

SPIS TRESCI

	Str
1. Teresa Szadkowska, Brunon Szadkowski: Ekranowanie i adiustacja mostka de Sauty'ego-Wiena.	7
2. Andrzej Lebedzki, Józef Parchański: Rejestracja momentu skręcającego, prędkości obrotowej i mocy kombajnu ścianowego.	23
3. Jerzy Jakubiec: Metoda badania stabilności rekurencyjnych algorytmów przetwarzania danych.	35
4. Jerzy Jakubiec, Zbigniew Pokrywka: Dekompozycja dynamicznych własności przetwornika pomiarowego dla celów metody odtwarzania opartej na rozwiązywaniu dyskretnego równania stanu.	45
5. Janusz Guzik, Brunon Szadkowski: Dobór parametrów konstrukcyjnych wiroprowadowego czujnika grubości warstw nieprzewodzących nałożonych na metalowe siatki.	57
6. Eligiusz Pasecki, Tomasz Lison: Łącze telemetryczne przetwornika analogowo-cyfrowego z komputerem.	69
7. Aleksiej Iwanowicz Szalin: Budowa niezawodnych układów automatyki zabezpieczeniowej i przeciwwakuceniowej (przeciwwawaryjne) systemów elektroenergetycznych na współczesnej bazie konstrukcyjnej.	77
8. Otylia Pasecka: Właściwości dynamiczne przepływomierzy cieplnych bezkontaktowych.	89
9. Andrzej Met, Marian Kampik: Przesuwnik fazowy o przesunięciu fazy niezależnym od częstotliwości.	97
10. Andrzej Met: Analogowy przetwornik fazy o dużej dokładności.	105
11. Jerzy Roj: Przyrząd mikroprocesorowy do pomiaru przemieszczeń liniowych w zakresie 0-10 mm.	113
12. Paweł Zdanowicz: Układ kompensacyjny do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych.	121
13. Grzegorz Niesyto: Mikroprocesorowy system do obróbki wyników sprawdzania wzorca grupowego.	131
14. Marian Pasko: Minimalizacja wartości skutecznej prądu źródła zasilającego odbiornik dwuzaciskowy napięciem odkształconym.	139

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
1. Тереса Шадковска, Брунон Шадковски: Экранирование и юстрировка моста Де'Сауты-Бина.	7
2. Анджей Лебедзки, Юзеф Парханьски: Регистрация крутящего момента, скорости вращения и мощности угольного комбайна.	23
3. Ежи Якубец: Метод исследования устойчивости рекуррентных алгоритмов обработки данных.	35
4. Ежи Якубец, Збигнев Покривка: Декомпозиция динамических свойств изнерительного преобразователя для целей метода восстановления основанного на решении дискретного уравнения состояния.	45
5. Януш Гузик, Брунон Шадковски: Подбор конструкционных параметров вихретокового датчика толщины непроводящих слоев наложенных на металлические сетки.	57
6. Элигюж Пасецки, Тонаш Лисои: Телеметрический канал связи АЦП с ЭВМ.	69
7. Алексей Иванович Шалин: Конструирование надежных схем обеспечительной и противоположной автоматки для электроэнергетических систем на современной элементной базе.	77
8. Отыля Пасецка: Динамические свойства бесконтактных теплорасходомеров.	89
9. Анджей Мэт, Марян Кампик: Фазовращатель со сдвигом фазы независимым от частоты.	97
10. Анджей Мэт: Аналоговый преобразователь фазы высокой точности.	105
11. Ежи Рой: Микропроцессорное устройство для измерения линейных перенесений в диапазоне 0-10 мк.	113
12. Павел Зданович: Компенсационная система для измерения коэффициента диэлектрических потерь.	121
13. Гжегож Несыто: Микропроцессорная система для обработки значений проверки группового эталона.	131
14. Марян Паско: Минимизация эффективного значения тока источника питающего несинусоидальным напряжением приемник в виде двухполюсника.	139

CONTENTS

	Page
1. Teresa Szadkowska, Brunon Szadkowski: Screening and adjustment of de Sauty-Wien bridge.	7
2. Andrzej Lebiezki, Józef Parchański: Recording of twisting moment, rotational speed and power of a combined cutter loader.	23
3. Jerzy Jakubiec: A stability investigation method assigned for recurrent algorithms data processing.	35
4. Jerzy Jakubiec, Zbigniew Pokrywka: Decomposition of dynamic properties of a transducer designed for the reconstruction method based on solving the discrete state equation.	45
5. Janusz Guzik, Brunon Szadkowski: Selection of construction parameters of the eddy-current thickness sensor for non-conductive layer measurement placed on metallic nets.	57
6. Eligiusz Pasecki, Tomasz Lison: Telemetric link between analogue digital transducer and computer.	69
7. Aleksiej Iwanowicz Szalin: The construction of the relay protection reliable schemes and anti-failure automatic equipment of power systems on mode design basis.	77
8. Otylia Pasecka: Dynamic properties contactless thermal flow-meters.	89
9. Andrzej Met, Marian Kampik: Frequency independent phase shifter.	97
10. Andrzej Met: Analogue phase to voltage convertor with small error.	105
11. Jerzy Roj: Intelligent instrument for measuring linear displacement in the range 0-10 mm.	113
12. Paweł Zdanowicz: Potentiometer network for measuring the dielectric dissipation factor.	121
13. Grzegorz Niesyto: Microprocessor based system for computing of collective standards result verification.	131
14. Marian Pasko: Minimization of effective value of current for distorted voltage source supplying two-terminal load.	139

Teresa SZADKOWSKA
Brunon SZADKOWSKI

EKRANOWANIE I ADIUSTACJA MOSTKA de SAUTY'EGO-WIENA

Streszczenie. W pracy przedstawiono system ekranowania i sposób adiustacji mostka przeznaczonego do badania dielektrycznych właściwości wazeliny kondensatorowej. Proponowane rozwiązanie oparto na znanej strukturze mostka de Sauty'ego-Wiena, której dotychczas nie stosowano do pomiarów niskostratnych dielektryków o współczynniku tangens delta mniejszym niż 10^{-2} . Przeprowadzo szczegółową analizę błędów wnoszonych przez zaproponowany system ekranów oraz sformułowano warunki minimalizacji tych błędów. Przedstawiono również (i uzasadniono) procedurę adiustacji mostka, zapewniającą możliwość poprawnego odczytu mierzonych parametrów bezpośrednio ze skal elementów nastawnych mostka. Określono równania do obliczania poprawek, które należy uwzględnić przy dokładniejszych pomiarach współczynnika strat dielektrycznych, zwłaszcza o małej wartości ($< 10^{-2}$). Wskazano warunki, przy których poprawki mają wartości pomijalnie małe i mogą być zaniedbane przy bezpośrednim odczycie mierzonych wielkości.

1. Wprowadzenie

Mostek de Sauty'ego-Wiena jest jednym z wielu mostków umożliwiających wyznaczenie pojemności C_x i współczynnika strat dielektrycznych $\tan \delta_x$ kondensatorów [1], [2]. Schemat ideowy tego mostka przedstawiono na rys.1, na którym badany kondensator reprezentują pojemność C_x i rezystancja R_x połączone szeregowo.

Stan równowagi przedstawionego mostka opisują równania:

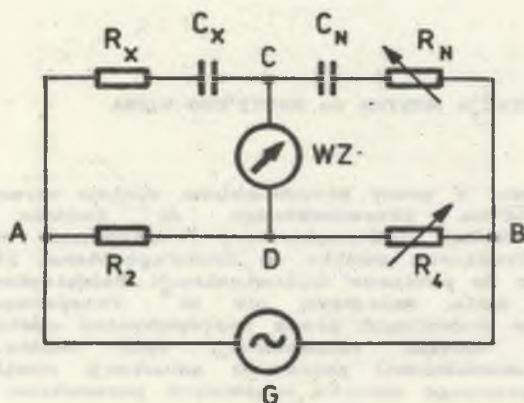
$$R_x = R_N \frac{R_2}{R_4}, \quad (1)$$

$$C_x = C_N \frac{R_4}{R_2}. \quad (2)$$

oraz:

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_x R_x = \omega C_N R_N, \quad (3)$$

gdzie R_2 , R_4 , R_N , C_N są elementami pozostałych ramion mostka, natomiast ω oznacza pulsację.



Rys.1. Schemat ideowy mostka de Sauty'ego-Wiena; WZ - wskaźnik zera, G - generator napięcia sinusoidalnie zmiennego
Fig.1. Diagram of de Sauty-Wien bridge; WZ - zero indicator, G - generator of sinusoidal alternating voltage

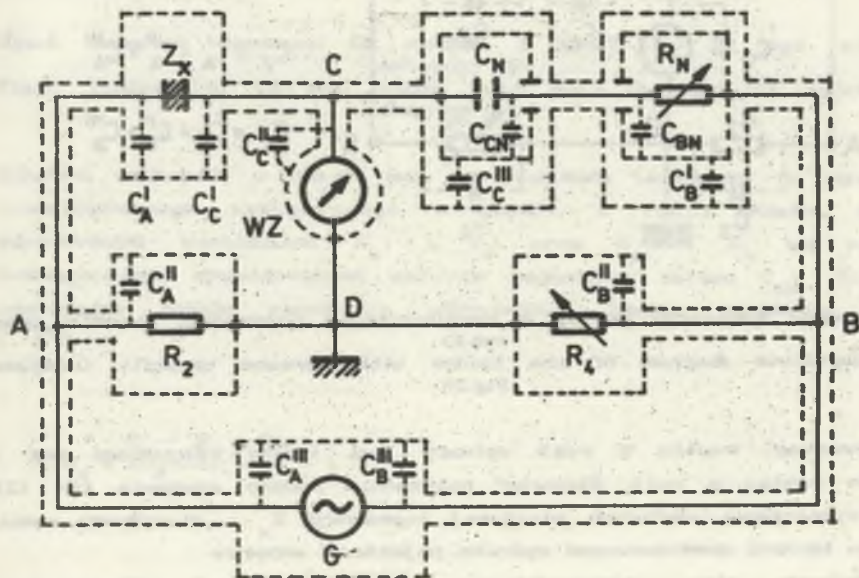
Jeśli mostek ma być przeznaczony do pomiarów pojemności C_x i współczynnika strat dielektrycznych $\operatorname{tg} \delta_x$, wówczas najkorzystniej jest przyjąć, że elementami nastawnymi są rezystory R_4 i R_N . W takim przypadku, przy stałych R_2 i C_N oraz stałej częstotliwości - wyznaczone wielkości C_x i $\operatorname{tg} \delta_x$ są liniowymi i wzajemnie niezależnymi funkcjami R_4 lub R_N , co umożliwia łatwą realizację bezpośredniego odczytu i równie łatwe równoważenie mostka. Korzystną cechą omawianego rozwiązania jest także zastosowanie stałego wzorca pojemności C_N , dokładniejszego i tańszego niż odpowiedni wzorzec zmienny.

