.: Teoria pomiarów, PWN, Warazswa 1986
- [7] Wasilienko G.I. Tieorija wosstanowlenija signalow. Izdat. Sow. Radio, 1979

Recensent: dr. hab. inż. Roman Rymaszewski

Wpłynężo do Redakcji dnia 29 XI 1988 r.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕЛНОСТИ ПРИ ПОЛУЧЕНИИ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИГОДНОГО В ДИНАМИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ

Pespme

Получение изображения является процессом измерения многомерной величины. В одном из способов практической реализаци этого процесса используеется программное восстановление образа на основании измерения его проекции или преобразованной физически многомерной входной величины. В статье представлено изображение как детерминистический процесс, состояций из двух основых этапова физического аналогового преоразования, а такие программного восстановления реализуемого в виде реления обратной функции по отножение к функции, описывающей физическое преобразование. Дана формуляровка систематической ногревности преобразования и докавано, что в этом скучае процесо весоталовнения кожно считать нак исключение систематической

погревность из последнего результата. Показано, что использование принятой формулировки для описания систематической погревности динамической величины ведёт, для величии зависемых только от времени, к получению используемой в динамических измерениях формулировки мгновенной динамической погревности.

A CONCEPTION OF DEFINING SYSTEMATIC ERROR OF IMAGE OBTAINMENT PROCESS USEFUL IN DYNAMIC MEASUREMENTS

Summery

Image obtainment is the process of multidimensional quantity measurement. In one of the methods of practical realization of this process, programmable image reconstruction on the basis of measuring its projection, i.e. physically processed multidimensional input quantity, is used. The image obtainment has been presented in the paper as a deterministic process composed of two basic stages: the physical (analog) processing and the programmable reconstruction carried out as solving the function inverse to the function describing the physical processing.

A definition of the systematic error of the processing has been assumed and then it has been proved that for such a definition the reconstruction can be treated as a reduction of the systematic error from the final result. It has been shown that the application of the assumed definition for describing the systematic error of the dynamic quantity processing leads, for quantities being a function of the time only, towards obtaining the definition used in dynamic measurements for describing the instantaneous dynamic error. Seria: ELEKTRYKA z.114

Tadeusz SKUBIS Marian KAMPIK

Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej

ANALIZA WYBRANYCH STRUKTUR KOMPARATORÓW DO SPRAWDZANIA GRUPOWYCH ETALONÓW IMMITANCJI

> Streszczenie. W artykule określono podstawowe wymagania stawiane komparatorom do sprawdzania grupowych wzorców immitancji oraz opisano cztery struktury komparatorów realizujących pomiar różnic składowych komparowanych immitancji. W układach wykorzystuje się indukcyjne dzielniki napięcia i prądu, które umożliwiają uzyskanie dużej precyzji pomiaru. Dwie analizowane struktury należą do komparatorów z wymuszeniem napięciowym i szczególnie nadają się do sprawdzania wzorców pojemności. Dwie pozostałe struktury należą do kompparatorów z wymuszeniem prądowym i nadają się do komparowania wzorców indukcyjności. Układy zapewniają bezpośredni i niezależny odczyt różnic obu składowych, niezależne równoważenie oraz niezależność od zmian napięcia zasilającego. Równania równowagi są niezależne od częstotliwości pod warunkiem użycia w torze równoważenia składowej biernej wzorca o takim samym charakterze, jak wzorce komparowane.

1. Wprowadzenie

Wzorcowanie etalonu grupowego wymaga komparacji z zewnętrznym etalonem odniesienia, a jego okresowe sprawdzanie polega na porównaniu między sobą (interkomparacji) jego elementów. W przypadku etalonów immitancji, w wyniku interkomparacji przy określonej częstotliwości otrzymuje się warto ści różnic składowych czynnych $(d_{c,1})$ i biernych $(d_{b,1})$ komparowanych immitancji F(1).

 $d_{0,1} = Re \left\{ \underline{P}_{1} - \underline{P}_{1} \right\}$ $d_{b,1} = In \left\{ \underline{P}_{1} - \underline{P}_{1} \right\}$

Równania (1) wymagają opracowania wg odpowiedniego algorytmu [1], [2]. W celu maksymalnego uproszczenia tego algorytmu interkomparacje powinny spełniać warunki:

- wynikiem pojedyńczej interkomparacji powinny być dwie różnice wartości bezwzględnych, dane równaniemi (1);
- wszystkie różnice danej składowej muszą się charakteryzować taką samą niepewnością;

1991

Ir kol. 1031

(1)

3) wagi przypisane elementom powinny być jednakowe.

Ponadto ze względu na dużą liczbę porównań przy utrzymeniu niezmiennego podstawowego układu warunków fizycznych czas interkomparacji powinien być minimalny, a obróbka wyników powinna być skomputeryzowana.

2. Wymagania stawiane strukturom układów interkomparacji

W celu spełnienia warunków uproszczenia algorytmu, struktura komparatora powinna mieć następujące właściwości:

- bezpośredni i niezależny odczyt różnic obu składowych komparowanych immitancji;
- niezależne równoważenie każdej składowej;
- niezeleżność od częstotliwości i napięcia zasilającego;
- możliwość współpracy z systemem mikroprocesorowym.

Przy interkomparacji etalonów o jednakowej wartości nominalnej nie jest potrzebna zmiana zakresów, co znacznie upraszcza konstrukcję. Ponieważ wartości wyznaczonych pomiarowo różnic d_{c.l} i d_{b.l} są relatywnie niewielkie w stosunku do wartości nominalnych komparowanych immitancji, więc nie jest potrzebna skrajnie duża dokładność ich wyznaczenia.

Do zbudowania komparatora immitancji spełniającego powyższe warunki nadają się struktury z indukcynymi dzielnikami napięcia i wspomagającymi układami elektronicznymi. Umożliwiają one realizację układów o dużej czułości i dokładności, mogą także być przystosowane do czteropunktowego dołączenia komparowanych elementów. Uwzględniając powyższe wymagania zaprojektowano cztery struktury komparatorów realizujących pomiar różnie obu składowych komparowanych immitancji.

3. Komparator immitancji z sumowaniem prądów w węźle

Układ składa się z precyzyjnego czterouzwojeniowego transformatora napięciowego (TN), źródła napięcia sinusoidalnego (G), detektora (D), dokładnych dzielników napięciowych (D1, D2) oraz dwóch jednomiarowych wzorców konduktancji (G_n) i susceptancji (B_n); (rys.1). Transformator TN jest zasilany z generatora przebiegu sinusoidalnego o dużej stałości amplitudy i częstotliwości oraz o minimalnej zawartości harmonicznych. Kapięcia U₁ oraz U₂ wymuszają przepływ prądów przez komparowane admitancje Y₁ = G₁ + jB₁ oraz Y₂ = G₂ + jB₂. Różnica tych prądów w węźle W jest kompensowana prądami równoważącymi I_c oraz I_b. Prąd I_c ma fazę zgodną lub przeciwną z fazą napięcia U₁, a prąd I_b ma fazę przesuniętą o +0,5% lub -0,5% w stosunku do fazy napięcia U₁. W stanie równowagi układu potencjały punktów **H** oraz W są jednakowe, co wskazuje detektor zera D. W stanie równowagi suma prądów w węźle **H** wynosi:

$$\mathbf{I}_{1} - \underline{\mathbf{I}}_{2} + \underline{\mathbf{I}}_{0} + \underline{\mathbf{I}}_{b} = \Delta \underline{\mathbf{I}} = 0 \tag{2}$$

Stad otrzymuje się:

$$\underline{\underline{U}}_{2} (\underline{\underline{G}}_{2} + \underline{j}\underline{\underline{B}}_{2}) - \underline{\underline{U}}_{1} (\underline{\underline{G}}_{1} + \underline{j}\underline{\underline{B}}_{1}) = \underline{\underline{U}}_{c} \underline{\underline{G}}_{n} + \underline{j}\underline{\underline{U}}_{b}\underline{\underline{B}}_{n}$$
(3)

Zakładając U1 = U2 oraz wprowadzając oznaczenia przekładni:

$$k_{c} = U_{c} / U_{1} ; \qquad k_{b} = U_{b} / U_{1}$$
(4)

otrzymuje się z zależności (3) równania stanu równowagi układu:

$$\Delta \mathbf{G} = \mathbf{G}_2 - \mathbf{G}_1 = \mathbf{k}_c \mathbf{G}_n \tag{5}$$
$$\Delta \mathbf{B} = \mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_1 = \mathbf{k}_b \mathbf{B}_n$$



Rys.1 Schemat komparatora immitancji z sumowaniem prądów w węźle Fig.1 Circuit diagram of the immittance comparator with zero current in summing point

T. Skubis

Wynikiem pomiaru są bezpośrednio różnice parametrów admitancyjnych komparowanych obiektów. Równoważnia układu dokonuje się przez zmianę przekładni k_e i k_h wielodekadowych dzielników indukcyjnych D1, D2.



Na rys.2 przedstawiono wykres wskazowy układu w stanie równowagi, według równania (2), dla przypadku komparacji impedancji indukcyjnych.

Istotną cechą tej struktury jest wykorzystanie prądów równoważących o fazach O (lub π) i 0,5 π (lub -0,5 π) względem napięć U₁, U₂. Układ ten należy do grupy komparatorów immitancji z wymuszeniem napięciowym [4].

4. <u>Komparator immitancji z zastosowaniem</u> <u>MKP</u>

Rys.2 Wykres wskazowy komparatora z rys.1

Pig.2 Vector diagram of the comparator acc. to Fig.1

Układ ten różni się od opisanego w p. 3 zastosowaniem magnetycznego komparatora prądów przemiennych (MKP), w którym są sumowane przepływy prądowe (rys.3).

W stanie równowagi układu równanie przepływów MKP ma postać:

$$\underline{I}_{1} n_{1} - \underline{I}_{2} n_{2} + \underline{I}_{c} n_{c} + \underline{I}_{b} n_{b} = 0$$
 (6)

Stad otrzymuje się:

$$\underline{U}_{1} (\underline{G}_{1} + j\underline{B}_{1}) \underline{n}_{1} - \underline{U}_{2} (\underline{G}_{2} + j\underline{B}_{2}) \underline{n}_{2} + \underline{U}_{2} \underline{G}_{n} \underline{n}_{0} + j\underline{U}_{n} \underline{B}_{n} \underline{n}_{n} = 0 \quad (7)$$

Struktura ta umożliwia dokonanie komparacji etalonów o różnych wartościach nominalnych, przez odpowiedni dobór liczb zwojów n_c , n_b , n_1 oraz n_2 . Jeżeli ta właściwość nie jest potrzebna, to zakłada się $n_c=n_b=n_1=n_2$ oraz $\underline{U}_1=\underline{U}_2$. Wprowadzając oznaczenia zdefiniowane równaniem (4), otrzymuje się dla tego układu równania stanu równowagi takie jak dla komparatora z sumowaniem prądów w węźle, tj. w postaci (5).

Na wykresie wskazowym (rys,4) przedstawiono przepływy składowe w rdzeniu EKP, w stanie równowagi układu. Składowe równoważące przepływu Θ_{c} i Θ_{b} mają kąty fazowe równe 0,5 Tk (k=0;1;2;3) względem napięcia \underline{U}_{1} . Jest to komparator immitancji z wymuszeniem napięciowym.

5. Komparator immitancii z wislomiarowymi wzorcami równoważącymi

Podstawowymi podzespołami układu są: generator G, detektor D, trójuzwojeniowy transformator napięciowy TN oraz dwa wielomiarowe wzorce R_n i X_n o małych wartościach i dużej rozdzielności (rys.5).



Rys.3 Schemat komparatora immitancji z wykorzystaniem MKP Fig.3 Circuit diagram of the immittance comparator based on magnetic current comparator

Wzorce rezystancji R_n i reaktancji X_n włączone w szereg z jedną z komparowanych impedancji umożliwiają zrównoważenie układu.

W stanie równowagi są spełnione równania:

$$\underline{I}_{1}(\underline{R}_{1} + j\underline{I}_{1}) = \underline{U}_{1}$$
⁽⁸⁾

$$I(R_{2} + jI_{2} + R_{n} + jI_{n}) = \underline{U}_{2}$$
⁽⁹⁾

Zakładając jednakowe wartości nominalne wzorców, można przyjąć warunek: U₁= U₂. Wtedy otrzymuje się równanie równowagi:

$$\Delta R = R_1 - R_2 = R_0$$

 $\Delta \mathbf{I} = \mathbf{I}_1 - \mathbf{I}_2 = \mathbf{I}_3$

(10)
Gdy różnica impedancji porównywanych wzorców jest niewielka, to wartości R_n i X_n są bardzo małe i niemożliwa jest ich realizacja w układzie biernych dekad impedancyjnych. Nawet zastosowanie układu opisanego w



Rys.4 Wykres wekazowy komparatora z rys.3. Komparowane immitancje mają charakter indukcyjny

Fig. 4 Vector diagram of the comparator acc. to Fig.3 Compared immittances are of inductive character pracy [3] nie daje zadawalających rezultatów. Wobec tego celowe jest zastosowanie regulacji stosunkowo dużych wartości R i X, które następnie są transformowane w znanym stosunku i dopiero przetransformowane wartości są włączone w gałąź komparatora.

Należy zauważyć, że napięcie równoważące ΔU (rys.5) korzystnie jest rozłożyć na składową U równoległą do wektora I oraz składową U, prostopadłą do I. W takim przypadku składowe napięć U i U są proporcjonalne do składowych impedancji równoważącej R. J. Stan taki przedstawiono na rys.6 dla przypadku komparacji impedancji o charakterze indukcyjnym. Wynikiem porównania są różnice parametrów impedancyjnych komparowanych wzoroów. Układ należy do grupy komparatorów z wymuszeniem prądowym.