Znane konstrukcje mostków de Sauty'ego-Wiena stosowane są przede wszystkim w uniwersalnych mostkach RLC, jako jeden z kilku mostków zawartych w przełączalnym zestawie [3], [4]. W takich mostkach - pomiar współczynnika strat dielektrycznych jest traktowany drugorzędnie, tzn. odpowiednie wartości określane są szacunkowo i w zakresie ograniczonym do wartości nie mniejszych niż 10^{-2} (ew. 10^{-3}). Do pomiarów niskostratnych kondensatorów, np. o wartościach $\operatorname{tg} \delta_x = 10^{-4} \dots 10^{-2}$, nie stwierdzono w dostępnej literaturze rozwiązań opartych na strukturze mostka de Sauty'ego-Wiena.

Biorąc pod uwagę wcześniej wymienione, ogólne zalety mostka de Sauty'ego-Wiena, a przede wszystkim stosunkowo niskie koszty wzorców i ich dostępność na rynku krajowym - autorzy podjęli próbę wykonania odpowiedniego mostka, przeznaczonego do kontroli jakości niskostratnej wazeliny kondensatorowej, wypełniającej specjalny kondensator pomiarowy. W wykonanym prototypie mostka uzyskano właściwości metrologiczne zgodne z wymaganiami normy PN-84/E-04409 "Materiały elektroizolacyjne ciekłe. Pomiar współczynnika strat dielektrycznych, przenikalności elektrycznej względnej i rezystywności". Do ważniejszych zagadnień decydujących o osiągnięciu zadowalających właściwości mostka należały: właściwe ekranowanie układu mostkowego oraz skompensowanie wpływów pojemności ekranów i wielkości reszkowych wzorców (adjustacja). Zagadnienia te przedstawiono w dalszym ciągu rozważań.

2. Ekranowanie i analiza wnoszonych błędów

W proponowanym rozwiązaniu systemu ekranów mostka, przyjęto źródło zasilania G o wyjściu symetrycznym oraz wskaźnik zera WZ o wejściu niesymetrycznym (względem potencjału ziemi). Schemat ekranowania mostka z rys.1 przedstawiono na rys.2.

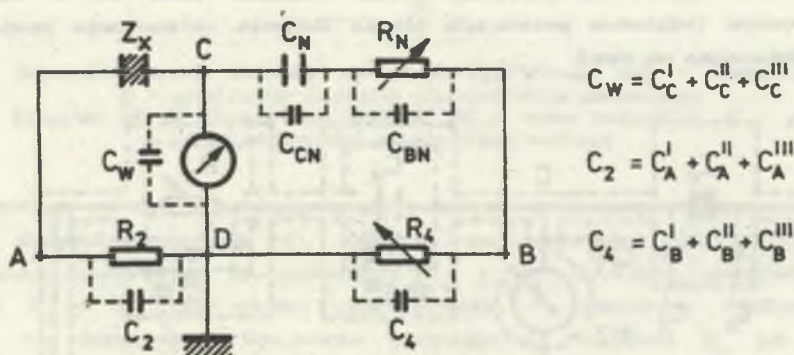


Rys.2. Schemat ekranowania mostka de Sauty'ego-Wiena
Fig.2. Diagram of de Sauty-Wien bridge screening

Ekrany poszczególnych elementów mostka oznaczono linią przerywaną, natomiast pojemności ekranów względem węzłowych punktów A, B, C mostka oznaczono symbolami $C_A^I, C_A^{II}, C_A^{III}, C_B^I, C_B^{II}, C_B^{III}, C_C^I, C_C^{II}, C_C^{III}$ oraz C_{CN} i C_{BN} . Punkt węzłowy D jest uziemiony. Większość ekranów (za wyjątkiem wewnętrznych ekranów elementów C_N i R_N) jest również uziemiona, co dla przejrzystości rysunku przedstawiono oznaczając te ekrany wspólną linią przerywaną, przyłączoną galwanicznie do uziemionego punktu D.

W znanych rozwiązaniach systemów ekranowań układów mostkowych największe trudności sprawia zaekranowanie dwóch szeregowo połączonych elementów występujących w tym samym ramieniu mostka. W takich przypadkach trudne jest wyeliminowanie wpływu pojemności ekranów względem przewodu łączącego szeregowo zestawiane elementy. W rozważanym mostku (rys.2) - szeregowo połączone elementy C_N i R_N wyposażone zostały w podwójne ekrany, a przewód łączący C_N i R_N jest na tyle krótki, że jego pojemność względem własnego ekranu jest pomijalnie mała w porównaniu z pojemnościami ekranów: $C_{CN}, C_C^{III}, C_{BN}, C_B^{III}$.

Schemat z rys.2 można sprowadzić do schematu zastępczego przedstawionego na rys.3, gdzie liniami przerywanymi zaznaczono wypadkowe pojemności wnoszone przez system ekranów.

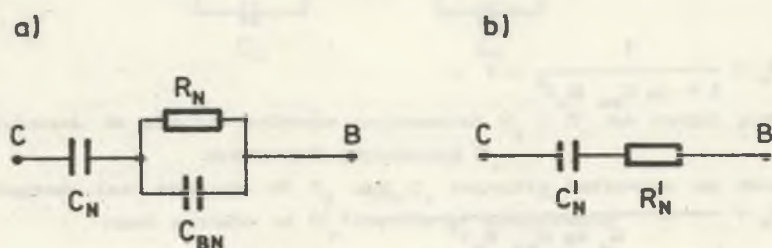


Rys.3. Schemat zastępczy mostka z uwzględnieniem pojemności ekranów (por. rys.2)
Fig.3. Substitute diagram of the bridge with screens capacity (compare Fig.2)

Stan równowagi mostka z rys.3 opisany jest innymi równaniami niż w przypadku mostka z rys.1. Stosując poprzednio podane równania (1), (2), (3) do wyznaczenia sładowych mierzonej impedancji Z_x - otrzymamy wyniki obarczone błędami spowodowanymi wpływem pojemności ekranów.

W dalszym ciągu przeanalizujemy kolejno wpływy poszczególnych pojemności wnoszonych przez ekrany.

- a) Pojemność C_V nie wpływa na warunki równowagi mostka, natomiast powoduje zmniejszenie czułości prądowej wskaźnika zera. Stosując czulszy wskaźnik można pominąć wpływ C_V na błąd pomiaru.
- b) Pojemność C_{GN} bocznikuje kondensator wzorcowy C_N i może być traktowana, jako stały składnik zwiększający pojemność kondensatora wzorcowego. W dalszych rozważaniach przyjmiemy, że pojemność kondensatora wzorcowego z ekranem ($C_N + C_{GN}$) będzie oznaczona dotychczasowym symbolem: C_N .
- c) Wpływ pojemności C_{BN} można określić analizując schemat ramienia CB mostka z rys.3. Przy zachowaniu symbolu C_N dla oznaczenia pojemności kondensatora wzorcowego z ekranem (por. p. b), schemat ramienia CB wraz z odpowiednim schematem zastępczym przedstawiono na rys.4.



Rys.4. Schemat ramienia CB mostka z rys.3 (a) i jego schemat zastępczy (b)
 Fig.4. Diagram of CB arm bridge from Fig.3 (a) and its substitute diagram (b)

Schemat zastępczy z rys.4b jest strukturalnie identyczny do schematu wyidealizowanego występującego w mostku z rys.1. Różnice między odpowiednimi wartościami R'_N i R_N oraz C'_N i C_N są błędami bezwzględnymi, spowodowanymi wpływem pojemności ekranu C_{BN} . Bardziej miarodajne będzie określenie odpowiednich błędów względnych $\delta^{\circ}R_N$ i $\delta^{\circ}C_N$:

$$\delta^{\circ}R_N = \frac{R'_N - R_N}{R_N} = \frac{R'_N}{R_N} - 1 \quad (4)$$

$$\delta^{\circ}C_N = \frac{C'_N - C_N}{C_N} = \frac{C'_N}{C_N} - 1 \quad (5)$$

Wartości parametrów schematu zastępczego z rys.4b określone są zależnościami:

$$R'_N = \frac{R_N}{1 + (\omega C_{BN} R_N)^2} \quad (6)$$

$$C'_N = \frac{C_N}{1 + \frac{C_N (\omega C_{BN} R_N)^2}{C_{BN} [1 + (\omega C_{BN} R_N)^2]}} \quad (7)$$

Po podstawieniu zależności (6) i (7) do równań (4) i (5) otrzymujemy:

$$\delta^{\circ} R_N = \frac{1}{1 + (\omega C_{BN} R_N)^2} - 1 \quad (8)$$

$$\delta^{\circ} C_N = \frac{1}{1 + \frac{C_N (\omega C_{BN} R_N)^2}{C_{BN} [1 + (\omega C_{BN} R_N)^2]}} - 1 \quad (9)$$

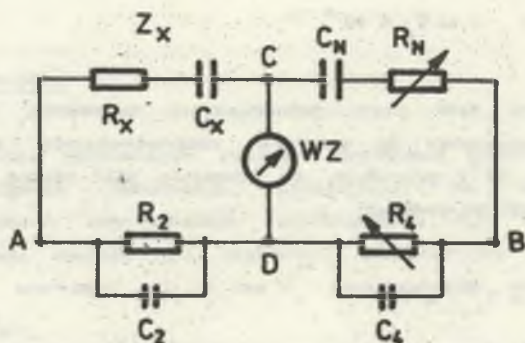
Z równań (8) i (9) wynika, że błędy $\delta^{\circ} R_N$ i $\delta^{\circ} C_N$ można zminimalizować przez odpowiedni dobór wartości wyrażenia $\omega C_{BN} R_N$. Na przykład wystarczy spełnić warunek:

$$\omega C_{BN} R_N \leq 10^{-2} \quad (10)$$

aby błędy $\delta^{\circ} R_N$ i $\delta^{\circ} C_N$ były nie większe niż 10^{-3} . Wówczas można przyjąć, że ramię CB mostka ekranowanego (rys.3) może być z dobrym przybliżeniem reprezentowane szeregowym połączeniem wyidealizowanych elementów R_N i C_N (jak w mostku z rys. 1).

W wykonanym przez autorów mostku pracującym przy częstotliwości 1000 Hz i maksymalnej wartości rezystora nastawnego $R_{N \max} \approx 10^{-4} \Omega$, obliczona z warunku (10) dopuszczalna największa wartość pojemności ekranu C_{BN} nie powinna przekraczać 160 pF. Podane wymaganie zostało spełnione w odpowiedniej konstrukcji wewnętrznego ekranu dekadowego rezystora R_N .

d) Wpływ pojemności C_2 i C_4 w mostku z rys.3 określimy przy założeniu, że w ramieniu CB mostka spełniono wymagania opisane w p. c), tzn. że można zaniedbać wpływ pojemności C_{BN} oraz C_{CN} (co uwzględniono w zwiększonej wartości C_N). Odpowiedni schemat do analizy przedstawiono na rys.5.