6. Komparator immitancji z kompensacja napiecia pierównowagi

Komparator ten (rys.7) jest zbudowany z precyzyjnego indukcyjnego dzielnika napięcia DN o bardzo dużej impedancji wejściowej, dwu przekładników prądowych TP1, TP2, realizujących wielodekadowe przełożenie prądu z dużą dokładnością, dwu jednomiarowych wzorców: rezystancji $R_{\rm n}$ i reaktancji $X_{\rm n}$ oraz generatora G i detektora D. Obwód prądu głównego I zamyka : się przez punkty A,W,B,C przy czym spadek napięcia między punktami B i C jest niewielki. Na skutek różnic rezystancji i reaktancji komparowanych wzorców występuje różnice potencjałów między punktami D i W, która jest kompensowana dodatkowym napięciem ΔU . Prądy I i I_b, proporcjonalne do prądu płynącego przez komparowane wzorce, powodują wystąpienie na wzorcach $R_{\rm n}$ i $X_{\rm n}$ składowych dodatkowego napięcia ΔU . przy założeniu że TP1, TP2 oraz DN są idealne oraz że U = U₂, równania stanu równowagi mają postać następującą:

$$\Delta R = R_1 - R_2 = 2k_0R_n$$

 $\Delta \mathbf{I} = \mathbf{I}_1 - \mathbf{I}_2 = 2\mathbf{k}_{\mathbf{b}}\mathbf{I}_{\mathbf{b}}$



Rys.5 Schemat komparatora immitancji z równoważeniam impedancyjnym Fig.5 Circuit diagram of the immittance comparator with impedance balancing



Rys.6 Wykres wekazowy komparatora z rys.5 Fig.6 Vector diagram of the comparator acc. to Fig.5

Na wykresie wskazowym (rys.8) napięcie kompensujące napięcie nierównowagi jest złożone ze składowej synfazowej i prostopadłej do prądu I płynącego przez komparowane wzorce.] Wynikiem porównania są różnice parametrów impedancyjnych komparowanych wzorców. Układ należy do grupy komparatorów z wymuszeniem prądowym.

7. Wnioski

Przedstwione struktury układów mogą być wykorzystane do sprawdzania grupowych wzorców immitancji. Spełniają one warunki bezpośredniego i niezależnego odczytu różnic obu składowych komparowanych wzorców, niezależnego równoważenia każdej składowej oras niezależności od smian napięcia zasilającego.



Rys.7 Schemat komparators immitancji z kompensacją napięcia nierównowagi Pig.7 Circuit of the immittance comparator with compensation of unbalance voltage



Rya.8 Wykres wakazowy komparatora z rys.7. Komparowane immitancje mają charakter indukcyjny

Fig.8 Vector diagram of the comparator acc. to Fig.7. Compared immittances are of inductive character

Analiza wybranych struktur

Równania równowagi układu są niezależne od częstotliwości pod warunkiem użycia w torze równoważenia składowej biernej wzorca o takim samym charakterze, jak komparowane wzorce. Struktury o wymuszeniu napięciowym szczególnie nadają się do komparacji grupowych wzorców pojemności, a struktury o wymuszeniu prądowym są korzystniejsze przy porównaniach wzorców indukcyjności własnej.

LITERATURA

- [1] Dudziewicz J.(red.): Etalony i precyzyjne pomiary wielkości elektrycznych. WKŁ, Warszawa 1982
- [2] Klarner-Sniadowska M.: Metoda pomiarów etalonów grupowych zastosowana do odtwarzania jednostki indukcyjności. Prace Nauk. IME Pol. Wr. nr 28, seria: Konf. nr 12, Wrocław 1986
- [3] Kuryłowicz J.: Wybrane działy elektrycznego miernictwa precyzyjnego. Wyd. Pol. Wr. Wrocław 1971
- [4] Miłek M.: Komparatory immitancji. Z.N. Pol. Śl. KLEKTRYKA, nr92, Gliwice 1984

Recenzents: doc. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do Redakcji dnia 21 listopada 1988 r.

АНАЛИЗ НЕКОТОРЫХ СТРУКТУР КОМПАРАТОРОВ ДЛЯ ПРОВЕРКИ ГРУШЮВЫХ ЭТАЛОНОВ ИММИТАНСА

Pespxe

В статье определены основные требования для конотрукции компараторов предназначеных для проверки групповых втаконов имитанса. Описаны четыре структуры компараторов, производящих измерения разниц составляющих иммитанса. В системах используются индуктивные делители напряжения и тока, позваязощие получать измерения больной точности. Две анализируемые структуры принадлежат к илассу компараторов с иёстиям напряжением и особенно пригодны да сравнивания этаконов ёмкости. Две оотакьные структуры принадлежат и иласоу компараторов с токовым воздействием и могут быть использованы для сравнивания этаконов ёмкости. Две оотакьные структуры принадлежат и иласоу компараторов с токовым воздействием и могут быть использованы для сравнивания этаконов индуктивности. Снотемы обеспечивают непосредствеиное и независимое вооприятие разниц двух составлящих независимо уравновеленных, а также обеспечивают независимость от питающего напряжения. Уравнения биланся независимы от частоты, когда в цели уравновенивания безвозвратной составлящей используется стандаря такого не израктера, как и инмердение этаклоны.

THE ANALYSIS OT SOME COMPARATOR CIRCUITS DESIGNED FOR CHECKING IMMITTANCE GROUP STANDARDS

Summary

Basic requirements for comparators assigned to checking the immittance group standards have been defined in the paper.

Four different comparator circuits especially designed for the measurement of immittance components, both in-phase and quadrature, have been described. High measuring accuracy can be achieved, because the ciruits are based on inductive voltage and current dividers. The two circuits presented belong to comparators with forced voltage and are particulary suitable for checking the capacitance standards. The other two circuits belong to comparators with forced current and are suitable for comparison of the inductance standards.

The circuits provide direct and independent difference reading of both components, independent balance and independence of supply voltage variations. The balance equations are independent of the frequency, provided that the quadrature component of the standard used in the balance circuit is of the same character as the standards being compared. Seria: ELEKTRYKA z.114

Nr kol. 1031

Maria BOJARSKA-KOWALIK Instytut Metrologii i Automatyki Elektortechnicznej Politechniki Śląskiej

WERYFIKACJA EKSPERYMENTALNA WARUNKU NIEZNIEKSZTAŁCAJĄCEGO PRZENOSZENIA SYGNAŁU BINARNEGO PSEUDOFRZYPADKOWEGO I SZUMU BIAŁEGO DOLNOPASMOWEGO PRZEZ PRZETWORNIKI POMIAROWE TYPU INERCYJNO-OSCYLACYJNEGO

<u>Streszczenie.</u> W artykule przedstawiono eksperymentalną weryfikację warunku niezniekształcającego przenoszenia sygnałów stochastycznych przez przetworniki pomiarowe. W tym celu wyznaczono pomiarowo funkcje autokorelacji i funkcje widmowej gęstości mocy sygnałów stochastycznych na wejściu i wyjściu elektrycznych analogów przetworników pomiarowych I i II rzędu. Przy wyznaczaniu tych funkcji zmieniano stosunek częstotliwości granicznej sygnału stochastycznego do częstotliwości granicznej przetwornika. Sygnał wejściowy elektrycznego analogu przetwornika pomiarowego miał postać sygnału binarnego pseudoprzypadkowego i szumu białego dolnopasmowego. Spełnienie warunku niezniekształcającego przenoszenia sygnałów stochastycznych przez przetworniki pomiarowe zapewnia identyczność postaci funkcji autokorelacji i funkcji widmowej gęstości mocy sygnału wejściowego

Do oceny przenoszenia syganłów stochastycznych przez przetworniki pomiarowe można stosować następujące wskaźniki jakości [1,2,3]: - normowany błąd średni kwadratowy $\mathcal{E}^2(t)_n$,

- błąd przetworzenia wariancji An.

- korelacyjną dobroć przenoszenia sygnałów P. (0).

W artykule[2] wykazsno, że optymalne wartości podstawowych parametrów przetworników pomiarowych, zapewniające minimalne zniekształcenia przenoszonego sygnału stochastycznego, zawierają się w granicach: - dla przetworników I rzędu

ω_{ge}T ≤ 0,1 prsy csym

ω - pulsacja graniczna sygnału stochastycznego,

T - etała czasowa przetwornika,

- dla przetworników II rzędu

$$\frac{\omega_{\rm K0}}{\omega_{\rm o}} \leq 0,1$$

0,4 < & < 0,7

prsy - csym:

ω - puleacja drgań swobednych, nietżumionych przetwornika

(1)

(3)

(4)

ξ - tlumienie względne przetwornika,
 - dla przetworników III rzędu

$$\frac{\omega_{R8}}{\omega_{0}} \leq 0,1 \qquad \omega_{0}T \leq 0,1 \qquad 0,4 \leq \xi \leq 0,7.$$

Sformułowano także warunek niezniekształcającego przenoszenia sygnałów stochastycznych przez przetworniki pomiarowe w postaci[3]:

$$\frac{\omega_{g8}}{\omega_{g\lambda}} \leq 0,1$$

$$11a = 0.9 - 1/2$$

przy czym:

ω₅₅ - pulsacja graniczna sygnału stochastycznego spełniająca równanie

$$P_{\mathbf{x}}(\omega) d\omega = 0, 9 \int_{0}^{\infty} P_{\mathbf{x}}(\omega) d\omega,$$

 $P_x(\omega)$ - funkcja widmowej gęstości mocy sygnału atochastycznego, ω_{gA} - pulsacja graniczna przetwornika pomiarowego, gdzie

$$A = \frac{G(j\omega_{gA})}{G(0)}$$

 $G(j\omega)$ - transmitancja widmowa przetwornika pomiarowego.

Przy wyprowadzaniu warunku (1) oraz optymalizacji parametrów podstawowych przetworników założono, że przetwornik pomiarowy przenosi sygnał stochastyczny bez zniekształceń. jeżeli zachodzi:

 $|\Delta_{\rm D}| \le 0.02$, $\overline{\epsilon^2(t)}_{\rm p} \le 0.04$, $\gamma_{\rm XY}(0) \ge 0.98$ (2)

Czy założone, dopuszczalne wartości wekaźników jakości zapewniają brak zniekształceń wielkości charakteryzujących zmienność przenoszonych sygnałów stochastycznych w czasie? Jak wpływa niespełnienie warunku niezniekształcającego przenoszenia sygnałów stochastycznych przez przetworniki na przebieg tych wielkości?

Do opisu zmienności sygnału stochastycznego w czasie stosuje się funkcję autokorelacji i funkcję widmowej gęstości mocy tego sygnału [4]. Funkcje te wyrażają się zależnościami:

$$R_{\mathbf{x}}(\mathcal{U}) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t+\mathcal{U}) dt$$

przy czym x(t) - sygnał stochastyczny,

$$P_{\mathbf{x}}(f) = \lim_{\Delta f \to 0} \frac{1}{T \to \infty} \left[\lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \mathbf{x}^{2}(t, f, \Delta f) dt \right]$$

orsy czym $x(t,f, \Delta f)$ - składowa sygnału stochastycznego zawarta w przedziale częstotliwości od f do f+ Δf .



Rys.1 Schemat układu pomiarowego Fig.1 Block diagram of measurement system

W calu weryfikacji wyników uzyskanych drogą analityczną wyznaczono funkcje autokorelacji i funkcje widmowej gęstości mocy sygnałów stochastycznych na wejściu i wyjściu elektrycznych analogów przetworników pomiarowych I i II rzędu.

Układ pomiarowy przedstawiono na rys.1. Niedokładność użytego korelatora analogowego firmy DISA (typ 55D70) wynosi ± 2% wartości wyjściowej. Skończony przedział czasu obserwacji sygnałów stochastycznych, wskutek czego możliwa jest tylko estymacja funkcji korelacji, powoduje powstanie błędu statystycznego. Jednak odpowiedni dobór parametrów analizy w korelatorze prowadzi do pomijalnie małych błędów statystycznych estymacji funkcji korelacji.

Dla dowolnego opóźnienia I względny błąd skuteczny estymatora funkcji korelacji można wyrazić zależnością

$$E = \frac{1}{\sqrt{2BT}} \sqrt{1 + \frac{Rx^2(\tau)}{Rx^2(0)}}$$

przy czym:

- B ekwiwalentna szerokość pasma częstotliwości sygnału, czyli częstotliwość, dla której funkcja widmowej gęstości mocy zmniejsza swą wartość o 3 dB.
- T czas uśredniania, czyli czas obserwacji sygnałów stochastycznych.

$$U_{1} = \frac{U_{2}(j\omega)}{U_{1}(j\omega)} = \frac{1}{1+j\omega\Gamma}$$

$$T = RC$$

Rys.2 Elektryczny analog przetwornika pomiarowego I rzędu Fig.2 Electrical analog of the I order measuring transducer

W praktyce czas uśrednienie dobiera się tak, aby spełnione były następujące nierówności

 $T \ge 10 |\mathcal{T}_{max}|$ oraz $BT \ge 5$ (6)

Przykładowo: w przypadku wyznaczania funkcji autokorelacji sygnału szumu białego o B = 2 · 10⁴ Hz, przy T = 10 s i T_{max} = 10⁻⁴ s względny błąd skuteczny estymatora funkcji autokorelacji wynosi \mathcal{E} = 0,005 (T_{max} - zakres opóźnienia). Także dobór szybkości perlustracji ma wpływ na zniekształcenia przebiegu funkcji korelacji. Zalecany minimalny czas analizy T_{g} , wynikający z ograniczenia szybkości perlustracji przy ciągłej zmianie czasu opóźnienia, powinien wynosić;

$$T_g > \frac{4TUREx}{R}$$
 (7)

przy czym:

T - czas uáredniania,
 h - pożądana rozdzielczość,
 T_{mar} - zakres opóźnienia

Przykładowo: dla $T_{max} = 10^{-3}$ s, h = 2 · 10⁻⁵s i T = 10s powinno być $T_{a} \ge 2000$ s. przyjęto $T_{a} = 2700$ s.