Rys.5. Schemat do analizy wpływów pojemności C_2 i C_4 na wyniki pomiarów składowych impedancji Z_x

Fig.5. Diagram for analysis of C_2 and C_4 capacity influence on measurement results of Z_x impedance components

Ograniczymy się do rozważenia wpływów pojemności C_2 i C_4 na wyniki pomiarów pojemności C_x oraz współczynnika strat dielektrycznych $\text{tg } \delta_x = \omega C_x R_x$. Odpowiednie warunki równowagi mostka z rys.5 opisują równania:

$$C_x = C_N \frac{R_4}{R_2} \cdot \frac{\text{tg } \delta_x + \omega T_2}{\text{tg } \delta_N + \omega T_4}, \quad (11)$$

$$\text{tg } \delta_x = \frac{\text{tg } \delta_N + \omega T_4 - \omega T_2 (1 - \omega T_4 \text{tg } \delta_N)}{1 - \omega T_4 \text{tg } \delta_N + \omega T_2 (\text{tg } \delta_N + \omega T_4)} \quad (12)$$

gdzie: $\text{tg } \delta_N = \omega C_N R_N$ - współczynnik strat dielektrycznych zestawu elementów wzorcowych C_N i R_N w ramieniu CB mostka

$T_2 = C_2 R_2$ - stała czasowa ramienia AD mostka

$T_4 = C_4 R_4$ - stała czasowa ramienia DB mostka

Interesujące nas wpływy pojemności C_2 i C_4 w równaniach (11) i (12) ujawniają się w występujących w nich stałych czasowych T_2 i T_4 .

Minimalizacja tych wpływów jest możliwa przy wprowadzeniu pewnych ograniczeń dla wartości T_2 i T_4 , a następnie - skompensowaniu pozostałych wpływów. Przyjmijmy następujące warunki ograniczające dobór wartości T_2 i T_4 :

$$\omega T_2 \leq 10^{-2} \quad \text{i} \quad \omega T_4 \leq 10^{-2} \quad (13)$$

Spełnienie warunków (13) przy jednoczesnym założeniu, że omawiany mostek jest przeznaczony do pomiaru niskostratnych kondensatorów ($\text{tg } \delta_x \approx \text{tg } \delta_N \leq 10^{-4}$) powoduje, że równanie (12) można z pomijalnie małym błędem uprościć do postaci:

$$\text{tg } \delta_x = \text{tg } \delta_N + \omega T_4 - \omega T_2 \quad (14)$$

Zauważmy z kolei, że gdy spełnione jest równanie (14) wówczas równanie (11) sprowadza się do zależności:

$$C_x = C_N \frac{R_4}{R_2} \quad (15)$$

Równania (14) i (15) są równaniami równowagi mostka z rys.5 obowiązującymi przy doborze stałych czasowych T_2 i T_4 według warunków (13). W tych warunkach pojemności C_2 i C_4 nie wpływają na wynik pomiaru pojemności C_x (równ. 15), natomiast wpływają tylko na wynik pomiaru $\text{tg } \delta_x$ (równ. 14).

W wykonanym układzie mostkowym (1000 Hz, $R_2 = 1592 \Omega$, $R_{\text{max}} = 2000 \Omega$) dopuszczalne, największe wartości pojemności C_2 i C_4 obliczone z warunków (13) wynoszą: $C_2 = 1000 \text{ pF}$ i $C_4 = 800 \text{ pF}$. W konstrukcji ekranów osiągnięto wartości $C_2 \approx 520 \text{ pF}$ i $C_4 \approx 620 \text{ pF}$, a więc znacznie mniejsze niż dopuszczalne, co pozwala na stosowanie dodatkowych kondensatorów "dopasowujących" pojemności C_2 i C_4 , jak również na stosowanie dłuższych kabli łączących mostek z obiektem badanym Z_x .

"Dopasowanie" pojemności C_2 i C_4 może być wykorzystane do skompensowania wpływów C_2 i C_4 na wynik pomiaru $\text{tg } \delta_x$. Z równania (14) wynika, że przy odpowiednim doborze C_2 i C_4 można uzyskać $\omega T_4 \approx \omega T_2$ i wówczas $\text{tg } \delta_x \approx \text{tg } \delta_N$. Całkowite skompensowanie omawianych wpływów jest możliwe tylko w przypadku, gdy T_2 i T_4 nie będą zmieniały swoich wartości. Jednak w rozważanym układzie mostkowym jednym z elementów nastawnych jest rezystor R_4 i tym samym w toku pomiarów ulega zmianie

wartość T . W takim przypadku można uzyskać tylko częściową kompensację wpływów pojemności C_2 i C_4 oraz wyznaczyć odpowiednie poprawki dla dokładniejszego ustalenia wyniku pomiaru $\operatorname{tg} \delta_x$. Bliższe omówienie tych zagadnień przedstawiono w dalszej części rozważań, dotyczącej adiustacji mostka.

3. Adiustacja mostka

W celu uzyskania poprawnych wskazań narzędzia pomiarowego niezbędne jest przeprowadzenie adiustacji, polegającej na doborze wartości niektórych elementów, czynnościach regulacyjnych itp. W odniesieniu do rozważanego układu mostkowego czynności adiustacyjne powinny zapewnić poprawny odczyt wartości C_x i $\operatorname{tg} \delta_x$ bezpośrednio ze skal elementów nastawnych R_4 i R_N .

W mostku wyidealizowanym przedstawionym na rys.1 (bez uwzględnienia wpływów ekranów oraz wielkości resztkowych), dla zapewnienia bezpośredniego odczytu C_x i $\operatorname{tg} \delta_x$ wystarczy tak dobrać wartości stałych wzorców C_N i R_2 , aby równania (2) i (3) można sprowadzić do postaci:

$$C_x = C_N \frac{R_4}{R_2} = 10^{-k} R_4 \text{ [pF]} , \quad (16)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_N R_N = 10^{-n} R_N , \quad (17)$$

gdzie: k, n - liczby całkowite.

Przy częstotliwości pomiarowej 1000 Hz oraz założonych zakresach pomiarowych (kondensator pomiarowy wypełniony badanym dielektrykiem: $C_N = 120$ 140 pF, $\operatorname{tg} \delta_x = 10^{-4} \dots 10^{-2}$) dobrano następujące wartości:

$$C_N = 159,2 \text{ pF} \quad \text{ i } \quad R_2 = 1592 \text{ } \Omega \quad (18)$$

uzyskując zgodnie z relacjami (16) i (17) równania, które spełniają warunki bezpośredniego odczytu:

$$C_x = 10^{-1} R_4 \text{ [pF]} , \quad (19)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = 10^{-6} R_N , \quad (20)$$

gdzie: R_4, R_N - rezystancje nastawne o wartościach wyrażonych w omach; zastosowano dekady: $R_4 = 10 \times (10^3; 10^2; 10^1; 10^0; 10^{-1}) \Omega$ oraz $R_N = 10 \times (10^3; 10^2; 10^1; 10^0) \Omega$.

Kolejnymi czynnościami adiustacyjnymi, odnoszącymi się do mostka z systemem ekranów wykonanych według rys.2 - są zabiegi konstrukcyjne dla spełnienia warunków określonych w p. 2b, c, d (równ. 10 i 13). Zabiegi te polegają między innymi na uzupełniającej obróbce mechanicznej wykonanych osłon ekranujących poszczególne elementy, doborze długości ekranowanych przewodów i doświadczalnej kontroli występujących pojemności C_2, C_4, C_{BN} (rys.3).

W wyniku przeprowadzenia omówionych czynności - w mostku zae ekranowanym (por. zależności (14) i (15)) obowiązywać będą równania:

$$\operatorname{tg} \delta_x = \operatorname{tg} \delta_N + \omega T_4 - \omega T_2 = 10^{-6} R_N + \omega C_4 R_4 - \omega C_2 R_2 \quad (21)$$

oraz

$$C_x = C_N \frac{R_4}{R_2} = 10^{-4} R_4 \text{ [pF]}, \quad (22)$$

gdzie: R_4 - wyrażone w omach.

Zwróćmy uwagę, że wpływ reszkowych pojemności występujących we wzorcach rezystancji R_N, R_2, R_4 jest uwzględniony w zastępczych pojemnościach C_{BN}, C_2, C_4 przedstawionych na rys.3. Tym samym adiustacja ekranów odnosi się również do wspomnianych pojemności reszkowych i tak należy interpretować równania (21) i (22).

W przedstawionych warunkach uzyskujemy możliwość bezpośredniego odczytu wartości C_x ze skali nastawnego rezystora R_4 (równ. (22)), natomiast bezpośredni odczyt wartości $\operatorname{tg} \delta_x$ ze skali rezystora R_N zakłócony jest wpływami stałych czasowych $T_2 = C_2 R_2$ i $T_4 = C_4 R_4$ (równ. (21)).

Dodatkowego wyjaśnienia wymaga jeszcze wpływ własnych strat dielektrycznych kondensatora wzorcowego C_N , który nie został uwzględniony w rozważaniach przeprowadzonych w p. 2 i nie jest uwzględniony w równaniu (21). Wpływ ten można uwzględnić zastępując w równaniu (21) wyrażenie $\operatorname{tg} \delta_N = \omega C_N R_N$ przez wyrażenie:

$$\omega C_N (R_N + r) = \operatorname{tg} \delta_N + \operatorname{tg} \delta_r, \quad (23)$$

gdzie: $\operatorname{tg} \delta_r = \omega C_N r$ - współczynnik własnych strat dielektrycznych kondensatora wzorcowego C_N , reprezentowanego schema-

tem zastępczym o szeregowo połączonych parametrach

C_N i r .

Otrzymamy wówczas równanie:

$$\operatorname{tg} \delta_x = \operatorname{tg} \delta_N + \operatorname{tg} \delta_r + \omega T_4 - \omega T_2, \quad (24)$$

które uwzględnia wszystkie wielkości wpływowe występujące w mostku z ekranami wykonanymi według rys.2 i spełniającymi warunki (10) i (13).

Ostatnim etapem adiustacji mostka jest minimalizacja wartości wyrażenia:

$$\varepsilon = \operatorname{tg} \delta_r + \omega T_4 - \omega T_2, \quad (25)$$

które w równaniu (24) reprezentuje wielkości zakłócające bezpośredni odczyt wartości $\operatorname{tg} \delta_x$. W tym celu należy do jednego z rezystorów R_2 lub R_4 przyłączyć równolegle dodatkowy kondensator (trymer) o regulowanej pojemności C_1 , którym można będzie tak zmienić stałą czasową T_2 lub T_4 , nie naruszając warunków (13), aby uzyskać $\varepsilon = 0$ i tym samym bezpośredni odczyt wartości $\operatorname{tg} \delta_x = \operatorname{tg} \delta_N$ (por. równ. (25) i (24)). Wykonanie opisanej adiustacji trymerem C_1 wymaga dysponowania wzorcowym obiektem badanym (o znanych wartościach $\operatorname{tg} \delta_x$ i C_x) oraz postępowania według następującej procedury:

1° przed zrównoważeniem mostka - nastawić na dekadzie R_N wartość odpowiadającą znanej wartości $\operatorname{tg} \delta_x$ (tzn. aby $\operatorname{tg} \delta_N = \omega C_N R_N = 10^{-\sigma} R_N = \operatorname{tg} \delta_x$),

2° zrównoważyć mostek regulując dekadą R_4 (odpowiedzialną za zrównoważenie składowej C_x według równ. (22)) oraz trymerem C_1 .