88

(5)



Rys. 3 Unormowana funkcja autokorelacji: a) sygnału wejściowego przetwornika I rzędu w postaci SBPS b) sygnału wyjściowego przetwornika I rzędu dla

 $\omega_{gg}/\omega_{g0,9}=0,1$

Fig. 3 Normalized autocorrelation function: a) of the binary pseudorandom singal used as an input signal of the I order transducer

b) of the output signal of the I order transducer for $\omega_{gg}/\omega_{g0,9} = 0,1$



Fig.3 Normalized autocorrelation function: c) of the output eingal of the I order transducer for $\omega_{gg}/\omega_{g0,g} = 0.5$ d) of the output sincel of the I order transducer for

d) of the output singel of the I order transducer for $\omega_{ge}/\omega_{g0,9} = 1$

C)

d)

Weryfikacja eksperymentalna...

Przebiegi funkcji autokorelacji i funkcji widmowej gęstości mocy dla elektrycznego analogu przetwornika pomiarowego I rzędu (rys.2) i sygnału wejściowego w postaci binarnego sygnału pseudoprzypadkowego (SBPS) przedstawiono na rys.3 i 4. Na rys.3a pokazana jest funkcja autokorelacji sygnału wejściowego przetwornika, a na rys.4a funkcja widmowej gęstości mocy tego sygnału

W tablicy jzestawiono wartości wskaźników jakości wyznaczone pomiarowo dla rozpatrywanych stosunków pulsacji granicznej sygnału wejściowego do pulsacji granicznej przetwornika pomiarowego.

Tablica 1

^ω ga/ ^ω g0,9	≏ _D	6 ² (t) _n	φ χy (0)	
0,1	0,01	0,01	1	
0,5	0,04	0,04	0,98	
1	0,08	0,08	0,95	

Należy zauważyć, że spełnienie warunku niezniekształcającego przenoszenia sygnałów stochastycznych przez przetworniki pomiarowe (1), co jest równoznaczne ze spełnieniem nierówności (2), zapewnia identyczność przebiegów funkcji autokorelacji i funkcji widmowej gęstości mocy sygnału wejściowego i wyjściowego przetwornika. Ze wzrostem stosunku pulsacji granicznej wejściowego sygnału stochastycznego do pulsacji granicznej przetwornika pomiarowego, a więc ze wzrostem wartości błędu przetwarzania i błędu średniego kwadratowego oraz zmniejszeniem wartości korelacyjnej dobroci przenoszenia syganłów, przetwornik pomiarowy coraz bardziej zniekształca funkcję autokorelacji i funkcję autokorelacji i funkcję widmowej gęstości mocy sygnału wejściowego.

Przebiegi funkcji autokorelacji i funkcji widmowej gęstości mocy dla elektrycznego analogu przetwornika pomiarowego II rzędu (rys.5.) i sygnału wejściowego w postaci szumu białego dolnopasmowego przedstawione są na rys.6 i rys.7. Na rys.6a pokazana jest funckja autokorelacji sygnału wejściowego przetwornika, a na rys.7a funkcja widmowej gęstości mocy tego sygnału.

	$\begin{array}{llllllllllllllllllllllllllllllllllll$	a) of the binary pseudorandom signal used as an input o) of the output signal of the I order transducer for $\omega_{g0}, \dot{9} = 0.5$ b) of the output signal of the I order transducer for $\omega_{g0}, \dot{9} = 0.5$ b) of the output signal of the I order transducer for d) of the output signal of the I order trans-
--	--	---



Rys.5 Elektryczny analog przetwornika pomiarowego II rzędu Fig.5 Electrical analog of the II order measuring transducer

W tablicy 2 zestawiono wartości wskaźników jakości wyznaczone pomiarowo dla rozpatrywanych stosunków pulsacji granicznej sygnału wejściowego do pulsacji granicznej przetwornika. Tłumienie względne przetwornika pomiarowego jest równe 0,7 ($\xi = 0,7$).

Tablica 2

α) _{gs/} ωg0,9	۵ _D	82(*)n	9 _{xy} (0)
0,1	-0	0	1
0,44	0,01	0,06	0,97
0,9	0,02	0,3	0,84
4,4	0,63	1,15	0, 15

Wyniki uzyskane dla przetworników pomiarowych II rzędu prowadzą do wniosków analogicznych z uzyskanymi dla przetworników I rzędu. Spełnienie warunku niezniekształcającego przenoszenia sygnałów stochastycznych przez przetworniki pomiarowej zapewnia identyczność przebiegów funkcji autokorelacji i funkcji widmowej gęstości mocy sygnału wejściowego i wyjściowego przetwornika. Warunek ten jest słuszny dla przetworników I, II i III rzędu, przy czym należy zauważyć, że dla przetworników oscylacyjnych II rzędu i przetworników III rzędu klasy 14 najkorzystniejsze wartości tłumienia względnego zawierają eię w granicach = 0,5 - 0,7. Wynika to z wpływu tłumienia względnego na szerokość pasma przenoszenia przetwornika.



transducer

b) of the output signal of the II order transducer for

 $\omega_{gg}/\omega_{g0,9}=0,1$



wge/wg0,9= 0,9



Rys.6 Unormowana funkcja autokorelacji: e) sygnału wyjściowego przetwornika II rzędu dla $\omega_{ge}/\omega_{g0,9} = 4,4$ Fig.6 Normalized autosorrelation function: e) of the output signal of the II order transducer for $\omega_{ge}/\omega_{g0,9} = 4,4$

Weryfikacja eksperymentalna...





Weryfikacja eksperymentalna...

A im szerszs jest pasmo przenoszenia, tym szerszy jest przedział widma gęstości mocy sygnału wejściowego, które nie zostanie zniekształcone przez przetwornik pomiarowy.

LITERATURA

- [1] Bojarska M.: Parametry charakteryzujące przenoszenie sygnałów stochastycznych przez przetworniki pomiarowe. Zeszyty Naukowe Pol.Śl. Elektryka z.62. Gliwice 1979.
- [2] Bojarska-Kowalik M.: Dobór wartości podstawowych parametrów przetworników pomiarowych przy przenoszeniu sygnałów stochastycznych. Zeszyty Naukowe Fol.Śl., Elektryka z.71, Gliwice 1981.
- [3] Bojarska-Kowalik M., Wpływ szerokości pasma przenoszenia przetwornika pomiarowego na zniekształcenia przenoszonego sygnału stochastycznego. Zeszyty Naukowe Pol.Śl., Elektryka z.108, Gliwice 1989.
- 4 Hagel R., Latka A.: Metrologia stochastyczna. Gliwice 1982.

Recensent: dr. hab. int. Roman Rymaszewski

Wołyneżo do Radakcji dnia 24 listopada 1988r.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА УСЛОВИЯ НЕИСКАЖЕННОГО ПЕРЕНОСА ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО ЕИНАРНОГО СИГНАЛА И БЕНОГО ПУМА НИЖНЕЙ ПОЛОСЫ ЧЕРЕЗ И ЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИНЕРЦИОННО-ОСЦИАЛЯТОРНОГО ТИПА

Резрие

В статье представлена экспериментальная проверка условая неискахенного переноса стокастических сигналов через измерительные преобразователя. Определены измерительным способом автокореляционные функции и спектральные функции плотнооти мощности стокастических сигналов на входе и выходе электрических аналогов измерительных преобразователей I и II ряда. При определении этих функций изменялось отномение граничной частоты стохастического сигнала к граничной частоте преобразователя. Еходной сигнал электрического аналога преобразователя имея вид псевдоолучайного бинарного сигнала и бекого пума никней полосы. Удовлетворительность недеформирущего условия переноса стохастических сигналов через измерительные преобразователя обеспечивает идеитичность вида автокореляционной функции и спектральной фунини пнотности мощности входного и выходного сигнала преобразователя. EXPERIMENTAL VERIFICATION OF THE CONDITION ENSURING THE NON-DISTORTING TRANSFER OF BINARY PSEUDORANDOM SIGNAL AND LOW-BAND WHITE NOISE BY OSCILLATORY-INERTIAL MEASURING TRANSDUCERS

Summa ry

The paper presents the experimental verification of the condition ensuring the non-distorting transfer of stochastic signals by measuring transducers. Therefore autocorrelation functions and spectral power density functions of stochastic signals have been measured at inputs and outputs of the electrical analogs of the I and II order measuring transducers. Stochastic signal measuring transducer limit frequency ratio has been changed when determining these functions. Binary pseudorandom signal and low-band white noise have been used as the input signals of the electrical analogs of measuring transducers. If the condition ensuring the non-distorting transfer of stochastic signals by measuring transducers is fulfilled then the autocorrelation functions of the transducer input signal and the transducer output signal are identical. The spectral power density functions of the transducer input signal and the transducer output signal are identical as well. Seria: z.114

Nr kol. 1031

Jan LEKS

Instytut Metrologii i Automstyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej

MIERNIK ZAGĘSZCZENIA ZAWIESIN WODNYCH

Streszczenie. W artykule opisano miernik zagęszczenia zawiesin, zwłaszcza mułowo-wodnych, występujących w obiegach wodno-mułowych zakładów przeróbki kopalin. Wartość zagęszczenia tych zawiesin w określonych miejscach jest istotnym parametrem, od którego zależy szybkość i sprawność procesu filtracji zawiesin. Dotychczas stosowane laboratoryjne metody pomiaru zagęszczenia nie pozwalały prowadzić optymalnie procesu filtracji zawiesin, ze względu na bardzo długi czas pomiaru.

Opisany miernik zagęszczenia zawiesin działa na zasadzie pomiaru stopnia tłumienia promieniowania podczerwonego przez badaną zawiesinę i jest orginalnym rozwiązaniem.

Ze zględu na krótki czas pomiaru (około 2s) i szeroki zakres pomiarowy (0... 1000 g/l) nadaje się on do bieżących. pomiarów zagęszczenia, a także dzięki przetwarzaniu wartości zagęszczenia na napięcie elektryczne umożliwia automatyzację procesu filtracji zawiesin. Przytoczone w opisie miernika zagęszczenia zależności opisują w sposób ogólny ideą działania układu miernika.

1. Watep

W wielu gałęziach przemysłu, szczególnie w zakładach przeróbki kopalin wykorzystujących obiegi wodno-mułowe, konieczne są ciągłe lub okresowe pomiary zagęszczenia zaiwesin [1,2]. Szczególnie istotne jest to w przypadku przeróbki wodno-mułowej węgla kamiennego. Znajomość zagęszczenia przerabianej zawiesiny węglowo-wodnej pozwala na optymalny dobór parametrów technicznych urządzeń przeróbczych [1]oraz osiągnięcie maksymalnej sprawności procesów przeróbczych przy nimimalnym zużyciu drogich flokulantów (substancji chemicznych przyśpieszających proces sedymentacji zawiesiny).

Istnieje ścisła zależność pomiędzy zagęszczeniem przerabianej zawiesiny a ilością dozowanego do niej flokulanta [2]. Zbyt mała ilość flokulanta powoduje, że proces sedymentacji jest długi, produkt wyjściowy (kondensat) zawiera zbyt wiele wody, zaś zbyt duża ilość flokulanta powoduje, że kondensat zawiera zbyt mało wody, co jest często przyczyną awarii urządzeń przeróbczych, zwłaszcza pomp i filtrów.

W praktyce przemysłowej ustala się parametry ursądzeń przeróbczych obiegu wodno-mułowego oraz dawki flokulanta i wody na podstawie przewidywanej wartości zagęzzczenia przerabianej zawiesiny. Przyjmuje się prawdopodobną wartość zagęszczenia na podstawie wcześniej przeprowadzonych metodą laborytoryjną pomiarów zagęszczenia zawiesin występujących w obiegu wodno-mułowym.Pomiar zagęszczenia zawiesiny tą metodą polega na pobraniu zawiesiny, odparowaniu z niej wody, a następnie ważeniu pozostałego osadu po odparowaniu wody. Stosunek masy osadu od objętości próbki jest zagęszczeniem zawiesiny.

Ten sposób określenia zagęszczenia zawiesin jest czasochłonny, wyklucza automatyzację i nie pozwala uzyskiwać stale wysokiej sprawności procesu przeróbczego.

Opisywany w artykule miernik zagęszczenia zawiesin pozwala mierzyć zagęszczenie zawiesin w sposób ciągły, przy czym zawiesiny mogą być stacjonarne lub przepływowe.

Ze względu na krótki czas pomiaru (ok.2s), szeroki zakres mierzonego zagęszczenia (0 - 1000 g/l) oraz liniowe przetwarzanie mierzonego zagęszczenia Z na napięcie U , miernik może być wykorzystany w zautomatyzowanych obiegach wodno-mułowych.

Napięcie wyjściowe U miernika może być wykorzystywane do sterowania urządzeniami przeróbczymi [1] (pompami, zaworami, dozownikami itp.).

2. Zasada działenia

Miernik zagęszczenia zawiesin, którego uproszczony schemat funkcjonalny przedstawiono na rysunku, działa na zasadzie pomiaru współczynnika efektywnej transmisji T_{er} promieniowania podczerwnego w badanej zawiesinie. Promieniowanie podczerwone przechodząc przez warstwę zawiesiny ulega osłabieniu w wyniku odbicia, rozproszenia i absorpcji przez cząstki ciał stałych zawiesiny [4]. Moc promieniowania P_D dochodzącego do detektora promieniowania D_2 (rys.1) jest proporcjonalna do mocy P_e emitowanej przez źródło promieniowania D_4 i współczynnika efektywnej transmisji T_{ef}

$$P_{D} = K_{q} P_{e} T_{ef}$$
(1)

gdzie: K₀ - współczynnika geometryczny uwzględniający kształt i wymiary układu optycznego zawierającego elementy D₁ i D₂.

Dla monochromatycznego promieniowania podczerwonego współczynnik efektywnej transmisji T_{ef} zależy od zagęszczenia zawiesiny Z i drogi 1, jaką przebywa promieniowanie w zawiesinie [4].

$$T_{ef} = exp \left[- P_A(2) \right]$$

przy czym $P_A(Z) \approx P(Z, d_{Ar}, n_A d_A)$

102

(3)

Miernik zagęszczenia....