Wykonanie czynności 1° i 2° powoduje, że równanie (24) sprowadza się do postaci $\operatorname{tg} \delta_x = \operatorname{tg} \delta_N$, która obowiązuje przy stałych wartościach ω , $\operatorname{tg} \delta_r$, T_2 i T_4 . W rozpatrywanym mostku zachowane są tylko stałe wartości ω , $\operatorname{tg} \delta_r$ i T_2 , natomiast wartość $T_4 = C_4 R_4$ ulega zmianie wraz ze zmianą mierzonej pojemności $C_x = 10^{-1} R_4$. Jeśli nastąpi zmiana pojemności ΔC_x (w porównaniu z wartością C_x przyjętą w toku adiustacji), wówczas obowiązywać będzie równanie:

$$\operatorname{tg} \delta_x = \operatorname{tg} \delta_N + \Delta \varepsilon, \quad (26)$$

gdzie $\Delta \varepsilon$ jest zmianą wyrażenia ε (równ. (25)) od wartości $\varepsilon = 0$ uzyskanej w wyniku adiustacji i określona jest zależnością:

$$\Delta \varepsilon = \omega \Delta T_4 = \omega C_4 \Delta R_4 = 10 \omega C_4 \Delta C_x, \quad (26a)$$

przy czym wartość C_4 jest wyrażona w F, natomiast ΔC_x w pF (por. równ. (22)).

W wykonanym układzie mostkowym (1000 Hz, $C_4 \approx 620$ pF) zależność (26a) przyjmuje postać:

$$\Delta \varepsilon \approx 38,6 \Delta C_x \cdot 10^{-6} = 38,6 (C_x - C_{xa}) \cdot 10^{-6}, \quad (26b)$$

gdzie: C_x [pF] - pojemność badanego kondensatora;

C_{xa} [pF] - pojemność, przy której przeprowadzono adiustację stosując wzorec $\operatorname{tg} \delta_x$ o pojemności $C_x = C_{xa} - p \cdot 1^\circ$ i 2° .

Mostek ten przeznaczony jest do badania wazelinny kondensatorowej odznaczającej się niewielką zmiennością względnej przenikalności elektrycznej (2,1 ... 2,2), co powoduje, że zmiany pojemności kondensatora pomiarowego są też niewielkie i zawierają się w granicach $C_x = 126$ - 132 pF. Przy adiustacji wykonanej dla $C_{xa} = 129$ pF, maksymalna zmiana pojemności jest równa $\Delta C_{x \max} = \pm 3$ pF i tym samym maksymalna zmiana $\Delta \varepsilon_{\max}$ (równ. (26b)) przyjmuje wartość:

$$\Delta \varepsilon_{\max} \approx \pm 11,6 \cdot 10^{-5}. \quad (26c)$$

Uwzględniając otrzymaną wartość $\Delta \varepsilon_{\max}$ w równaniu (26) można przyjąć, że dla $\operatorname{tg} \delta_x$ zawartych w zakresie 10^{-4} - 10^{-3} jest to wartość pomijalnie mała i wówczas zamiast równania (26) można z dobrym przybliżeniem stosować równanie:

$$\operatorname{tg} \delta_x \approx \operatorname{tg} \delta_{R_N} = 10^{-6} R_N. \quad (27)$$

W celu dokładnego określenia wyniku $\operatorname{tg} \delta_x$, zwłaszcza przy $\operatorname{tg} \delta_x < 10^{-3}$, można do wartości wyznaczonej z równ. (27) dodać poprawkę (obliczoną z równania (26b) przy $C_{xa} = 129$ pF):

$$\Delta \varepsilon \approx 38,6 (C_x - 129) \cdot 10^{-6}. \quad (27a)$$

Ostatecznie w wyniku opisanej adiustacji i przy zachowaniu podanych parametrów wykonanego mostka, osiągnięta została możliwość poprawnego odczytu wartości C_x i $\operatorname{tg} \delta_x$ bezpośrednio ze skal elementów nastawnych R_N .

i R_N - zgodnie z równaniami (22) i (27), które powtórnie przytoczono poniżej:

$$C_x = 10^{-1} R_4 \text{ [pF]}$$

$$\text{tg } \delta_x \approx 10^{-6} R_N$$

przy czym R_4 i R_N - wyrażone w omach.

4. Uwagi i wnioski końcowe

W ostatnim etapie adiustacji mostka, związanym z wyeliminowaniem zakłócających wpływów ε w równaniu (24), niezbędne było zastosowanie wzorcowego obiektu badanego o znanych wartościach $\text{tg } \delta_x$ i C_x , z możliwością dobierania pojemności $C_x = C_{xa}$. W praktyce na ogół nie dysponuje się "wzorcem tangensa delta" o dowolnej (dobieranej) pojemności. Dla wzorca o pojemności $C_0 \neq C_{xa}$ adiustację można przeprowadzić stosując inne nastawy dekady R_N niż podane w p. 2 (procedura adiustacji - 1° i 2°). Bliższe wyjaśnienie tego przypadku przedstawimy korzystając z równania (24) zapisanego w postaci:

$$\text{tg } \delta_x = \text{tg } \delta_N + \text{tg } \delta_T + \omega C_4 R_4 - \omega T_2 \quad (28)$$

lub po uwzględnieniu zależności $R_4 = 10 \cdot C_x$ (por. równ. (22)):

$$\text{tg } \delta_x = \text{tg } \delta_N + \text{tg } \delta_T + 10 \omega C_4 C_x - \omega T_2 \quad (28a)$$

Jeśli zamierzamy przeprowadzić adiustację przy założonej wartości $C_x = C_{xa}$, a dysponujemy wzorcem tangensa delta o innej pojemności: $C_0 \neq C_{xa}$, wówczas można skorzystać z następującego przekształcenia równania (28a):

$$\text{tg } \delta_x = (\text{tg } \delta_N)' + \text{tg } \delta_T + 10 \omega C_4 C_0 - \omega T_2, \quad (28b)$$

gdzie:

$$(\text{tg } \delta_N)' = \text{tg } \delta_N + 10 \omega C_4 (C_{xa} - C_0),$$

skąd wynikają następujące wymagania dla przeprowadzenia zamierzonej adiustacji:

- (1) - przed zrównoważeniem mostka, należy nastawić na dekadzie R_N wartość odpowiadającą wyrażeniu $(\operatorname{tg} \delta_N)' = \operatorname{tg} \delta_N + 10 \omega C_4 (C_{x_a} - C_0)$, gdzie $\operatorname{tg} \delta_N$ i C_0 są parametrami zastosowanego wzorca;
- (2) - równoważenie mostka należy przeprowadzić regulując dekadą R_4 (stan równowagi: $R_4 = 10 \cdot C_0$) oraz trymerem C_1 (przyłączonym wg opisu podanego w p. 3).

Po wykonaniu czynności (1) i (2) spełniona jest zależność:

$$\operatorname{tg} \delta_x = (\operatorname{tg} \delta_N)' = \operatorname{tg} \delta_N + 10 \omega C_4 (C_{x_a} - C_0), \quad (29)$$

z której wynika, że dla obiektu badanego o pojemności $C_0 \approx C_{x_a}$ obowiązywać będzie zależność identyczna do równania (27), tzn:

$$\operatorname{tg} \delta_x \approx \operatorname{tg} \delta_N \quad (29a)$$

Podany sposób adiustacji sprawdzono stosując jako wzorzec tangensa delta kondensator pomiarowy (powietrzny) firmy Tettex, typ 2903, w którym $\operatorname{tg} \delta_N = 10^{-5}$ oraz $C_0 = 60$ pF. Ten sam kondensator po wypełnieniu badaną wazeliną kondensatorową zwiększał swoją pojemność do wartości $C_{x_a} = 129 \pm 3$ [pF].

Opisany system ekranowania i adiustacji umożliwił przystosowanie układu mostkowego de Sauty'ego-Wiena do pomiarów niskostratnej wazeliny kondensatorowej przy częstotliwości 1000 Hz, w warunkach wymaganych przez odpowiednie normy dotyczące badań materiałów elektroizolacyjnych, ciekłych. W porównaniu z innymi układami mostkowymi przeznaczonymi do tego samego celu (różne warianty mostków Scheringa lub tzw. mostki czteropojemnościowe [2]) - głównymi zaletami opracowanego rozwiązania są znacznie mniejsze koszty wykonania przy zachowaniu porównywalnej dokładności pomiarów. Przede wszystkim nie jest wymagane stosowanie kosztownego, zmiennego wzorca pojemności, którego rolę w mostku de Sauty'ego-Wiena spełnia zmienny wzorzec rezystancji R_N . Ponadto w odniesieniu do stałego wzorca pojemności C_N - nie jest konieczne wymaganie skrajnie małych strat ($\operatorname{tg} \delta_r$), gdyż są one kompensowane w procesie adiustacji.

Spełnienie warunków bezpośredniego odczytu mierzonej pojemności C_x jest w omawianym rozwiązaniu mostka łatwiejsze niż spełnienie odpowiednich warunków bezpośredniego odczytu $\operatorname{tg} \delta_x$. W przypadku pomiaru C_x wystarczy spełnienie mniej ostrych wymagań przy doborze stałych czasowych T_2 i T_4 .

(por. relacje (13) oraz równ. (15) i (22)), natomiast w przypadku pomiaru małych wartości $\tan \delta_x$ - należy liczyć się z koniecznością uwzględniania poprawki $\Delta \epsilon = 10 \omega C_4 \Delta C_x$ (por. równ. (26) i (26a)), jeśli jej wartość nie może być pominięta w porównaniu z wartością mierzoną $\tan \delta_x$. Konieczność uwzględniania poprawek przy dokładniejszych pomiarach małych wartości $\tan \delta$ występuje również w mostkach dostępnych w handlu (typu Scheringa lub innych). Należy zwrócić uwagę, że w przykładowo wykonanym mostku de Sauty'ego-Wiena przeznaczonym do badań wazeliny kondensatorowej, zmiany ΔC_x są małe (± 3 pF) i dlatego można było dopuścić stosunkowo dużą pojemność ekranów $C_4 \approx 620$ pF zachowując przy tym wystarczająco małe wartości poprawek $\Delta \epsilon$. Dalsze zmniejszenie $\Delta \epsilon$ można uzyskać zmniejszając pojemność ekranów C_4 (np. realne jest osiągnięcie $C_4 \approx 60$ pF), a jeśli pomiary będą wykonywane przy częstotliwości 50 Hz (zamiast poprzednio zakładanej 1000 Hz), wówczas $\Delta \epsilon$ zmniejsza się 200 razy.

LITERATURA

- [1] Marcyniuk A., Pasecki E., Pluciński M., Szadkowski B.: Podstawy metrologii elektrycznej. WNT, Warszawa 1984 r.
- [2] Siciński Z.: Badanie materiałów elektroizolacyjnych. WNT, Warszawa 1968 r.
- [3] Uniwersalny mostek RLC, Katalog firmy Rhode-Schwarz, 1975 r.
- [4] Półautomatyczny mostek RLC, typ E-914, ZZEAP "Meratronik", Szczecin 1976 r.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierk

Wpłynęło do redakcji dnia 8 kwietnia 1990 r.