- gdzie: dér przeciętna średni a cząstek stałych w zawiesinie,
 - d_A n_A odpowiednio przeciętna średnica i liczba agregatów cząstek stałych zlepionych w wyniku działania flokanta,
 - odległość źródła promieniowania D₁ od detektora promieniowania D₂.



Rys.1 Uproszczony schemat funkcjonalny miernika zagęszczania zawiesin Fig.1 Simplified functional diagram of the instrument for measuring the solid-liquid ratio of water suspensions

Zależność (3) może być wyznaczona jedynie eksperymentalnie z pomiaru napięcia sygnału U_g na detektorze promieniowania D₂ dla wzorcowych zawiesin, których skład i wielkość ziaren ciał stałych jest znany. W praktyce jest to zadanie trudne do wykonania z uwagi na niemożność dokładnej selekcji ziaren ze względu na ich średnicę, a także z powodu niejednakowej sedymentacji ziaren o różnej średnicy.

Można jednak dla danego rodzaju zawiesiny wyznaczyć relację pomiędzy napięciem sygnału U_s na detektorze promieniowania D₂ i zagęszczeniem Z tej zawiesiny przyjmując stały rozkład ilości ziaren ciał stałych w zawiesinie w funkcji ich średnicy.

Wystarczy wtedy określić współczynniki korekcyjne zależne od przeciętnej średnicy ziaren dominujących w zawiesinie. Taki sposób wyznaczania relacji U_g = f(Z) przyjęto w opracowaniu miernika zagęszczenia. Podczas badań okazało się, że można poprzez wprowadzenie automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW) i dobór sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu A₁ oraz sterowanie pracą źródła promieniowania D₁ (tak jak na rys.1) uzyskać

odwrotnie proporcjonalną zależność amplitudy napięcia sygnału U od zagęszczenia Z badanej zawiesiny. Ponieważ moc promieniowania P, emitowanego przez diodę D1 (IRED) jest wprost proporcjonalna do prądu I_{dm} płynącego przez tę diodę [5], może więc być regulowana poprzez regulację prądu I den.

W opisanym mierniku do regulacji mocy P emitowanej przez diodę D, wykorzystano napięcie U, na wyjściu wzmacniacza róźnicowego A. Na wejście nieodwracające podano napięcie U_n ustalające warunki początkowe miernika dla Z = O, zaś na wejście odwracające podano napięcie U_{sm} z wyjścia detektora szczytowego DS. Napięcie U_{gm} jest proporcjonalne do amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia sygnału U, która jest wydzielona w układzie RLC dostrojonym do częstotliwości tej harmonicznej. Dla napięcia U, można napisać:

$$U_{1} = K_{2}(U_{1} - U_{am}) = K_{2}U_{1} + \Delta U_{4} = U(0) + \Delta U_{4}$$
(4)

$$gdzie: U(0) = K_2 U_p,$$
$$\Delta U_1 = - K_2 U_{gm}$$

W wyniku działania pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmującego obwód: źródło promieniowania D,, detektor promieniowania D,, wzmacniacz A, i poprzez detektor szczytowy DS wzmacniacz A, napięcie U_{sm} zależy odwrotnie proporcjonalnie od zagęszczenia Z badanej zawiesiny.

$$U_{\text{em}} = \frac{A U (0)}{1 + Z}$$
(5)

przy czymi A - współczynnik proporcjonalności zależy od wypadkowego wzmocnienia układu. Uwzględniając wzór (5) w równaniu (4) dla przyrostu napięcia AU, zachodzi:

$$\Delta U_{\bar{1}} = -\frac{A K_2 U(0)}{1+2}$$
(6)

Amplituda prądu źródłowego I_{źr} w wyniku sterowania tego źródła napięciem U, zależy od przyrostu U,.

$$\mathbf{I}_{fr} = \mathbf{I}(0) + \Delta \mathbf{I} = \mathbf{I}(0) + \mathbf{B} \ \Delta \mathbf{U}_{q} \tag{7}$$

przy czym: I(0) - prąd źródłowy przy Z = 0,

B - współczynnik zależny od wzmocnienia układu sterującego fródlen pradowyn.

Wykorzystując wzór (6) w równaniu (7) otrzymuje się dla zmian prądu I_{dm} : $\Delta I = - \frac{B A K_2 U(0)}{2}$ (8)

Miernik zagęszozenia...

W wyniku takiego sterowania źródła prądowego zasilającego źródło promieniowania D₁ moc promieniowania P_e tego źródła zmienia się zależnie od zagęszczenia Z badanej zawiesiny tak, że im większe jest zagęszczenie, tym większa jest moc P_e emiotowana przez źródło promieniowania D₁.

Napięcie sygnału U_g na wyjściu detektora promieniowania maleje proporcjonalnie ze wzrostem zagęszczenia badanej zawiesiny. Gdyby prąd źródłowy I_{źr} był stały (I_{źr} = const), napięcie sygnału U_g byłoby w przybliżeniu malejącą funkcją wykładniczą zagęszczenia Z, co prowadziłoby do dużej rozpiętości napięć sygnału U_g przy stosunkowo małych zmianach zagęszczenia Z. Konieczne byłoby wówczas stosowanie jako wzmacniacza wstępnego A₁ wzmacniacza logarytmicznego, co pogorszyłoby stabilność termiczną układu pomiarowego.

W opisanym mierniku zagęszczenia zastosowano oprócz regulacji amplitudy prądu źródłowego I_{źr} wpływającej na amplitudę napięcie sygnału U_g kluczowanie prądu źródłowego ze stałą częstotliwością w układzie klucza elektronicznego Kl, przy czym wypełnienie przebiegu prądu I_{źr} jest regulowane napięciem U₁. W wyniku takiej regulacji prąd źródłowy I_{źr}, a tym samym napicie sygnału U_g ma przebieg prostokątny, którego amplituda i szerokość impulsów jest zależna od zagęszczenia Z badanej zawiesiny.

Regulacja prądu źródłowego $I_{źr}$ odbywa się przy stałej wartości średniej tego prądu, co jest korzystne ze względu na stałą moc średnią źródła promieniowania D_1 [3],[5].

Dla przyrostów amplitudy I prądu źródkowego $I_{źr}$ i szerokości T_z impulsów tego prądu spełniona jest równość:

$$|\Delta I|T_{r} = Q = const.$$
(9)

Wykorzystując we wzorze (9) zależność (8) uzyskuje się zależność

$$T_{z} = \frac{0}{|\Delta I|} = \frac{0}{B K_{2} U(0)} (1 + Z)$$
(10)

lub $T_{z} = T_{0}(1+z)$

przy czym $T_0 = \frac{0}{BK_0 U(0)}$ - szerokość impulsu

Z zależności (11) wynika, że szerokość impulsów prądu źródłowego T_z jest proporcjonalna do zagęszczenia Z. Szerokość T_z może być łatwo mierzona przyrządem cyfrowym.





Fig.2 Conversion characterictic of the instrumment for measuring the solid-liquid ratio of water suspensions

W opisanym mierniku zagęszczenia napięcie sygnału U proporcjonalne do mocy P_D (zależność (1)) z wyjścia wzmacniacza A₁ podawane jest na komparator K, na którego wyjściu powstaje napięcie o przebiegu prostokątnym o stałej amplitudzie i szerokości impulsów T₋.

Napięcie to podawane jest dalej na układ detektora wartości średniej DĽ, na którego wyjściu powstaje napięcie stałe U₂ proporcjonalne do szerokości impulsów T_{*}, s tym samym do zagęszczenia Z badanej zawiesiny (11).

Kapięcie U₂ jest podawane na układ wzmacniacza A₃, na wyjściu którego napięcie U₂ proporcjonalne do różnicy napięć U₂ - U₀ jest regulowane potencjometrem R₀, odpowiada ono wartości zagęszczenia odniesienia Z₀ zadawanego przez obsługę. Użatwia to kontrolę zmian zagęszczenia badanej zawiesiny. Napięcie U₃ podawane jest na układ dyskryminatora różnicy DR, na którego wyjściech znajdują się dyskretne wskaźniki H,M i L sygnalizujące stan przyrostów zagęszczenia ΔZ względne zagęszczenia odniesienia Z₀.

Miernik zagęszczenia...

Na wyjściu miernika zagęszczenia jest woltomierz cyfrowy VC, który zależnie od położenia przełącznika P wskazuje wartość zagęszczenia Z (napięcie U₂), przyrostu zagęszczenia $\triangle Z = Z - Z_0$ (napięcie U₃) lub zagęszczenie odniesienia Z₀.

Napięcia U₂, U₃ lub napięcie z wyjść cyfrowych woltomierza VC mogą być wykorzystne do sterowania urządzeniami automatyki.

Prototyp opisywanego miernika zagęszczenia zawiesin wyposażono w dwa zakresy pomiarowe: zakres podstawowy "Z",0 : 100 g/l i zakres poszerzony "10 Z", 0 : 1000 g/l. Uzyskano liniową charakterystykę miernika dla zagęszczeń. większych od ok. 2,5 g/l w zakresie podstawowym oraz dla zagęszczeń z przedziału wartości 8 : 990 g/l.

Zakres pomiarowy "10 Z" uzyskano poprzez zmianę wzmocnienia A_1 oraz prądu źródłowego I_{źr}, co w zależnościach (5), (8) i (11) uwidocznia się zmiana wartości współczynnikóa A i B.

Na rys.2 przedstawiono charakterystykę miernika zagęszczenia zawiesin w postaci zależności napięcia U₂ (rys.1) od mierzonego zagęszczenia Z dla wodnej zawiesiny węglowej, której ziarna mają średnice od ok.15 do 90 mikrometrów. W zakresie liniowym charakterystyki błąd pomiaru zagęszczenia opisywanym miernikiem nie przekracza 2%. Dolne zakrzywienie charakterystyki wynika ze zbyt małego wpływu zagęszczenia na wartość transmisji zawiesiny dla promieniowania podczerwonego, a górne zakrzywienie charakterystyki wynika ze zbyt małej przeźroczystości zawiesiny i niedostatecznego wzmocnienia wzmacniacza A₁

3. Uwagi końcowe

W praktyce możliwe jest poszerzenie zakresu liniowej pracy miernika poprzez zastosowanie czulszego detektora promieniowanie sprawniejszego układu optycznego, w którym znajdują się diody D₁ D₂ oraz zwiększenie zakresu zmian prądu źródłowego I_{δ_m} .

Opisywany miernik zagęszczenia zawiesin jest wykorzystywany do pomiaru zagęszczenia zawiesiny węglowej dopływającej rynną do filtru sedymentacyjnego. Czujnik miernika w postaci sondy zawierającej układy elektryczne podane na rys.1 jest zanurzony w badanej zawiesinie. Miernik może znaleźć zastosowanie do pomiarów zagęszczenia zawiesini innych niż wodno-węglowe, o ile ciecz będzie przeźroczysta dla promieniowania podczerwonego w przedziałe długości fał, w którym pracują diody D₁ i D₂, a zawieszone w niej cząsteczki ciała stałego są nieprzeźroczyste. Większość występujących naturalnie zawiesin, zwłaszcza wodnych, spełnia te wymagania przy długościach fali promieniowania podczerwonego z zakresu 0,9 : 1,1 mikrometra, np. ścieki wodne. W tym zakresie fal promieniowania zwykle rozpuszczone w wodzie sole jonowe są przeźroczyste. Nie wpływają więc na błąd pomiaru zagęszczenia jej ciałami stałymi.

LITERATURA

- Battalia J.A.: Odwadnianie produktów wzbogacenia i obiegi wodne płuczek. AGH Kraków 1963.
- [2] Białas J. Narwocki J.: Selective Dewatering of Water Suspensions of Coal. Międzynarodowy Kongres Przeróbki Kopalin, Totonto 1982.
- Bogomołow P.A.: Prijemnyje ustrojstwa IK-sistem. Radio i Świat, Moskwa 1987.
- [4] Simon I.: Infrared Radiation, Vein Nostrand Momentum Book 12 Londyn 1966.
- [5] Rudnicki C.: Półprzewodnikowe przyrządy optoelektroniczne karty katalogowe. ITS, Warszawa 1987.

Recenzent : doc. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynęło do Redakcji dnia 2 stycznia 1989r.

ИЗМЕРИТЕЛЬ КОНЦЕНТРАЦИИ ВОДНЫХ ВЗВЕСЕЙ

Резрие

В работе описан измеритель концентрации взвесей, особенно илистоводных, которые выступают в илисто-водных циркуляциях заводов по переработке ископаемых. Величина концентрации этих взвесей в определяемых местах - это ваиный параметр, от которого зависит скорость и эффективность процесса филь трации взвесей. До настоящего момента используемые лабораторные методы измерений взвесей не позволяли осуществлять оптимального процесса фильтрации взвесей в связи с длительностью измерения во времени. Описываемый измеритель концентрации взвест действует по принципу измерения степени поглодения инфракрасного излучения исследуемой взвесью и является оригинальной конструкцией:

Учитывая короткое время измерений (около 2 сек.) и широкий диалазон измерений (0....1000 г/л), измеритель пригоден для текумих измерений концентрированных растворов, а также благодаря его способности преобразавывать величину концентрации в влектрическое напряжение дает возможность автоматизировать процесо фильтрации взвесей. Приведенные в описании зависимости представляют в общем плане принцип действия системы измерителя взвесей.

Miernik zagęszczenia...

INSTRUMENT FOR MEASURING THE SOLID-LIQUID RATIO OF WATER SUSPENSION

Summary

The instrument for measuring the solid-liquid ratio of the suspension especially for the sludge-water one, occurring in sludge-water circulations of the coal treatment plants has been described in the paper. The solid-liquid ratio value of these suspensions in specified places is an essential parameter on which the rate and efficiency of the suspension filtering process depend. Laboratory methods of the solid-liquid ratio measurement applied so far did not allow to carry out the optimum filterring process considering very long measuring time. The described instrument for measuring the suspension liquid-solid ratio operates by the principle of measuring the degree of infra-red radiation attenumation caused by the suspension tested and is an original solution. Taking into consideration very short measuring time (about 2s) and wide measuring range (0.... 1000 g/l) the instrument is suitable for current liquid-solid ratio measurements and makes the suspension filtering process possible owing to the liquid-solid ratio conversion into voltage. The dependences mentioned in the instrument description specify in a general way the idea of the measuring instrument operation.