Резюме

В статье представлены система экранирования и метод юстировки моста предназначенного для исследования диэлектрических свойств конденсаторного вазелина. Решение опирается на известной структуре моста Де'Сауты-Вина, который до сих пор не применялся в измерениях диэлектриков с низкими потерями и с коэффициентом $\tan \delta$ меньше 0.01. В работе проведен подробный анализ погрешностей вводимых предложенной системой экранировки. Сформулированы условия для минимизации этих погрешностей. Представлена и доказана процедура юстировки моста, которая дает возможность правильного отсчета измеряемых параметров непосредственно на шкалах установочных элементов моста. Определены уравнения расчета поправок, которые надо учитывать при точных измерениях коэффициента диэлектрических потерь, а особенно при малых значениях (< 0.01). Указаны условия, когда поправки имеют значения очень малые и можно их не учитывать при непосредственном отсчете измеряемых величин.

SCREENING AND ADJUSTMENT OF de SAUTY-WIEN BRIDGE

Summary

In the paper the system of screening and adjustment of the bridge designed for testing condenser vaseline dielectric properties has been described. The system has been based on the well-known structure of de Sauty-Wien bridge which has not been applied before for the measurements of low-loss dielectrics with tangent delta less than 10^{-2} . A detailed analysis of errors in the suggested system of screens has been carried out and conditions of minimization of such errors has been formulated. Adjustment procedure of the bridge has been presented and justified. Such procedure ensures the possibility of correct readings of the measured parameters direct from the scale of bridge regulating elements. Equations for corrections calculations have been defined which have to be taken into account while in more precise measurements of dielectric loss coefficient mainly of low value ($< 10^{-2}$). Conditions have been pointed out in which corrections have negligibly small values and may be omitted in direct reading of the measured values.

Andrzej LEBIEDZKI
Józef PARCHAŃSKI

REJESTRACJA MOMENTU SKRĘCAJĄCEGO, PRĘDKOŚCI OBROTOWEJ I MOCY KOMBAJNU ŚCIANOWEGO

Streszczenie. Artykuł dotyczy metrologicznej analizy metod pomiarów i rejestracji chwilowych wartości momentu skręcającego prędkości obrotowej i mocy mechanicznej, przenoszonych (podczas badań laboratoryjnych) przez główny wał górniczego kombajnu ścianowego. Program badań przewiduje symulację stanów zbliżonych do obciążeń występujących w rzeczywistych warunkach górniczych tj. nagłych obciążeń urządzenia skrawającego, występujących podczas urabiania węgla kombajnem.

Do pomiarów momentu skręcającego zastosowano metodę tensometryczną. Z uwagi na małą prędkość obrotową wału kombajnu zastosowano łącze ślizgowe (pierścień-szczotka) do zasilania wirującego mostka tensometrycznego i wzmacniacza pomiarowego oraz do przekazywania wzmocnionego napięcia pomiarowego z mostka do przyrządu momentomierza.

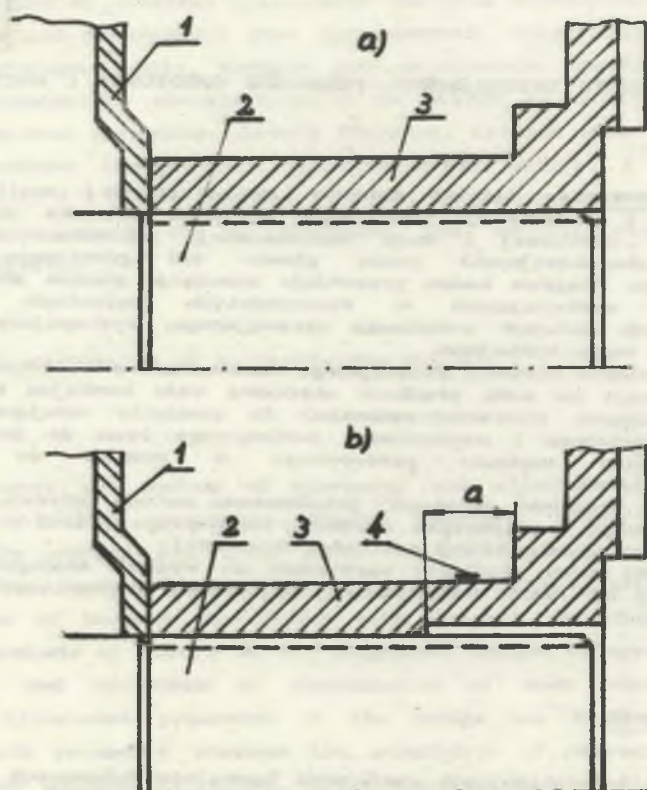
Pomiar prędkości obrotowej zrealizowano metodą cyfrową, za pomocą miniaturowego przetwornika obrotowo-impulsowego MPL-10/s i cyfrowej lub analogowej rejestracji prędkości obrotowej.

Wartość mocy chwilowej otrzymano na wyjściu analogowego układu mnożącego lub układu komputerowej rejestracji i przetwarzania danych pomiarowych.

1. Wprowadzenie

W badaniach laboratoryjnych górniczych kombajnów ścianowych pracujących w zmiennych warunkach obciążenia, istotna jest rejestracja chwilowych wartości momentu skręcającego, prędkości obrotowej oraz chwilowej wartości mocy na głównym wale kombajnu. Program badań kombajnów przewiduje symulację pracy w warunkach zbliżonych do tych, jakie istnieją podczas urabiania węgla. Badania uwzględniają gwałtowne zmiany obciążenia kombajnu spowodowane nagłym zatrzymaniem urządzenia skrawającego, przez np. przypadkowe zaczepienie o stalową konstrukcję obudowy chodnika, zaczepienie o warstwę kamienia zalegającego w urabianej ścianie. Gwałtowne zmiany obciążenia urządzenia skrawającego są przyczyną uszkodzeń napędu kombajnu.

Potrzeba tego typu badań zaistniała na już eksploatowanym stanowisku laboratoryjnym, w którym wcześniej takich pomiarów nie przewidywano. Ze względu na wymagane szerokie pasmo częstotliwości rejestrowanego momentu, po analizie właściwości metrologicznych różnych typów przetworników [1,2,4], zastosowano układ przetwornika tensometrycznego.



Rys.1. Fragment układu mechanicznego połączenia głównego wału kombajnu z połową sprzęgła; a) przed podtoczeniem, b) po podtoczeniu na odcinku a
1 - obudowa przekładni, 2 - wał główny, 3 - tuleja sprzęgła, 4 - tensometry

Fig.2. A fragment of mechanical system of a combined cutter loader main shaft connection with the half coupling; a) before neck, b) after neck on segment a

1 - gear casing, 2 - main shaft, 3 - sleeve coupling, 4 - strain gauges

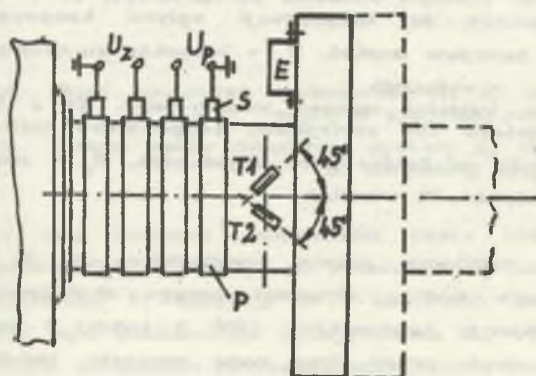
Z uwagi na zwartą konstrukcję głowicy kombajnu (dostępny krótki wał 2 (rys.1a) stanowiący wieloklin do połączenia ze sprzęgłem), nie było miejsca nie tylko na zainstalowanie momentomierza o dużym zakresie pomiarowym (100 kNm), ale nie było miejsca nawet na naklejenie tensometrów. Dokładna analiza układu mechanicznego tego stanowiska wykazała, że jedynym miejscem, w którym istnieje możliwość pomiaru momentu skręcającego jest tuleja 3 na nie demontowanej (przy instalowaniu badanego kombajnu) połowie sprzęgła mechanicznego, łączącego kombajn badany i kombajn obciążający. Tuleję pomiarową uzyskano przez usunięcie części ząbienia wieloklinu na odcinku $a = 60 \text{ mm}$ (rys.1b). Celem zwiększenia czułości momentomierza, po obliczeniu wytrzymałości na skręcanie tulei 3 przy maksymalnej projektowanej wartości momentu skręcającego (100 kNm), tak podtoczono wewnętrzną średnicę tulei 3, aby względne wydłużenie tensometrów 4 naklejonych na pomiarowym odcinku a wynosiło ok. $1 \text{ } \mu\text{m/m}$.

Dalszym utrudnieniem są duże drgania całego układu mechanicznego podczas badań kombajnu, a zwłaszcza duży uderzeniowy moment przy załączeniu kombajnu do sieci energetycznej. Badania są przeprowadzane przy rewersyjnej wartości zarówno momentu skręcającego, jak i prędkości obrotowej.

2. Metoda pomiarowa

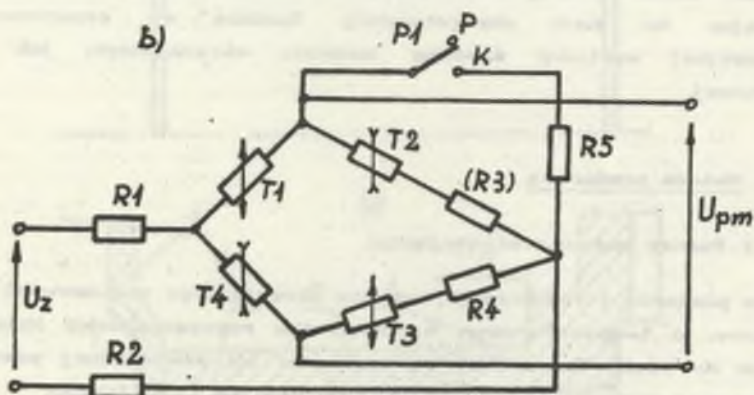
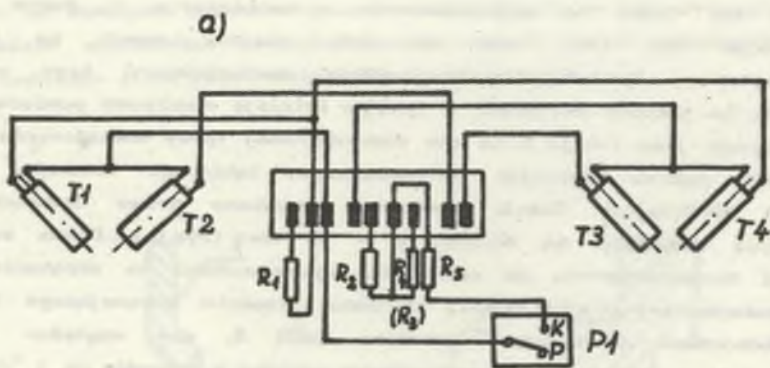
2.1. Pomiar momentu skręcającego

Do pomiarów i rejestracji momentu skręcającego zastosowano 4 tensometry drutowe, o temperaturowym współczynniku rozszerzalności liniowej dostosowanym do stali. Tensometry są naklejone na zewnętrznej powierzchni tulei pomiarowej sprzęgła pod kątem 45° względem osi tulei (rys.2).



Rys.2. Rozmieszczenie tensometrów i łączy ślizgowych na powierzchni tulei połowy sprzęgła. E - część wirująca układu elektronicznego, P - pierścień ślizgowy, S - szczotka węglowa, T1, T2 - tensometry.

Fig.2. Placement of strain gauges and contact slippers on the surface of half coupling sleeve. E - vibrating part of an electronic system, P - slip ring, S - coal brush, T1, T2 - strain gauges

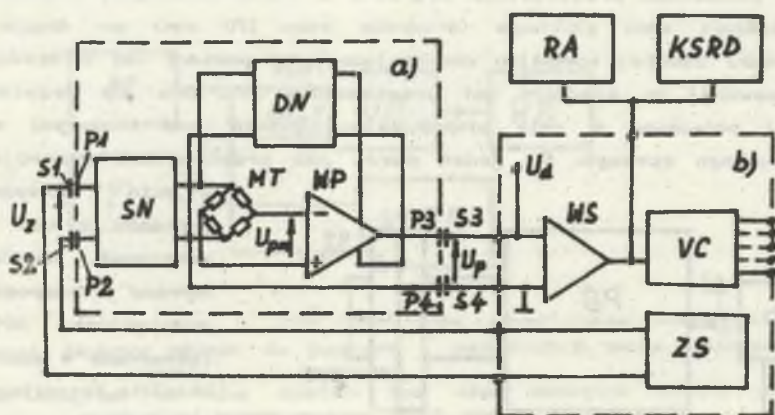


Rys.3. Mostek tensometryczny do pomiaru momentu skręcającego. T1 + T4 - tensometry, R₁, R₂ - rezystory do kompensacji wpływu temperatury otoczenia, R₃, R₄ - rezystory zerujące mostek, R₅ - rezystor kontrolny, P1 - wyłącznik

Fig.3. Strain gauge bridge for twisting moment measurement. T1 + T4 - strain gauges, R₁, R₂ - resistors for environment temperature influence compensation, R₃, R₄ - resistors of bridge zero adjustment, R₅ - control resistor, P1 - switch

Do pomiarów dynamicznych o założonym paśmie przenoszenia do 10 kHz, najkorzystniejsze jest zasilanie mostka tensometrycznego stabilizowanym napięciem stałym. Duża rezystancja tensometrów (600 Ω każdy) i bardzo dobre warunki odprowadzania ciepła przez dużą masę sprzęgła, umożliwiły zasilanie mostka tensometrycznego napięciem o wartości 30 V.

Ze względu na małe obroty (do 40 obr./min) i duże drgania głównego wału kombajnu oraz uniknięcie stosowania akumulatorów do zasilania wirującego układu elektronicznego, zastosowano 4 niskoomowe łącza ślizgowe (pierścień-szczotka) - rys.3. Celem zminimalizowania wpływu zakłóceń na sygnał pomiarowy U_{pm} ekranowanego mostka tensometrycznego (rys.3b), na części wirującej w pobliżu mostka, umieszczono stabilny wzmacniacz pomiarowy WP (rys.4) o wzmacnieniu napięciowym równym 500. W ten sposób uzyskano zmianę napięcia pomiarowego U_p podawanego na łącza ślizgowe o wartościach od 3 V do 27 V w zależności od wartości i kierunku działania momentu skrecającego. Zerowej wartości momentu skrecającego odpowiada +15 V, t.j. połowa napięcia U_x zasilającego mostek tensometryczny MT. Sygnał pomiarowy U_p z łącza ślizgowego P_3, S_3, P_4, S_4 jest podany na wejście odwracające wzmacniacza sumującego WS umieszczonego w przyrządzie pomiarowym. Na to samo wejście podane jest ujemne napięcie odniesienia U_d o wartości (-15) V. W ten sposób na wyjściu wzmacniacza sumującego otrzymano 0 V, przy zerowym momencie skrecającym. Do zerowania całego toru pomiarowego zastosowano we wzmacniaczu sumującym WS w obwodzie napięcia odniesienia oddzielny potencjometr.



Rys.4. Układ pomiarowy momentomierza; a) część wirująca układu pomiarowego, b) przyrząd pomiarowy

Fig.4. Torque meter measuring system; a) vibrating part of torque meter, b) measuring device

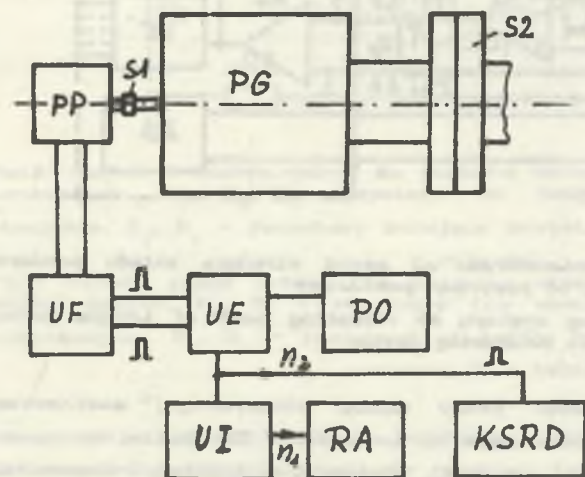
W celu kontroli poprawności pracy układu pomiarowego, zastosowano rezystor R_5 (rys.3) włączany równolegle do tensometru T_2 mostka, za pomocą przełącznika P_1 (pozycja K - kontrola). Ewentualną korekcję wzmacnienia całego toru pomiarowego przeprowadza się tylko za pomocą potencjometru w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza sumującego WS.

Na wyjściu wzmacniacza WS włączony jest woltomierz cyfrowy V-62k (rys.4b) o wykorzystywanym zakresie pomiarowym $\pm 1,000$ V, co odpowiada $\pm 100,0$ kNm. Istnieje możliwość wykorzystania cyfrowego wyjścia CW w kodzie BCD przetwornika a/c tego woltomierza, wyprowadzonego na tylną płytę przyrządu. Jednak do rejestracji szybkozmiennych przebiegów momentu skrecającego (w paśmie do 10 kHz) należy korzystać z analogowego wyjścia AW momentomierza (± 1 V, 1 mA). Na to wyjście można włączyć bezpośrednio rejestrator analogowy RA lub poprzez szybki przetwornik a/c włączyć komputerowy system rejestracji i opracowania wyników pomiarów (KSRD).

2.2. Pomiar prędkości obrotowej

Po przeanalizowaniu metrologicznych właściwości przetworników [1, 3, 5]: indukcyjnego, indukcyjnościowego, pojemnościowego i fotoelektrycznego, do pomiarów prędkości obrotowej w zakresie do 40 obr./min, zastosowano miniaturowy, obrotowo-impulsowy przetwornik fotoelektryczny typu MPL-10/s, produkcji PZO w Warszawie.

Do połączenia przetwornika MPL-10/s z wałem kombajnu, zostało wykonane przedłużenie wału głównego (średnica wału 170 mm) po drugiej stronie przekładni zębatej kombajnu obciążającego, w postaci osi o średnicy 5 mm, dostosowanej do średnicy osi przetwornika MPL-10/s. Oś przetwornika PP (rys.5) połączono z osią przedłużającą główny wał kombajnu za pomocą elastycznego sprzęgła S.



Rys.5. Schemat blokowy obrotomierza

Fig.5. Block diagram of a torque meter

wyjściu dokładnie 1000 impulsów z obu torów pomiarowych. Impulsy otrzymywane bezpośrednio z przetwornika MPL-10/s są formowane w elektronicznym układzie formującym UF.

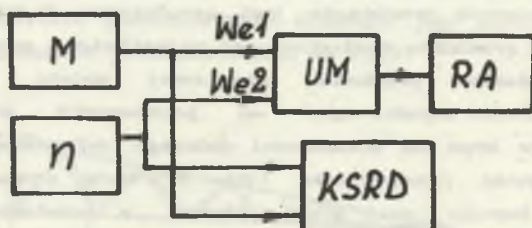
W rozbudowanym układzie elektronicznym UE wykorzystuje się zbrocza narastające i opadające oraz kolejność występowania impulsów w obu torach, do określania kierunku wirowania i podwojenia liczby zliczanych impulsów (2000 na jeden obrót). Układ ten eliminuje również błędne zliczanie impulsów spowodowane

wane dużymi drganiami wału głównego. Wartości i kierunek prędkości obrotowej osi przetwornika (wału kombajnu) są wyświetlone z częstotliwością 2 Hz na cyfrowym panelu odczytowym PO typu GPO-3515-1.

Do rejestracji chwilowych zmian wartości prędkości obrotowej, przewidziano możliwość pomiaru czasu trwania pojedynczego impulsu. Czas ten jest odwrotnie proporcjonalny do prędkości obrotowej. Częstotliwość powtarzania tych pomiarów wynika z programu zastosowanego komputerowego systemu rejestracji danych KSRD (rys.5).

2.3. Pomiar mocy mechanicznej

Przedstawione układy pomiarów chwilowych wartości momentu skręcającego i prędkości obrotowej, umożliwiają pomiary chwilowej wartości mocy mechanicznej głównego wału kombajnu, będącej iloczynem tych wartości. Do analogowej rejestracji mocy, na jedno wejście elektronicznego układu mnożącego UM (rys.6) podawany jest sygnał proporcjonalny do chwilowej wartości momentu skręcającego M.



Rys.6. Schemat blokowy układu do pomiaru i rejestracji mocy mechanicznej kombajnu

Fig.6. Block diagram of the system for the combined cutter loader mechanical power measurement and recording

Na drugie wejście UM podawany jest sygnał analogowy proporcjonalny do chwilowej wartości prędkości obrotowej wału n, uzyskiwany z przetwornika impulsowo-analogowego złożonego z uniwibratora i układu usредniającego UI (rys.5).

W komputerowym systemie zbierania danych, chwilowe wartości momentu skręcającego M (rys.6) i chwilowe wartości prędkości obrotowej n są mnożone programowo (KSRD). Mogą być rejestrowane cyfrowo lub poprzez przetwornik c/a podawane na rejestrator analogowy.

3. Analiza dokładności pomiarów

Dokładność pomiarów momentu skręcającego zależy od stabilności napięcia zasilającego mostek tensometryczny, od stałości wzmacnienia wzmacniaczy pomiarowego i sumującego oraz od dokładności przetwornika a/c i dalszego cyfrowego toru przetwarzania. Długoczasowa niestabilność napięcia wyjściowego zasilacza stabilizowanego nie przekracza $\pm 0,2\%$. Sumaryczna niestabilność długoczasowa współczynnika wzmacnienia obu wzmacniaczy nie przekracza $\pm 0,5\%$. Niedokładność pomiarów zastosowanego woltomierza cyfrowego V-628 nie przekracza $\pm 0,1\%$ wartości mierzonej. Wypadkowa niedokładność pomiarów momentu skręcającego odczytywana na woltomierzu cyfrowym nie przekracza $\pm 1\%$ wartości nominalnej.