Seria: ELEKTRYKA z. 114

Nr kol. 1031

Andrzej LEBIEDZKI Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej

UKŁAD DO POMIARU TOLERANCJI POJEMNOŚCI ZWIJEK KONDENSATOROWYCH W TOKU PROCESU TECHNOLOGICZNEGO

> Streszczenie. W artykule omówiono układ do pomiaru tolerancji pojemności zwijek kondensatorowych w toku procesu technologicznego. Z przedstwionych kilku układów pomiarowych charakteryzujących się liniowymi charakterystykami przetwarzania wybrano metodę techniczną pomiaru składowych admitancji zwijki kondensatorowej z wykorzystaniem bocznika pomiarowego. W metodzie tej zmiana zakresu pomiarowego wymaga przełączania tylko jednego elementu, bocznika. Układ ten wykorzystany został do budowy wielozakresowego miernika tolerancji pojemności z sensorowym elektronicznym przełącznikiem zmiany zakresów pomiarowych. Tego typu przełącznik zakresów jest niezbędny przy częstej zmianie zakresów pomiaru w procesie produkcji kilku typów kondensatorów równocześnie. W artykule przdstawiono schemat blokowy wykonanego miernika i jego własności metrologiczne.

1. Watep

W procesie produkcji kondensatorów przeciwzakłóceniowych z uwagi na częste zmiany parametrów elektrycznych i mechanicznych bibułki kondensatorowej stosowanej do ich produkcji istnieje konieczność bieżącej kontroli pojemności zwijek kondensatorowych przed i po ich impregnacji.

Znamionowe wartości pojemności gotowych kondensatorów przeciwzakłóceniowych zawarte są w przedziale od 1 nF do 1 µF w zależności od typu i klasy kondensatora. Tolerancję pojemności tych kondensatrów określa norma przedmiotowa [1], która przewiduje dla kondensatorów klasy X dopuszczalną tolerancję pojemności ± 20%, a dla kondensatorów klasy Y tolerancję od -40% do 0% wartości znamionowej pojemności. Natomiast wymagana dokładność pomiarów tolerancji pojemności powinna być taka, aby błąd pomiaru pojemności nie przekraczał 10% wartości tolerancji pojemności lub 2% znamionowej wartości zależnie od tego, która z tych wartości jest mniejsza [2].

Przy dużej liczbie kontrolowanych elementów układ pomiarowy powinien pozwalać na szybki pomiar i odczyt mierzonej tolerancji oraz łatwy sposób zmiany zakresu pomiarowego w czasie kontroli kilku typów produkowanych zwijek kondensatorowych.

2. Zasada działania

Ponižej przedstawiono i przeanalizowano metodę techniczną i metodę niezrównoważonego mostka transformatorowego do pomiaru tolerancji pojemności zwijek kondensatorowych.

We wszystkich rozważpnych układach założony został równoległy schemat zastępozy admitancji zwijki.

W układzie pomiarowym przedstwionym na rys.1a zastosowano do pomiaru prądu I_x bocznik pomiarowy R_b przy założeniu stałej wartości sinusoidalnego napięcia zasilającego U_z i stałej jego pulsacji ω.





Rys.1 Schemat układu do pomiaru tolerancji pojemności △C_x metodą techniczną a) z bocznikiem R. b) s przetwornikiem I/U
Fig.1 Diagram of the system for capacity tolerance △C_x measurement performed by technical method;

a) with shunt R b) with converter I/U

Prąd I_ płynący przez admitancję Y_ zwijki określa zależność:

$$\mathbf{I}_{+} = \underline{\mathbf{U}}_{+} \underline{\mathbf{Y}}_{+} = \underline{\mathbf{U}}_{+} (\mathbf{G}_{+} + \mathbf{j} \boldsymbol{\omega} \mathbf{C}_{-})$$

gázie: U_ - napiecie na zwijce.

G. - kondutanoja swijki.

C. - pojemność swijki

Mapięcie U_b na boozniku o rezystancji R_b wywołane przepływem prądu I_x wynosi:

 $\underline{\underline{U}}_{b} = \underline{\underline{R}}_{b} \underline{\underline{I}}_{\underline{x}} = \underline{\underline{R}}_{b} \underline{\underline{U}}_{\underline{x}} (\underline{\underline{G}}_{\underline{x}} + \underline{J} \omega \underline{\underline{G}}_{\underline{x}})$

Układ do pomiaru...

Przy założeniu U_b << U można przyjąć U == U.

Napięcie U_ na wyjściu wzmacniacza W o wzmocnieniu napięciowym k, przy sałożeniu zerowego przesunięcia fazowego wzmacniacza i pomijalnie małej wartości prądu wejściowego wzmacniacza określa zależność;

$$\underline{U}_{w} = k_{u} R_{b} \underline{U}_{z} (\underline{0}_{x} + j \omega C_{x})$$
(3)

Stosując detektor fazoczuły DF wyodrębniamy tylko składową bierną

$$\mathbf{U}_{\mathbf{w}\mathbf{b}} = \mathbf{k}_{\mathbf{u}} \mathbf{R}_{\mathbf{b}} \mathbf{U}_{\mathbf{x}} \boldsymbol{\omega} \mathbf{C}_{\mathbf{x}} = \mathbf{k}_{\mathbf{1}} \mathbf{C}_{\mathbf{x}} \tag{4}$$

Dla pomiaru tolerancji pojemności △C_x = C_x - C_n, gdzie C_n jest znamionową wartością pojemności zwijki, należy do napięcia U_{wh} detektora dodać napięcie odniesienia Uref = - k, C,. Stosując w tym celu wzmacniacz wanujący WS napięcie U, na jego wyjściu jest proporcjanalne do tolerancji pojemności AC_

$$\mathbf{U}_{\mathbf{m}} = \mathbf{k}_{\mathbf{u}\mathbf{g}} \left(\mathbf{U}_{\mathbf{w}\mathbf{b}} + \mathbf{U}_{\mathbf{ref}} \right) = \mathbf{k}_{1}^{\mathsf{T}} \Delta \mathbf{C}_{\mathbf{x}}$$
(5)

gdzie: kus - wzmocnienie napięciowe wzmacniacza WS.

 $\mathbf{k}_1 = \mathbf{k}_{us} \mathbf{k}_1$

Do zmiany zakresu pomiarowego w tym układzie potrzebna jest tylko zmiana wartości bocznika R_b.

W układzie pomierowym przedstawionym narys. 1b wykorzystano wzmecniacz pomiarowy pracujący w układzie przetwornika I/U do pomiaru prądu płynącego przez admitancję Y_.

Przy założeniu, że napięcie 🛆 na wejściu wzmacniacza spełnia warunek $\Delta U \ll U$ można zapisać:

$$\mathbf{I}_{\mathbf{X}} = \underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{X}} \, \underline{\mathbf{Y}}_{\mathbf{X}} = \underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{g}} \, \left(\mathbf{0}_{\mathbf{X}} + \mathbf{j} \, \boldsymbol{\omega} \, \mathbf{0}_{\mathbf{X}} \right) \tag{6}$$

Korsystając z równania przetwarzania przetwornika I/U [4]

$$I_{\mathbf{x}} = -\mathbf{U}_{\mathbf{p}} \mathbf{R} \tag{7}$$

napięcie U na wyjściu wzmacniacza ma postać:

$$\underline{\underline{U}}_{p} = -\frac{1}{R} \underline{\underline{U}}_{g} \left(\underline{\underline{U}}_{x} + j \omega \, \underline{\underline{U}}_{x} \right) \tag{8}$$

gdzie: R - rezystancja sprzężenia zwrotnego wzmacniacza.

Stosując podobnie detektor fazoczuły DF mierzymy tylko składową bierną napięcia

$$\overline{\mathbf{U}}_{\mathbf{p}\mathbf{b}} = \frac{1}{\mathbf{x}} \cdot \overline{\mathbf{U}}_{\mathbf{x}} \mathbf{U}_{\mathbf{x}} = \mathbf{k}_2 \cdot \mathbf{U}_{\mathbf{x}}$$
(9)

(10)

al

Pomiar tolerancji pojemności w tym układzie wymaga również dodania napięcia odniesienia U_{ref} = -k₂ C_N do napięcia U_{pb} z detektora, stosując w tym celu wzmacniacz sumujący WS.

Praktyczna realizacja przetwornika I/U w najprostszej postaci przedstawionej na rys.1b natrafia jednak na trudności z uwagi na skłonność układu wzmecniacza do oscylacji, wrażliwość na szumy i zakłócenia wielkiej częstotliwości spowodowane rosnącą charakterystyką wzmocnienia wzmacniacza w funkcji częstotliwości [4]. Na podstawie badań laboratoryjnych stabilizacja warunków pracy przetwornika I/U w tym układzie jest możliwa przez zbocznikowanie mierzonej pojemności zwijki dodatkowym rezystorem R_d o wartości w przedziale

$$\frac{2}{\omega c_n} < R_d < \frac{5}{\omega c_n}$$

Natomiast warunek $\Delta U \ll U_x$ jest spełniony przez współczesne wzmacniacze operacyjne.





Rys.2 Schemat niezrównoważonego mostka transformatorowego do pomiaru tolerancji pojemności △C a) z bocznikiem R, b) z przetwornikiem I/U Pig.2 Diagram of unbalanced transformer bridge for capacity tolerance △C measurement; a) with shunt R, b) with converter I/U

W układzie niezrównoważonego mostka transformatowego przedstwionego na rys.2a założono jednakowe wartości napięć zasilających U_{ZX} = U_{ZN} = U_Z pojemność mierzonej zwijki C₁ i pojemność wzorcowa C_n. Układ do pomiaru....

Prąd Ib płynący przez bocznik R_b określa zależność:

$$I_{b} = I_{x} - I_{p} = U_{x}Y_{x} - U_{p}Y_{p}$$
(11)

Przy założeniu Up«U, i Up«U, napięcie na boczniku określa zależność:

$$\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{b}} = \underline{\mathbf{I}}_{\mathbf{b}} \mathbf{R}_{\mathbf{b}} = \underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{x}} \mathbf{R}_{\mathbf{b}} \left(\underline{\mathbf{Y}}_{\mathbf{x}} - \underline{\mathbf{Y}}_{\mathbf{b}} \right)$$
(12)

lub

$$\underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{b}} = \underline{\mathbf{U}}_{\mathbf{x}} \mathbf{R}_{\mathbf{b}} \left[(\mathbf{0}_{\mathbf{x}} - \mathbf{0}_{\mathbf{n}}) + \mathbf{j} \,\omega \,(\mathbf{0}_{\mathbf{x}} - \mathbf{0}_{\mathbf{n}}) \right] \tag{13}$$

Stosująca podobnie jak dla układu z rys.1a, wzmacniacz napięciowy o wzmocnieniu k_u i detektor fazoczuły DF, mierzymy tylko składową bierną U_{pb} napięcia

$$\mathbf{U}_{\mathbf{p}\mathbf{b}} = \mathbf{k}_{\mathbf{u}} \mathbf{R}_{\mathbf{b}} \mathbf{U}_{\mathbf{z}} \boldsymbol{\omega} \Delta \mathbf{C}_{\mathbf{x}} = \mathbf{k}_{\mathbf{3}} \Delta \mathbf{C}_{\mathbf{x}}$$
(14)

W układzie tym wprost po detektorze mierzone jest napięcie proporcjonalne do tolerancji pojemności. Przedstawiony układ przy zmianie zakresu pomiarowego wymaga równoczesnego|przełączenia wzorca|C_N i bocznika pomiarowego R_b.

W układzie pomiarowym przedstwionym na rys.2b do pomiaru prądu I_b zastosowano przetwornik I/U. Przy założeniach $\Delta U \ll U_n$ i $\Delta U \ll U_n$ korzystając z równania przetwarzania przetwornika (7) napięcie U_p na wyjściu przetwornika wynosi:

$$\underline{\underline{U}}_{p} = -\frac{1}{R} \underline{\underline{U}}_{g} \left[(\underline{0}_{g} - \underline{0}_{n}) - j\omega(\underline{0}_{g} - \underline{0}_{n}) \right]$$
(15)

Po detekcji fazowej składowa bierna napięcia U_{nb} ma postać:

$$\mathbf{U}_{pb}^{-} = \frac{\mathbf{U}_{g}}{R} \omega \Delta \mathbf{C}_{g} = \mathbf{k}_{4} \Delta \mathbf{C}_{g}$$
(16)

Dla stabilizacji warunków pracy przetwornika I/U konieczne jest również zbocznikowanie mierzonej pojemności C_x dodatkowym rezystorem o wartości rezystancji podanej zależnością (10). Wszystkie przedstawione powyżej układy pomiaru tolerancji pojemności charakteryzują się liniowymi równaniami przetwarzania. Zestosowanie współczesnych wzmacniaczy scalonych pozwala na łatwą realizację układów pomiarowych spełniających warunki dokładności pomiaru wymagane przy tego typu kondensatorach.

Z przedstawionych powyżej układów do praktycznej realizacji wybrana została metoda techniczna z bocznikiem R_b(rys.1a) wymagająca tylko zmiany wartości rezystancji bocznika przy zmianie zakresu pomiarowego za pomecą elektronicznego przezącznika zakresów.

A. Lebiedzki



Rys.3 Schemat blokowy ośmiozakresowego miernika tolerancji pojemności zwijek kondensatorowych.G - generator. WN - wzmacniacz mocy. EPZ - elektroniczny przełącznik zakresów. WP - wzmacniacz pomiarowy. PF - przesuwnik fazowy. UF - układ formujący. DF - detektor fazoczuły. WS - wzmacniacz sumujący. KO - komparator okienkowy. M - miernik końcowy.