W torze rejestracji chwilowych wartości momentu skręcającego największą dokładność można uzyskać przy wykorzystaniu rejestratora cyfrowego. Wypadkowa niedokładność rejestracji przy zastosowaniu 8 bitowego cyfrowego przetwornika kompensacyjnego nie przekracza $\pm 1\%$ wartości nominalnej. Przy zastosowaniu analogowego rejestratora na wyjściu momentomierza, wypadkowa niedokładność zależy przede wszystkim od niedokładności zastosowanego rejestratora i nie powinna przekraczać $\pm 3\%$. Częstotliwość poprawnie rejestrowanych przebiegów jest ograniczona do kilkunastu herców przez częstotliwość graniczną zastosowanego rejestratora analogowego.

Dokładność pomiarów prędkości obrotowej zależy od dokładności przetwornika obrotowo-impulsowego, od poprawności działania układu formowania impulsów oraz od dokładności dalszego cyfrowego toru zliczania impulsów. Niedokładność przetwornika typu MPL-10/s wynosi ± 1 impuls. Układ formujący impulsy nie wnosi błędów, a niedokładność dalszego cyfrowego toru pomiaru prędkości obrotowej nie przekracza $\pm 0,1$ obr/min. Wypadkowa niedokładność prędkości obrotowej nie przekracza $\pm 0,5\%$ prędkości nominalnej 40 obr/min.

Niedokładność przetwornika impulsowo-analogowego UI (rys.5), zastosowanego w analogowym torze rejestracji prędkości obrotowej, nie przekracza $\pm 1\%$. Wypadkowa niedokładność rejestracji prędkości obrotowej, zależy przede wszystkim od niedokładności zastosowanego rejestratora analogowego i nie powinna przekraczać $\pm 3\%$.

Analiza niedokładności komputerowego systemu zapisu chwilowych wartości prędkości obrotowej, przetwarzania danych i rejestracji wyników, przekracza ramy tego artykułu.

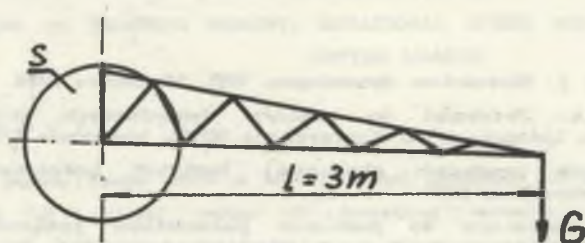
Niedokładność pomiarów mocy mechanicznej jest określona niedokładnością pomiarów momentu skręcającego i prędkości obrotowej oraz niedokładnością zastosowanego układu mnożącego. Przy zastosowaniu elektronicznego układu mnożącego o niedokładności $\pm 1\%$, wypadkowa niedokładność analogowej rejestracji mocy chwilowej nie powinna przekraczać $\pm 3\%$.

Większą dokładność rejestracji mocy chwilowej można uzyskać w komputerowym systemie przetwarzania wyników pomiarów momentu skręcającego i prędkości obrotowej.

4. Badania laboratoryjne i wzorcowanie przyrządu

Badania laboratoryjne wykonanego momentomierza i obrotomierza zostały przeprowadzone na stanowisku badawczym w hali maszyn CMG KOMAG w Gliwicach. Przyrząd działa poprawnie w warunkach zakłóceń elektromechanicznych, spowodowanych załączaniem innych dużych odbiorników energii elektrycznej, znajdujących się w bezpośrednim sąsiedztwie stanowiska badawczego. Badania przeprowadzono przy 12 metrowej długości nieekranowanych kabli, łączących stanowisko pomiarowe z kombajnem badanym. Przebadano również wpływ zmian temperatury otoczenia oraz wpływ wahań napięcia sieci na dokładność pomiarów momentomierza i obrotomierza. Błędy dodatkowe spowodowane zmianą temperatury w zakresie od 10°C do 30°C oraz wahaniami napięcia sieci w zakresie od 200 V do 240 V nie przekraczają $\pm 0,5\%$ zakresu pomiarowego momentomierza i nie mają żadnego wpływu na wskazania obrotomierza.

Po zainstalowaniu momentomierza dokonano jego statycznego wzorcowania w układzie mechanicznym przedstawionym na rys.7.



Rys.7. Układ mechaniczny do wzorcowania momentomierza
Fig.7. Mechanical system for torque meter calibration

Miała sztywność specjalnie wykonanej do tego celu kratownicy o długości ramienia $l = 3\text{ m}$, umożliwiła wzorcowanie momentomierza tylko do wartości ok. 0,3 momentu nominalnego. W przebadanym zakresie zmian momentu skręcającego stwierdzono, że błąd liniowości wykonanego momentomierza nie przekracza $\pm 0,2\%$, a niedokładność pomiaru momentu nie przekracza $\pm 1\%$ wartości momentu nominalnego.

Poprawność pracy obrotomierza badano za pomocą kwarcowego generatora impulsów wzorcowych. Zastosowanie w elektronicznym układzie obrotomierza

generatora kwarcowego do odmierzenia czasu (nieokładność nie przekracza $\pm 10^{-3} \%$), w którym zliczane są impulsy z przetwornika MPL-10/s, umożliwia pomiar prędkości obrotowej z nieokładnością \pm jeden zliczany impuls.

5. Wnioski

Przedstawione i przeanalizowane układy pomiarowe momentu skręcającego, prędkości obrotowej i mocy mechanicznej na głównym wale kombajnu, umożliwiają rejestrację chwilowych wartości istotnych parametrów mechanicznych podczas laboratoryjnych badań górniczych kombajnów ścianowych. Do rejestracji przebiegów szybkozmiennych w zakresie do 10 kHz, należy stosować elektroniczny oscyloskop z pamięcią lub komputerowy system rejestracji danych. Istnieje też możliwość rejestracji pojedynczych impulsów momentu skręcającego, do pomiaru przebiegu momentu podczas uruchomienia napędu kombajnu lub w chwili jego gwałtownego przeciążenia.

Opracowano również dwustanowiskowy układ pomiarów wybranych parametrów mechanicznych do równoczesnego badania obu głowic górniczego kombajnu ścianowego.

LITERATURA

- [1] Hagel R., Zakrzewski J.: Miernictwo dynamiczne. WNT, Warszawa 1984.
- [2] Piech A., Pająk A.: Przyrząd do pomiaru dynamicznych momentów obrotowych. Instytut Lotnictwa, VII Konferencja MDWM, Warszawa 1989.
- [3] Romaniuk A.: Miernik prędkości obrotowej. Instytut Lotnictwa, VII Konferencja MDWM, Warszawa 1989.
- [4] Sidor T.: Zestaw aparatury do pomiarów parametrów przemysłowych pracujących na modulacji częstotliwości. Praca Naukowa Pol. Wrocławskiej nr 26, Wrocław 1984.
- [5] Szuman P.: Cyfrowe mierniki prędkości obrotowej, przyspieszenia kąowego oraz przemieszczenia. Instytut Lotnictwa, VII Konferencja MDWM, Warszawa 1989.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Zygmunt Kuśmierek

Wpłynęło do redakcji dnia 3 kwietnia 1990 r.

РЕГИСТРАЦИЯ КРУТЯЩЕГО МОМЕНТА, СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ И МОЩНОСТИ УГОЛЬНОГО КОМБАЙНА

Р е з ю м е

В статье представлен метрологический анализ методов измерения и регистрации временных значений крутящего момента, скорости вращения и механической мощности переносимых (во время лабораторных исследований) основным валом угольного комбайна. Программа исследований предусматривает имитацию состояний близких к нагрузкам выступающим в действительных горных условиях. Примером таких нагрузок являются игновенные нагрузки выступающие бо брена добычи угля комбайном. Для измерения момента использован тензометрический метод. Из-за малой скорости вращения вала применена скользящая связь (кольцо-щетка) для питания вращательного тензометрического моста, измерительного усилителя а также для передачи усиленного напряжения из моста к моментомеру. Измерение скорости вращения выполнено цифровым методом с использованием вращательно-импульсного датчика типа MPL-10/S и цифровой или аналоговой регистрации. Значение временной мощности получено на выходе аналоговой умножительной системы или вычислительной системы регистрации и обработки измерительных данных.

RECORDING OF TWISTING MOMENT, ROTATIONAL SPEED AND POWER OF A COMBINED CUTTER LOADER

S u m m a r y

The paper deals with a metrological analysis of measuring and recording methods of actual value of twisting moment, rotational speed and mechanical power transmitted during laboratory tests by a combined cutter loader main shaft. The program included simulation of approach states to loadings existing in real mining conditions e.g. sudden loadings of machining unit in coal mining by means of a combined cutter loader.

To measure twisting moment a strain gauge method has been used. Due to the small rotational speed of the combined cutter loader shaft a ring-brush has been applied to supply a spinning strain gauge bridge and a measuring amplifier and to transmit amplified measuring voltage from bridge to the torque meter unit.

Rotational speed has been measured by digital method using miniature rotation-impuls converter MPL-10/S and digital or analogue rotational speed recording.

Actual power value has been calculated on output analogue multiplying system or a computer recording and data processing system.

Jerzy JAKUBIEC

METODA BADANIA STABILNOŚCI REKURENCYJNYCH ALGORYTMÓW PRZETWARZANIA DANYCH

Streszczenie. Stwierdzenie stabilności algorytmu przetwarzania danych stanowi podstawowy krok rozstrzygający o jego praktycznej przydatności. W artykule opisano metodę analizy stabilności algorytmów rekurencyjnych, której istota polega na przekształceniu algorytmu w szereg czasowy a następnie na badaniu zbieżności tego szeregu. Metodę tę przedstawiono opisując jej zastosowanie do analizy stabilności rekurencyjnego algorytmu odtwarzania przebiegów wejściowych przetworników pomiarowych o własnościach dynamicznych modelowanych zwyczajnym, liniowym równaniem różniczkowym. Algorytm oparty jest na dyskretnym rozwiązywaniu równania stanu ze względu na wielkość wejściową i daje się rozwijać w szereg czasowy, którego współczynniki tworzą postęp geometryczny. Opisano procedurę rozwijania algorytmu odtwarzania w szereg czasowy oraz podano przykładowe wyniki analizy stabilności tego algorytmu dla przetwornika drugiego rzędu.

1. Wstęp

Rekurencyjne algorytmy programowego przetwarzania danych odznaczają się tym, że wynik końcowy powstaje na podstawie zarówno danych wejściowych jak i wyników obliczeń z kroków poprzednich. Własność taka oznacza, że wyniki wyjściowe algorytmu rekurencyjnego stanowią wypadkową wszystkich danych przetworzonych przez algorytm od momentu rozpoczęcia obliczeń. Algorytmy tego rodzaju można zatem uważać za układy o nieskończeniu wielkiej pamięci [1]. Są one szczególnie przydatne do szybkiego przetwarzania danych pomiarowych w przyrządach mikroprocesorowych pracujących na bieżąco, w trybie ciągłym. Wynika to właśnie stąd, że algorytmy rekurencyjne umożliwiają wykorzystywanie na każdym kroku obliczeń dużej liczby wyników pomiarowych przy stosunkowo niewielkiej złożoności numerycznej cechującej tego rodzaju algorytmy.