Fig.3 Diagram of eight-range capacity tolerance meter of capacitors. G - generator, WM - power amplifier, EPZ - electronic range switch, WP voltage amplifier, PF - phase shifter, UF - formative system, DF - phasesensitive detector, WS - summing amplifier, KO - window comparator, M micrometer.

Schemat blokowy wykonanego procentowego miernika pojemności przedstawiono na rys.3. Układ pomiarowy zasilany jest z generatora G napięcia sinusoidalnego o częstotliwości 1 kHz ± 5 Hz o stabilizowanej amplitudzia. Napięcie generatora podawane jest na wzmacniacz mocy WN zbudowany na wzmecniaczu operacyjnym i parze tranzystorów komplemantarnych objętych ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Napięcie wzmacniacza WN o wartości 1 V podawane jest na mierzoną pojemność zwijki. Stałość amplitudy napięcia wzmacniacza WN wynosi ± 0,5%. Zakres pomiarowy wybierany jest przez dotknięcie palcem sensorsa 8 segmentowego elektronicznego przełącznika współzależnego włączającego bocznik danego zakresu.

Wzmacniacz pomiarowy WP pracuje przy stałym wzmocnieniu k_u wzmacniając napięcie U_b bocznika do wartości potrzebnej dla detektora fazoczułego DF. Detektor fazoczuły DF wykonano w układzie prostowania jednopołówkowego z wykorzystaniem klucza typu FET sterowanego z układu formującego UF poprzez przesuwnik fazowy PF, tak aby mierzona była tylko składowa pojemnościowa napięcia wzmacniacza WP. Na wejściu wzmacniacza sumującego WS do napięcia detektora fazoczułego DF dodawane jest napięcie odniesienia U_{ref} o wartości odpowiadającej 60% C_n. Na skali miernika M odczytywana jest tolerancja pojemności w zakrasie \pm 40% C_n.

Miernik M włączony jest do układu pomiarowego przez kontaktron sterowany z komparatora okienkowego KO tylko w przedziale miersonych tolerancji pojemności. Układ taki zabezpiecza miernik analogowy przed przeciążeniem przy odłączonym obiekcie pomiaru i niewłaściwym doborse zakresu pomiarowego.
Układ do pomiaru ...

Dzięki zastosowaniu współczesnych wzmacniaczy scalonych i stabilnych termicznie elementów błędy pomiaru tolerancji pojemności na wszystkich zakresach pomiarowych na podstawie badań doświadczalnych, wykonanego miernika nie przekroczą 1,5% C_n.

3. Wnioski końcowe.

Reasumując przedstawiony został układ do pomiaru tolerancji pojemności zwijek kondensatorowych i gotowych kondensatorów, który wykorzystany został do budowy ośmiozakresowego miernika tolerancji pojemności z elektronicznym przełącznikiem ułatwiającym obsługę przyrządu, pozwalającym ne bardzo częste zmiany zakresu pomiarowego i eliminującym konieczność czyszczenia styków przełącznika w warunkach produkcyjnych. Przeprowadzone badania laboratoryjne wykazały, że wykonany przyrząd spełnia warunki dokładności pomiarów podane na wstępie.

LITERATURA

- [1] FN-83/T 80002: Kondensatory przeciwzakłóceniowe. Ogólne wymagania i badania.
- 2] PN-75/T 04602.01 Kondansatory stale. Pomiar pojemności.
- [3] Marcyniuk A., Pasecki E., Pluciński M., Szadkowski B.: Podstawy metrologii elektrycznej. WNT Warszawa, 1984.
- [4] Kulka Z., Nadachowski M.: Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnach. WNT Warszawa, 1986.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynęło do Radakcji dnia 28 grudnia 1988r.

СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ДОПУСКОВ ВИКОСТИ КОНДЕНСАТОРНЫХ СЕКЦИЙ ВО ВРЕМЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

Резрие

В статье обоуждена система измерения допусков ёмкости коннденсаторных секций во время технологического процесса. Из представленных нескольких измерительных систем, имеющих линейные характеристаки преобразования выбран технический метод измерения составляющих адмитанся конденсаторной секций с использованием измерения составляющих адмитанся конденсаторной измерительного диалазона требует переключения только одного элемента нуита. Эта система была использована при построении многодиалазонного измерителя допуоков ёмкости о применением сенсорного влектронного переключателя измеряемых диалазонов. Этот тип переключателя диапазонов необходим при многократной перестройке измеряемых диапазонов а процессе продукции неокольких типов конденсаторов одновременно. В статье представлена блок-схема построеного измерителя и его метрологические свойства.

CAPACITY TOLERANCE MEASUREMENT SYSTEM OF CAPACITORS IN THE COURSE OF MANUFACTURING PROCESS

Summary

Capacity tolerance measurement system of capacitors in the course of manufacturing process has been discussed in the paper. From a few measuring systems, having linear conversion characteristics, a technical measuring method of admittance components of capacitor wrappers has been chosen, making use of a measuring shunt. In this method only one element switch-over is required to change the measuring range. The system has been used to desing a multi-range capacity tolerance meter with an electronic sensor switch to change the ranges. Such a switch is indispensable when frequently changing the measuring ranges in the process of simultaneous production of several types of condensers. A block diagram of designed meter and its metrological properties have been also presented in the paper. Seria: ELEKTRYKA z.114

Bogusław KASPERCZYK Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Sląskiej

BADANIE WPŁYWU WYBRANYCH PARAMENTRÓW PROCESU

Streszczenie. Przebieg procesu technologicznego impregnacji zwijek kondensatorowych, z dielektrykiem w postaci bibułki kondensatorowej, ma znaczny wpływ na powtarzalność produkcji elementów przeciwzakłóceniowych, w których stosowane są zwijki. W artykule wytypowano parametry procesu impregnacji - temapratura i czas suszenie próżniowym: temperatura i czas nasycenia - których wartości nominalne muszą być utrzymane, aby osłagnąć pożądany przyrost pojemności kondensatora w zwijce i rozrzut przyrostu. Opiesno badania, które pozwoliły określić czas nagrzewania wnętrzna zwijki oraz rozkład temperatur wewnątrz warstwy nagrzewania wnętrzna zwijki oraz rozkład temperatur wewnątrz warstwy nagrzewanych zwijek. Wyniki badań wykorzystano do zmiany sposobu suszenia zwijek pod normalnym ciśnieniem. Przedstawiono badania losowo wybranych próbek zwijek niezaimpregnowanych, poddanych procesem impregnacji o różnych wartościach parametrów. Ustalono układ parametrów procesu impregnacji, który sprawdzono w produkcji, uzyskując dwukrotne obniżenie poziomu braków półfabrykatu.

1. Wprowadzenie

Zwijki kondensatorów przeciwzakłóceniowych typu KPpz wykonuje się między innymi z folii aluminiowej, stanowiącej okładzinę i kilku warstw bibuły kondensatorowej będącej dielektrykiem. Zwijki kondensatorowe nawija się w sposób umożliwiający utworzenie kondensatora prostego lub złożonego. Kondensator złożony zawiera kondenastor klasy X oraz połączone z nim dwa kondensatory klasy Y o zwiększonej wytrzymałości elektrycznej [1].

Zwijki kondensatorowe po nawinięciu na automatycznych lub półautomatycznych nawijarkach poddawane są procesowi impregnacji. W omawianym przypadku proces ten obejmuje kolejno: suszenie w podwyższonej temperaturze pod normalnym ciśnieniem, suszenie próźniowe oraz nasycanie próżniowe płynną wazeliną elektrotechniczną. Syciwo kondensatorowe (wazelina) wprowadzone do włókien bibuły powoduje zwiększenie przenikalność elektrycznej bibuły. W wyniku impregnacji wzrasta więc pojemność kondensatora w zwijce. Osiągnięcie pożądanego wzrostu pojemności uzyskuje się przez właściwy dobór parametrów procesu impregnacji, z których najważniejsze to:

- wilgotność bibuły kondensatorowej w zwijce,

- temperatura i czas sussenia pod normalnym ciśnieniem

- temperatura, podciśnienie i czas w suszeniu próżniowym,

Nr kol. 1031

- temperatura i czas nasycania próżniowego,

- jakość syciwa.





Fig.1 Meating characteristic of a middle layer in the wrapper

Każdemu z paramatrów przyporządkowany jest w instrukcji technologicznej sposób jego pomiaru oraz wartość nominalna i tolerancja mierzonej wielkości.

W dalszym ciągu przedstawiono wyniki badań procesu impregnacji, które autor przeprowadził w zakładzie produkcyjnym. Celem badań było ustalenie takich zmian wartości i tolerancji parametrów procesu impregnacji, które pozwoliłyby uzyskać poprawę w powtarzalności prze biegu tego procesu.

Za miarę powtarzalności

przyjęto średni przyrost pojemności kondensatora po impregnacji oraz jego rozrzut.

2. Program badań

Korzystając z wieloletnich doświadczeń technologów wytypowano te parametry procesu impregnacji, których wpływ na powtarzalność produkcji jest najbardziej istotny, a mianowicie:

- ~ temperatura i czas suszenia pod normalnym ciśnieniem,
- temperatura, podciśnienie i czas w suszeniu próźniowym,
- temperatura i czas nasycania próźniowego.

Przyjęto, że proces impregnacji powinien zapewniać eliminację wpływu

wilgotności bibuły w zwijce na powtarzalność produkcji, jeżeli nawijanie i przechowywanie zwijek przebiega w warunkach zgodnych z określonymi w instrukcjach technologicznych.



- Rys.2 Rozkład temperatur wewnątrz warstwy zwijek
- Pig.2 Temperature distribution inside the layer of wrappers



Rys.3 Zależność - a. średniego przyrostu C₄., b. odchylenia średniego kwadratowego poszczególnych przyrostów s od podciśnienia w suszeniu próźniowym x - dla zwijek nawijanych przy 45 % wilg., o - dla zwijek nawijanych przy 80 % wilg.

Badania prowadzono wykorzystując funkcjonujące urządzenie technologiczne, uwzględniając realne możliwości ich regulacji oraz konieczność niezakłócenia przebiegu całego procesu produkcji.

Przed badaniami sprowadzono właściwości surowców wyjściowych, tj. bibuły kondensatorowej oraz wazeliny elektrotechnicznej (jako syciwa) stwierdzając, że odpowiadają one dopuszczalnym wartościom określonym przez normy [2,3].

Program przeprowadzonych badań byż następujący:

- 1. Określenie czasu nagrzewania wnętrzna zwijki
- Określenie rozkładu temperatury wewnątrz pojemnika z suszonymi zwijkami.
- Ustalenie wpływu podciśnienia w zbiorniku ze zwijkami podczas suszenia próźniowego, na średni przyrost pojemności kondensatora po impregna cji.
- Ustalenie wpływu czasu suszenia próżniowego na średni przyrost pojemności kondensatora po impregnacji.
- Ustalenie wpływu czasu nasycania próżniowego na przyrost pojemności kondensatora po impregnacji.

W badaniach nie przekraczano temperatur, które powodowałyby trwałe pogorszenie właściwości bibuły i wazeliny (95°C) [4,5].



Rys.4 Zależność - a. średniego przyrostu C., b. odchylenia średniego kwadratowego poszczególnych przyrostów s. od czasu suszenia próżniowego x - dla zwijek nawijanych przy 45 % wilg. o - dla zwijek nawijanych przy 80 % wilg.

Fig.4 a. The mean increment C., b. the mean square deviation S_c for individual increment sa a function of vacuum drying time x - for wrappers coiled at 45 % humidity o - for wrappers coiled at 80 % humidity

Warunki przeprowadzonych badań były następujące:

- ad1. W celu określenia czasu nagrzewania wnętrza zwijki, wybrano zwijkę o największej średnicy (34 mm) i w jej wnętrzu umieszczono czujnik termometru kwarcowego. Następnie zwijkę wprowadzono do komory termitermicznej nagrzanej do temperatury 95°C. Zwijkę umieszczono w miejscu zapewniającym swobodną cyrkulację powietrza. W odstępach trzyminutowych dokonywano pomiarów temperatury. Badania potwórzono na drugiej zwijce tego samego typu.
- ad2. Suszenie zwijek pod normalnym ciśnieniem przeprowadza się w komorach termicznych, w których umieszczane są metalowe pojemniki z ukożonymi w warstwy zwijkami. W celu określenia rozkładu temperatury wewnątrz pojemnika z suszonymi zwijkami, zmierzono za pomocą termometru kwarcowego temperaturę zwijek znajdujących się na powierzchni warstwy oraz w 1/4, 1/2 i 3/4 jej głębokości. Pojemniki ze zwijkami przebywały przed pomiarem 4 godziny w komorze termicznej w temperaturze 95°C. Pomiary wykonano dla warstw o grubości 300, 200, 100, i 50 mm, ukożonych ze zwijek o średnicy 10 mm (typ zwijek o najmniejszej średnicy).

Badanie wg 3, 4, 5 przeprowadzono na losowo wybranych próbkach jednakowych zwijek, każda o liczności 100 sztuk.



Rys.5 Zależność - a. średniego przyrostu C., b. odchylenia średniego kwadratowego poszczególnych przyrostów s od czasu nasycania x - dla zwijek nawijanych przy 45 % wilg. o - dla zwijek nawijanych przy 80 % wil. Fig.5 The mean increment C., b. the mean square devition s for individual increment as a function of impregnati on time x - for wrappers coiled at 45 % humidity o - for wrappers coiled at 80 % humidity

Próbki pobierano oddzielnie spośród zwijek nawijanych w warunkach wilgotności powietrze 45% i 80% (20^oC). Zwijki oznaczono celem ich identyfikacji. Pojemności kondensatorów w zwijkach mierzono przed badaniami i po ich zakończeniu. Próbki kolejno poddawano procesom impregnacji, zmieniając warunki ich przebiegu. W każdym przypadku badań procesowi impregnacji poddawano równocześnie próbki reprezentujące wymienione poziomy wilgotności.

Badania prowadzono dla następujących warunków przebiegu procesów impregnacji:

3. Wyniki pomiarów

Wyniki pomiarów temperatury árodkowych warstw pierwszej z badanych zwijek kondensatorowych, w zeleżności od czasu nagrzewania przedstawiono na rys.1. Dla obu przypadków badanych zwijek uzyskano porównywalne przebiegi charakterystyk T = f(t).

Wyniki pomiarów rozkładu temperatur wewnątrz warstwy zwijek ułożonych w pojemniku metalowym, dla przypadku warstw o różnych grubościach prezentuje rys.2.

Średnie przyrosty pojemności $\Delta C_{\rm fr}$ kondensatorów w zwijkach dla poszczególnych badań (3[°],4[°],5[°]) oraz związane z nimi odchylenia średnie kwadratowe poszczególnych pomiarów s_c obliczono przyjmując założenie, że przyrosty pojemności w wymienionych seriach badań podległy rozkładowi normalnemu. Wyniki tych obliczeń zaprezentowano w postaci wykresów - rys.3, 4 i 5.

4. Wnioski

Wyniki badań nagrzewania zwijki (rys.1) pozwalają zauważyć, że czas nagrzewania wewnętrznej warstwy zwijki stanowi jedynie 3% (w stosunku do 18 godz.) przyjętego w badaniach czasu suszenia zwijek pod normalnym ciśnieniem. Badania przeprowadzono dla zwijek o największej średnicy, więc dle zwijek o małych średnicach czas ten będzie jeszcze mniejszy.

Natomiast ważną rolę w procesie impregnacji odgrywa wzajemne ułożenie zwijek w komorze termicznej. W przypadku ułożenia zwijek w grubych warstwach (300 mm), nawet po 4 godzinach suszenia pod normalnym ciśnieniem, w wewnętrznych warstwach zwijek występują znaczne różnice temperatur.

Autor zaproponował zmianę sposobu suszenia zwijek w komorze termicznej. Wykonany zestaw palet przy zachowaniu poprzedniej masy suszonych zwijek zapewnie ułożenie ich w warstwach do 50 mm grubości oraz poprawie przepływy powietrza w komorze.

Aneliza wyników badań - 3, 4 i 5 pozwala przyjąć następujący układ parametrów procesu impregnacji, zapewniający poprawę w powtarzalności produkcji:

- a) Suszenie pod normalnym ciśnieniem należy przeprowadzić tak, aby grubość warstwy zwijek nie przekraczała 50 mm, paramatry suszenia powinny wynosić 95°C, 18 godz. (dotych. 110°C).
- b) Suszenie próźniowe powinno być prowadzone z zachowaniem następujących parametrów - 95°C; 0,01 hPa, 8 godz. (dotych. 0,1 hPa).
- c) Nasycenie należy przeprowadzać przez 2 godz. w temperaturze 95°C (bes zmien).

Proces technologiczny impregnacji przeprowadzony zgodnie z przyjętymi wartościami nominalnymi parametrów, pozwolił dwukrtonie obniżyć poziom braków półfabrykatu - zwijki zaimpregnowanej.

LITERATURA

- [1] FN 83/T 80002 Kondensatory przeciwzakł ceniowe Ogólne wymagania i badania.
- 2 PN 77/P 50476 Bibułka kondensatorowa.
- 3 BN 0537 03/66 Wazelina kondensatorowa.
- [4] Antoniewicz J.: Właściwości dielektryków Tablice i wykresy, WNT, Warszawa 1971.
- Masewicz T., Wenda S.: Materiakoznawstwo radiotechniczne, WKŁ, Warszawa 1973.

Recenzent : doc. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynęło do Redakcji dnia 28 grudnia 1988 r.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЫБРАННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕССА ИМПРЕГНАЦИИ КОНДЕНСАТОРНОЙ СЕКЦИИ НА ПОВТОРЯЕМОСТЬ ПРОИЗВОДСТВА

Реввие

Технологический процесс импрегнации конденсаторных секций с дизлектриком в форме конденсаторной бумага, оказывает значительное влияние на повторяемость производства антинумовых элементов, в которых применяются секцин. В статье намечены параметры импрегнации: темперетура и время сущки под нормальным давленнем: температура, вакуумметрическое давление и время в вакуум-сушки: температура и время пропитывания, - которых номиналы надо удержать, чтобы достигнуть желательного прирости и разброса прироста ёмкостя конденсатора в секции. Дано описание исследования, которое позводило определить время нагрева внутренней части секции и распрделение температур внутри скоя нагревамых секций. Результаты исследований использованы для изменения метода сунки под нормальным давлением. Дано описание исследования проб неимпрегнованных секцей случайой выборки, которые быле полчинены процессом импрегнации с разными величинами параметров. Определена система параметров процесса импрогнации, которая подвергалась проверке в производстве, позволящая снизить уровень дефектов полуфабрикатов BEBOS.

EXAMINATION OF THE INFLUENCE OF THE CONDENSER WRAPPER IMPREGNATION PROCESS SELECTED PARAMETRES ON PRODUCTION REPEATABILITY

The impregnation process of condenser wrappers made from the condenser tissue dielectric has a considerable influence on production repeatability of radio interference eleminators with condenser wrappers. Selected parametres of the impregnation process: temperature and drying time at normal pressure; temperature, vacuum and time in vacuum drying; temperature and impregnation time - which nominal values must be maintained to obtain a detain a desired increment of capacitance in the wrapper and a scatter of the increment, have been presented. The tests which allowed to determine heating time of internal layer in the wrapper and distribution of temperature inside the layer of heated wrappers have been described. The test reasults have been used to change the way of drying wrappers at normal pressure. Tests of random-selected samples of non-impregnated wrappers, which had been impregnated in different conditions have been presented. Parameters of the impregnation procces have been determined and verified in production and the level of semi-finished defects has been reduced twice.

.gria: ELEKTRYKA z.114

Henryk URZEDNICZOK

Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Sląskiej

DYNAMIKA PRZETWORNIKÓW POMIAROWYCH Z WYJSCIEM CZESTOTLIWOŚCIOWYM ZAWIERAJĄCYM GENERATORY RC

> <u>Streszczenie</u>. Przedstawiono problemy dotyczące przetworników z generatorami drgań harmonicznych typu RC. Częstotliwość sygnału wyjściowego zależna jest od parametru R lub C czujnika pomiarowego zawartego w czwórniku RC. Omawiane są tylko czwórniki II rzędu. Przedstwiono metodę analizy dynamiki tego typu przetworników; określono przyczynę błędów dynamicznych i wskazano na ich nieliniowość dynamiczną. Opisano zasadę doboru elementów układu generatora dla uzyskania błędów dynamicznych w dopuszczalnych granicach.

1. Wprowadzenie

Przetworniki pomiarowe z wyjściem częstotliwościowym (x/f) znajdują, ze względu na swoje zalety ([8]), zastosowanie w torach pomiarowych sutomatycznych systemów pomiarowych. Strukturę takiego toru pomiarowego przedstawiono na rys.1.

Analiza właściwości dynamicznych tego typu toru pomiarowego obejmuje: - analizę dynamiki pomiaru częstotliwości f lub okresu T.

- analizę dynamiki przetwornika x/f, a w tym:
 - analizę właściwości dynamicznych czujnika pomiarowego,
 - analizę właściwości dynamicznych generatora lub modulatora.

Zagadnienia te wymagają odrębnego opracowania dla każdego typu przetwornika.

Wśród wielu opisywanych rodzajów przetworników z wyjściem częstotliwościowym [1,2] wyróżnić można przetworniki z czujnikiem parametrycznym R, C, L, M, a wśród rozwiązań układów generatorów - generatory harmoniczne RC. Strukturę takiego generatora pokazano na rys.2.

Wielkość wyjściowa - częstotliwość lub okres generowanego sygnału zależy od wartości elementów czwórnika RC. Jeden (lub kilka) spośród nich stanowi czujnik pomiarowy, którego parametr zależny jest od wielkości mierzonej. Najczęściej spotykane [1,2,3,6,5] układy czwórników RC pokazano na rys.3.

Nr kol. 1031

H. Urzędniczok



Rys.1 Tor pomiarowy z przetwornikiem o wyjściu częstotliwościowym Fig.1 Measuring path with a frequency output transducer



e.s.a. - układ stabilizacji amplitudy

Rys.2 Schemat blokowy przetwornika z generatorem RC Pig.2 Blok diagram of the transducer with RC-oscillator

Rozważania przedstawione ponižej dotyczą jedynie dynamiki generatora. Właściwości dynamiczne czujnika zależne są od jego rodzaju i konstrukcji uwarumkowanych rodzajem mierzonych wielkości. Celem analizy jest eformulowanie wniosków dotyczących zasad konstruowania przetworników x/f z generatorami RC zapewniających uzyskanie pożądanych właściwości dynamicznych. Ograniczono sie do układów czwórników o nr 1-5 (rys.3), które są układami II rzędu. Przyjęto także założenie. że nie następuje nasycanie wzmacniacza.

2. Metody enalizy precy przetwornika

Charakterystyka statyczna przetwornika pomiarowego z generatorem RC, tj. zależność częstotliwości sygnału wyjściowego od wartości wielkości wejściowej, może być określona dwiema metodami:

 [1,2,3] - przez analizę układu jako liniowego wzmacniacza o wzmocnieniu k objętego dodatnim sprzężeniem zwrotnym poprzez czwórnik RC o transmitancji zależnej od wartości parametrów elementów R i C. Taki sposób snalizy pozwala określić częstotliwość i wymagane wzmocnienie k tylko dla etanu ustalonego, tzn. w sytuacji, gdy wartości elementów R 1 C (w tym szujnika) są stałe.

128

gdzi



Rys.3 Czwórniki RC stosowane w przetwornikach x/f Fig.3 RC-four-terminal networks applied in the x/f transducers

Nie można tą metodą analizować procesu przejściowego ustalania drgań związanego ze zmianami parametru czujnika przy zmianach wielkości wejściowej.

- [5] przez rozwiązanie równań różniczkowych obwodu elektrycznego generatora prowadzące do:
 - wyznaczania czasowej postaci sygnału wyjściowego,
 - określenia warunków dla których rozwiązanie to ma charakter oscylacyjny (tzw. warunek generacji), o stałej amplitudzie (tzw. warunek stabilności),
 - określenia zależności częstotliwości tego sygnażu od wartości wielkości wejściowej.

Analiza właściwości dynamicznych przetwornika wymaga stosowania drugiej metody.

Równania różniczkowe opisujące układy generatorów o strukturze wg rys. 2 z czwórnikami RC wg rys. 3 nr 1-5 można zapisać w ogólnej postaci:

$$u_{a}^{n}(t) + 2\xi\omega_{o}u_{g}(t) + \omega_{o}^{2}u_{g}(t) = 0$$
(1)
e: u_{a}(t) = $\frac{u_{W_{T}}(t)}{u_{W_{T}}(t)}$

Współczynniki ξ - tłumienie i ω_0 - pulsacja własna są zależne od wartości elementów R i C czwórnika oraz wzmoonienia k wzmacniacza. Zależności te podano w tablicy 1 (kolumna 1 1 3)

Tablica 1

	0 1	2	3	4
Nr ukł	Tłumienie	Warunek stabiln.	Pulsacja Własna	Tłumienie maksymalne
rys 1	$\xi = f(R_1, R_2, C_1, C_2, k)$	kst	ധം	ξ(t ₀)
1	$\frac{\left[(1-k) R_2+R_1\right] C_1+R_2C_2}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$	$\frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$\frac{c_k - c_p}{\sqrt{c_k}} \sqrt{\frac{R_2}{R_1 c_1}}$
2	$\frac{\left[(1-K) C_{1}+C_{2}\right]R_{2}+R_{1}C_{2}}{\sqrt{R_{1}R_{2}C_{1}C_{2}}}$	$1 + \frac{C_2}{C_1} \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right]$	$\frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$\frac{C_k - C_p}{\sqrt{C_k}} \frac{R_1 + R_2}{\sqrt{R_1 R_2 C_k}}$
3	$\frac{\left[(1-k) R_2+R_1\right]C_1+R_1C_2}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$1 + \frac{R_1}{R_2} \left[1 + \frac{C_2}{C_1} \right]$	$\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2^{-1}}}$	$\frac{c_k - c_p}{\sqrt{c_k}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2 C_1}}$
4	$\frac{R_2(C_1+C_2)(k-1)-R_1C_2}{(k-1)\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$^{1+} \frac{R_{1}C_{2}}{R_{2}(C_{1}+C_{2})}$	$\frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$\frac{c_p - c_k}{c_p \sqrt{c_k}} \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1}}$
5	$\frac{(R_1+R_2)(k-1)C_1-R_1C_2}{(k-1)\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$1 + \frac{R_1 C_2}{C_1 (R_1 + R_2)}$	$\frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$\frac{c_p - c_k}{c_p \sqrt{c_k}} \frac{(R_1 + R_2) \sqrt{c_1}}{\sqrt{R_1 R_2}}$

Uwage: W kolumnie 4 podano tłumienie w chwili skokowej zmiany wartości wielkości wejściowej jeżeli czujnikiem jest C₂, C_p - wartość początkowa C₂, C_k - wartość końcowa C₂

Postać ogólna rozwiązanie równania (1) jest znana [4]. Aby rozwiązanie mieło charakter oscylacyjny i było stabilne muszą być spełnione dwa warunki:

a) Warunek generacji: ξ²(t)<1.

Napięcie wyjściowe ma wtedy postać:

$$u_{a}(t) = U_{m} e^{-\delta t} \sin(\omega_{a}t + \overline{\Phi})$$

gdzie: $\delta = \xi \omega_0$,

$$ω_{\rm g} = ω_{\rm o} \sqrt{1 - \xi^2}$$
 - pulsacja sygnału,
 $U_{\rm m} = \sqrt{U_{\rm o}^2 + \left[\frac{U'_{\rm o}}{\omega_{\rm o}}\right]^2}$ - amplituda początkowa,

(2)

$\bar{\Phi} = \arctan\left[\frac{\overline{U'}_{0}}{\omega_{0} \ \overline{U_{0}}}\right]$	- faza pocsątkowa,
$ \begin{bmatrix} U_{o} &= u_{g}(t_{o}) \\ U_{o}^{\prime} &= u_{g}^{\prime}(t_{o}) \end{bmatrix} $	warunki początko tkowych ładunków czwórnika RC.

warunki początkowe wynikające z początkowych ładunków na kondensatorach czwórnika RC.

b) <u>Warunek stabilności</u>: lim $(U_m e^{-\delta t}) = \text{const} \Leftrightarrow \lim \xi(t) = 0$

Tłumienie ξ jest zależne od parametrów elementów czwórnika RC i od wzmacniania (patrz tab.1 kol.1). W przypadku pracy generatora RC w przetworniku pomiarowym spełnienie warunku stabilności możliwe jest tylko przez dobranie wartości k=k_{st} takiej, aby $\xi=0$ przy akutalnej wartości parametru czujnika (tab.1 kol.2). Zadenie to w praktycznych rozwiązaniach realizuje układ stabilizacji amplitudy zawarty w bloku wzmacniacza (rys.2)

Przykładowe rozwiązania (wg [5,6]) układów stabilizacji amplitudy pokazano na rys.4. Ogólnie można stwierdzić, że są to układy automatycznej regulacji zapewniające stałość pewnje normy (np. wartości skutecznej, szczytowej lub średniej) napięcia wyjściowego. Pożądaną cechą tych układów jest pewna inercja, tak duża, aby układ wzmacniacza można było traktować jako liniowy, tzn, aby zmiany wzmocnienia nie zachodziły pod wpływem chwilowych wartości sygnału wyjściowego u $_{wy}(t)$. Ze względu na inercję układu stabilizacji amplitudy spełnienie warunku stabilności możliwe jest tylko wówczas, gdy wielkość wejściowa (a zatem i parametr czujnika) jest stała. Jeżeli warunek ten jest spełniony, to częstotliwość sygnału na wyjściu przetwornika wynosi $\omega_{g} = \omega_{o}$ i jest związana z wielkością wejściową zależnością wynikającą ze wzorów w tabeli 1,kol 3, o postaci końcowej zależnej od charakterystyki statycznej czujnika (czujników).

Układ stabilizacji amplitudy powinien zapewnić nienasycanie się wzmacniacza, ponieważ gdyby miało ono miejsce, generator nie mógłby być opisany ogólnym równaniem (1).

3. Praca dynamiczna

Przy pomiarach wielkości wejściowej X zmieniającej się w czasie warunek stabilności nie jest spełniony. Układ elektryczny generatora w przypadku dowolnej funkcji X(t) staje się układem parametrycznym; określenie postaci czasowej sygnału wyjściowego i jego częstotliwości wymaga analizy numerycznej.

Właściwości dynamiczne przetworników pomiarowych można charakteryzować [7] badając ich odpowiedź na wymuszenie skokowe, np. o postaci:

 $\mathbf{I}(t) = \mathbf{I}_0 + \mathbf{I}_m \mathbf{I}(t-t_0)$

(3)

(4)

(5)



Rys.4 Przykładowe układy stabilizacji amplitudy Fig.4 Exemplary systems for amplitude stabilization

Prowadzi to do zmian parametru czujnika wg zależności:

 $P(t) = P_0 + P_m \quad \underline{n}(t-t_0)$

a w takiej sytuacji dla t>t_o jest P(t) = P₀ + P_m = const,wobec tego analiza odpowiedzi skokowej przetwornika może bazować na przedstawionym w poprzednim punkcie ogólnym równaniu dla sygnału wyjściowego (1).

Jeżeli przed zmianą wielkości wejściowej ($t < t_0$) generator spełniał warunek stabilności, to po zmianie tej wielkości możliwe są dwie sytaucje a) $\xi(t_0, P_0 + P_m) > 1$ - warunek generacji nie jest spełniony, b) $\xi(t_0, P_0 + P_m) < 1$ - warunek generacji jest spełniony

<u>ad a)</u> W tym przypadku nastąpi zerwanie dragań - przetwornik przestaje generować sygnał wyjściowy na czas potrzebny układowi stabilizacji amplitudy do ponownego wzbudzenia generatora. Czas ten jest wówczas czasem odpowiedzi przetwornika. Oszacowanie jego wartości wymaga analizowania procesu wzbudzania generatora, przy warunkach początkowych określonych przez ładunki na kondensatorach w chwili t_o, dla konkretnej realizacji układu stabilizacji amplitudy. Sytuacja taka w przypadku pomiarów dynamicznych nie zewsze jest dopuszczalna, ponieważ do czasu wzbudzenia generatora tracona jest informacja pomiarowa. Przy projektowaniu przetworników do pomiarów dynamicznych celowe jest zapewnienie spełnienia warunku generacji dla dowolnych zmian wielkości wejściowej (w zakresie dopuezczalnym).

<u>ad b)</u> W takiej sytuacji przetwornik generuje okresowy sygnał wyjściowy o postaci czasowej danej równaniem (2). Częstotliwość tego sygnału wynosi

$$\omega_{\rm g}(t) = \omega_{\rm o} \sqrt{1 - \xi^2(t)} \longrightarrow \omega_{\rm o}$$

Powstaje zatem pewien błąd dynamiczny, który można określić nasżępująco:

 $\delta_{d}(t) = \omega_{d}(t) - \omega_{d}$

lub

$$\delta_{d}^{0}(t) = \frac{\omega_{g}(t) - \omega_{0}}{\omega_{0}} = \sqrt{1 - \xi^{2}(t)} - 1 \le 0$$

Wartości tego błędu są zależne od czasu ze względu na działanie układu stabilizacji amplitudy. Ponieważ układ ten na ogół jest układem elektrycznie nieliniowym, to wartości δ_d są zależne także od amplitudy zmiany wielkości wejściowej. Błąd ten osiąga maksymalne wartości przy skokowych zmianach wielkości wejściowej. Wynika to z inercji układu stabilizacji amplitudy - im wolniejsze zmiany na wejściu przetwornika, tym "bliżej" spełnienia warunku stabilności. Czas odpowiedzi przetwornika może być w tym przypadku określony jako czas potrzebny na to, aby błąd dynamiczny był mniejszy (co do modułu) niż postulowana wartość maksymalna (δ_{d} max). Jeżeli przetwornik jest dynamicznie nieliniowy, to czas ten może zależeć od amplitudy skoku wielkości wejściowej.

Możliwe jest takie zaprojektowanie układu generatora aby nawet przy amplitudzie zmian wielkości wejściowej równej zakresowi przetwarzania spełniony był warunek: $\delta_d(t_0) < \delta_d$ mer. Wówczas już pierwszy wynik po zmianie wielkości wejściowej (chwila t_0) jest obarczony błędem mniejszym od dopuszczalnego. Wymaga to określenia zależności błędu maksymalnego od: parametrów czwórnika RC, wzmocnienia początkowego (tzn.wartości k_{st} Wg. tab.1 dla t<t_0 odpowidającej P=P_0) oraz od amplitudy skoku wielkości wejściowej. Na podstawie takiej zależności możliwe jest dobranie wartości elementów R i C zapewnajjących wystarczająco mały błąd dynamiczny. Sposób postępowania zostanie zilustrowany przykładem. Przykład

Należy dobrać wartości elementów R₁, R₂ i C₁ dla czwórnika wg układu 1 na rys.2, tak aby błąd dynamiczny nie przekraczał ô^o_{dmax}. Czujnikiem jest element C₂. Wielkość wejściowa zmienia się skokowo wg zależności (3)

Przyjmujemy oznaczenia: $C_p = C_2(t < t_0) - wartość początkowa,$

Na podstawie zależności (6) można obliczyć wartość tłumienia powodującą określony błąd dynamiczny:

$$\xi(t_0) = \pm \sqrt{1 - (\delta_0^0 + 1)^2}, \tag{7}$$

Jednocześnie można określić tłumienie, jakie wystąpi w chwili t_o przez wstawienie do wzoru w tab.1 kol.1 wartości k_{st} obliczonej dla C₂=C_p (ze względu na inerację układu stabilizacji amplitudy), uzyskując wynik:

$$\xi(t_0) = \frac{c_k - c_0}{\sqrt{c_k}} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1 \cdot c_1}}$$
(8)

<u>Uwaga</u>: Odpowiednie zależności dla wszystkich układów czwórników wyrażające wartość tłumienia dla chwili t_o przy skokowej zmianie wielkości wejściowej, jeżeli czujnikiem byłyby element C₂, podano w tablicy 1 w kolumnie 4.

(6)

Porównując wyrażenia (7) i (8) można dobrać parametry R_1 , R_2 i C_1 . Jeżeli założyć, że $R_1=R_2$, to otrzymamy:

$$C_1 = \frac{(C_k - C_p)^2}{C_k} \cdot \frac{1}{1 - (1 + \delta_1^0)^2}$$

Należy zauważyć, że wartość tłumienia uzyskana ze zworu (8) może być dodatnia lub ujemna, w zależności od kierunku skoku wielkości wejściowej. Odpowiada jej dodatnia lub ujemna wartość we wzorze (7). W celu dobrania parametrów czwórnika w sytuacji najniekorzystniejszej (błąd maksynalny) należy założyć skok "w dół" (od $C_p = C_{max} \cong I_{max}$ do $C_k = C_{min} \cong X=0$), ponieważ odpowiada mu większa wartość modułu tłumienia. W rezultacie przy założonym błędzie dopuszczalnym do max należy przjąć:

$$C_{1} = \frac{(C_{\min} - C_{\max})^{2}}{C_{\min}} \cdot \frac{1}{1 - (1 + \delta_{d \max}^{0})^{2}}$$

Np. przy Cmin=0,2 nF, Cmax= 1 nF otrzymamy dla:

 $\delta_{d \max}^{0} = -0,2 \quad (20\%) \qquad C_{1} = 9 \text{ nF},$ $\delta_{d \max}^{0} = -0,02 \quad (2\%) \qquad C_{1} = 81 \text{ nF}$

W analogiczny sposób można dobrać elementy każdego z układów na rys.2.

4. Uwagi końcowe

Podsumowując wyniki przytoczonych rozważań można stwierdzić, że:

- a) Przetworniki pomiarowe z wyjściem częstotliwościowym zbudowane w oparciu o generatory RC wykazują nieliniowość dynamiczną.
- b) Określenie błędu dynamicznego dla dowolnej czasowej postaci wielkości wejściowej jest w ogólnym przypadku niemożliwe. Można jednakże stwierdzić, że błąd ten jest makeymalny przy skokowych zmianach na wejściu.
- c) Możliwe jest analityczne określenie maksymalnej wartości błędu dynamicznego odpowiadającego skokowej zmianie wielkości wejściowej o zadanej amplitudzie. Możliwe jest takie dobranie elementów układu przetwornika, aby błąd ten nie przekroczył wartości przyjętej jako dopuszczalnej.
- d) "nalizując zależności zawarte w kolumnie 2 tablicy 1, wynikające z warunku etabilności, można zauważyć, że przy zastosowaniu czujnika złożonego z dwóch sekcji spełniających warunek R₁=K_rR₂ lub C₁=K_cC₂ (K_r 1 K_c - stałe) w całym zakresie pomiarowym, warunek stabilności byłby spełniony (k_{st}=const) piezależnie od wartości wielkości miersonej.

(10)

Przetwornik z takim czujnikiem nie wykazywałby nieliniowości ani nawet błędów dynamicznych, byłby również liniowy statycznie. Zadaniem układu stabilizacji amplitudy byłaby wówczas jedynie korekcja nieidealnej zbieżności charakterystyk statycznych obu sekcji czujnika.

LITERATURA

- [1] Nowickij P.W., Knorring W.G., Gutnikow W.C.: Cifrowyje pribory s czastotnymi datczikami. Energia, Leningrad 1970.
- [2] Tränkler H.R.: Die Technik des digitalen Messens. R. Oldenbourg Verlag München, Wien 1976.
- [3] Zagajewski T., Malzacher S., Kwieciński A.: Elektronika przemysłowa WNT, Warszawa 1972.
- [4] Zakowski W.: Matematyka cz.IV, WNT Warszawa 1974.
- [5] Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne. Wzmacniacze i generatory. WKiŁ, Warszawa 1980.
- [6] Kulka Z., Nadachowski M.: Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych. WNT, Warszawa 1986.
- 7 Hagel R., Zakrzewski J.: Miernictwo dynamiczne. WNT, Warszawa, 1984.
- 8 Sahner R.: Wstęp do miernictwa cyfrowego, WKiŁ, Warszawa, 1982

Recenzent: doc. dr inż. Zbigniew Kędryna

Wpłynężo do Redakcji dnia 1 grudnia 1988 r.

ДИНАМИКА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЧАСТОТНЫМ ВНХОДОМ. СОДЕРЖАНИХ RC ГЕНЕРАТОРЫ

Реврие

Представлены проблемы, касающиеся проебразователей с RC генератором гармонических колебаний. Частота выходного сигнала зависит от параметра R или С измерительного датчика, который заключён в RC четырёхполюснике. Обсуждены только четырёхполюсники II-порядка. Представлен метод анализа динамики вышеупомянутого типа преобразователей, определена причина динамических погрешностей и указана их динамическая нелинейность. Представлен приниции подборки элементов системы генератора для получения динамических погрешностей, не превыжающих допустимых норм. DYNAMICS OF FREQUENCY OUTFUT MEASUREMENT TRANSDUCERS WITH RC-OSCILLATORS

Summary:

The problems refer ring to the measurement transducers with RC-oscillators are presented. The frequency of the output signal dependeds on parametr R or C of the sensor, which is an element of the RC-four-terminal network. Only the second order RC-four-terminal networks are described. A method of analysis of the dynamics of such transducers is presented; the reason of dynamic errors is explained and the dynamic nonlinearity is shown. The principle of selecting the generator's elements to achieve the admissible dynamic errors is described.