Podstawowym warunkiem praktycznej przydatności konkretnego algorytmu jest jego stabilność. Badanie stabilności algorytmów rekurencyjnych jest jednak na ogół zagadnieniem, złożonym, szczególnie w przypadku, gdy współczynniki algorytmu wyznaczone są bezpośrednio na drodze empirycznej. Celem

artykułu jest scharakteryzowanie metody, która pozwala na uzyskanie prostego kryterium oceny stabilności. Idea tej metody polega na przedstawieniu algorytmu rekurencyjnego w postaci szeregu czasowego i następnie na analizie zbieżności tego szeregu. W przypadku, gdy algorytm daje się przedstawić w postaci postępu geometrycznego analiza stabilności sprowadza się do badania wartości ilorazu postępu.

Operowanie uogólnionym zapisem algorytmu rekurencyjnego jest dość trudne ze względu na praktycznie nieograniczone możliwości stosowania "sprzężeń zwrotnych" między ciągiem danych wyjściowych a ciągiem danych wejściowych algorytmu. Z tego powodu opisywana metoda badania stabilności prezentowana jest dla przykładowej postaci algorytmu rekurencyjnego. Jest nim algorytm odtwarzania dynamicznych wejściowych przetworników pomiarowych oparty na dyskretnym rozwiązywaniu równania stanu [2]. Zdaniem autora jest on reprezentatywny dla szerokiej klasy algorytmów rekurencyjnych stosowanych do przetwarzania danych, zatem przedstawione rozważania mogą być przeniesione również na inne sytuacje pomiarowe.

2. Rekurencyjny algorytm odtwarzania przebiegów dynamicznych

Rozpatrywany algorytm odtwarzania przebiegów wejściowych przetworników pomiarowych uzyskuje się wychodząc z założenia, że własności dynamiczne przetwornika opisuje zwyczajne, liniowe równanie różniczkowe rzędu n :

$$y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + a_1 \dot{y} + a_0 y = b_0 x + b_1 \dot{x} + \dots + b_m x^{(m)}, \quad (1)$$

gdzie: x - jest zmienną w czasie wielkością wejściową przetwornika,
 y - wielkością wyjściową,

$a_0, \dots, a_{n-1}, b_0, \dots, b_m$ - stałymi współczynnikami równania,
 przy czym zachodzi $m \leq n$.

Jak uzasadniono to w pracy [2] odtwarzanie przebiegu wejściowego można traktować jako procedurę rozwiązywania - ze względu na wielkość wejściową - równania opisującego proces przetwarzania. Zapisując równanie (1) w postaci równań stanu po ich dyskretyzacji uzyskuje się układ n równań, które po rozwiązaniu ze względu na wielkość wejściową przyjmują postać

$$\hat{x}(k) = \frac{1}{\Delta} [y(k+1) - \mathcal{J}_{11} y(k) - \mathcal{J}_{12} \hat{y}_2(k) - \dots - \mathcal{J}_{1n} \hat{y}_n(k)], \quad (2)$$

$$\hat{y}_2(k+1) = \mathcal{J}_{21} y(k) + \mathcal{J}_{22} \hat{y}_2(k) + \dots + \mathcal{J}_{2n} \hat{y}_n(k) + \psi_2 \hat{x}(k), \quad (3)$$

$$\hat{y}_n(k+1) = \mathcal{J}_{n1} y(k) + \mathcal{J}_{n2} \hat{y}_2(k) + \dots + \mathcal{J}_{nn} \hat{y}_n(k) + \psi_n \hat{x}(k),$$

gdzie: $\hat{x}(k)$ jest oceną wielkości wejściowej w chwili $t_k = kT$,
 T jest okresem dyskretyzacji i $T = \text{const.}$,
 k jest numerem chwili dyskretyzacji, $k=0, 1, \dots$,
 $\hat{y}_2(k), \dots, \hat{y}_n(k)$ są ocenami zmiennych stanu
 $y(k)$ - wynikiem pomiaru wielkości wyjściowej przetwornika
w chwili k .

Wartości współczynników $\psi_1, \dots, \psi_n, \mathcal{J}_{11}, \dots, \mathcal{J}_{nn}$ zależą od wartości współczynników równania (1) oraz okresu dyskretyzacji T . Wyprowadzenie algorytmu oraz analizę jego własności zawiera praca [2].

Przedstawiony powyżej algorytm odtwarzania działa dwuetapowo. W pierwszym etapie wyznaczana jest ocena wielkości wejściowej $\hat{x}(k)$ zgodnie z zależnością (2) na podstawie wyników pomiarowych $y(k+1)$ i $y(k)$ oraz zmiennych stanu $\hat{y}_2(k), \dots, \hat{y}_n(k)$ przechowanych z poprzednich kroków obliczeń. W drugim etapie zgodnie z układem równań (3) wyznaczane są oceny zmiennych stanu celem przechowania ich do następnego kroku obliczeń. Rozpoczęcie obliczeń wymaga znajomości wartości początkowych $\hat{y}_2(0), \dots, \hat{y}_n(0)$.

Przykład 1

Dla przetwornika o dynamice drugiego rzędu algorytm odtwarzania opisuje następujący układ równań rekurencyjnych uzyskany na podstawie wyrażeń (2) i (3) dla $n=2$:

$$\hat{x}(k) = \frac{1}{\psi_1} [y(k+1) - \mathcal{J}_{11} y(k) - \mathcal{J}_{12} \hat{y}_2(k)], \quad (4)$$

$$\hat{y}_2(k+1) = \mathcal{J}_{21} y(k) + \mathcal{J}_{22} \hat{y}_2(k) + \psi_2 \hat{x}(k). \quad (5)$$

Sposoby uzyskiwania wartości współczynników algorytmu odtwarzania dla znanych wartości współczynników równania (1) oraz okresu dyskretyzacji T opisano w pracy [4].

3. Rozwijanie algorytmu rekurencyjnego w szereg czasowy

Ogólnie idea rozwijania algorytmu rekurencyjnego w szereg polega na stopniowym eliminowaniu wyrażeń nie zawierających wyników pomiarowych. Uzyskuje się tą drogą przekształcenie wyrażenia rekurencyjnego w postać nierekurencyjną łatwiejszą do analizy. Sposób postępowania przedstawiono poniżej używając do tego celu algorytmu odtwarzania 2 rzędu opisanego w przykładzie 1.

Na podstawie równania (5) ocenę zmiennej stanu y_2 w chwili k opisuje zależność

$$\hat{y}_2(k) = \mathcal{J}_{21} y(k-1) + \mathcal{J}_{22} \hat{y}_2(k-1) + \Psi_2 \hat{x}(k-1). \quad (6)$$

Wstawiając równanie (6) do równania (4) uzyskuje się:

$$\hat{x}(k) = \frac{1}{\Psi_1} \left\{ y(k+1) - \mathcal{J}_{11} y(k) - \mathcal{J}_{12} \left[\mathcal{J}_{21} y(k-1) + \mathcal{J}_{22} \hat{y}_2(k-1) + \Psi_2 \hat{x}(k-1) \right] \right\} \quad (7)$$

Z kolei z równania (4) wynika zależność

$$\hat{x}(k-1) = \frac{1}{\Psi_1} \left[y(k) - \mathcal{J}_{11} y(k-1) - \mathcal{J}_{12} \hat{y}_2(k-1) \right]. \quad (8)$$

Podstawiając teraz równanie (8) do równania (7) i postępując dalej dla kolejnych chwil $k-1$, $k-2$, ..., $k-m$, ... zgodnie z powyższym schematem otrzymuje się wyrażenie na ocenę wielkości wejściowej w postaci nieskończonego szeregu czasowego, który ogólnie można przedstawić jako

$$\hat{x}(k) = A_{k+1} y(k+1) + A_k y(k) + A_{k-1} y(k-1) + \dots + A_{k-m} y(k-m) + \dots \quad (9)$$

Wyrażenie (9) stanowi ciąg iloczynów wartości chwilowych wielkości wyjściowej $y(k+1)$, $y(k)$, ..., $y(k-m)$, ... oraz odpowiednich współczynników A_{k+1} , A_k , ..., A_{k-m} , Wartości tych współczynników określone są przez wyrażenia:

$$A_{k+1} = \frac{1}{(1 - \mathcal{J}_{11}^k) S},$$

$$A_k = \frac{H - \mathcal{J}_{11}^k}{(1 - \mathcal{J}_{11}^k) S},$$

$$A_{k-1} = \frac{H (H + \mathcal{J}_{22}^{k-1} - 1)}{(1 - \mathcal{J}_{11}^{k-1}) S},$$

⋮

$$A_{k-m} = \frac{H (H + \mathcal{J}_{22}^{k-m} - 1)}{(1 - \mathcal{J}_{11}^{k-m}) S} (H + \mathcal{J}_{22}^{k-m})^{m-1}, \dots,$$

(10)

gdzie symbolem S oznaczono czułość statyczną przetwornika, którą dla modelu przetwornika w postaci równania (1) opisuje zależność

$$S = \frac{b_0}{a_0}. \quad (11)$$

Ponadto oznaczono

$$H = \frac{\mathcal{J}_{21} \mathcal{J}_{12}}{1 - \mathcal{J}_{11}} \quad (12)$$

oraz wyeliminowano współczynniki ψ_1 i ψ_2 zgodnie z zależnościami

$$\psi_1 = (1 - \mathcal{J}_{11}^k) S, \quad (13)$$

$$\psi_2 = -\mathcal{J}_{21}^k S, \quad (14)$$

uzyskanymi z wyrażen (4) i (5) dla statycznych warunków pracy przetwornika [2].

4. Kryterium stabilności algorytmu

Można przyjąć, że algorytm jest stabilny jeżeli dla ograniczonych wartości danych wejściowych wyniki wyjściowe również przyjmują wartości ograniczone. Dla algorytmu dającego się rozwijać w szereg nieskończony oznacza to, że badanie stabilności tego algorytmu sprowadza się do analizy zbieżności szeregu. Biorąc pod uwagę, że wyniki pomiaru wielkości

wyjściowej przetwornika mogą przyjmować jedynie wartości ograniczone, orzeczenie o zbieżności ciągu współczynników rozwinięcia algorytmu w szereg czasowy jest równoznaczne ze stwierdzeniem stabilności algorytmu.

Algorytm 2 rzędu rozpatrywany w punkcie 3 jest rozwijalny w szereg czasowy, którego współczynniki począwszy od drugiego wyrazu tworzą postęp geometryczny. W pracy [3] przedstawiono sposób rozwijania algorytmu odtwarzania opisanego zależnościami (2) i (3) ogólnie do czwartego rzędu włącznie. W tym przypadku również uzyskuje się współczynniki rozwinięcia, które tworzą postęp geometryczny. Biorąc pod uwagę liniowość równań (2) i (3) można na tej podstawie sądzić ogólnie, że współczynniki rozwinięcia algorytmu odtwarzania opisanego tymi równaniami tworzą - począwszy od pewnego wyrazu - postęp geometryczny. Taką samą własność mają również tzw. filtry rekurencyjne opisane w pracy [1], które mogą być stosowane do programowej filtracji przypadkowych błędów danych.

Dla algorytmów, których współczynniki rozwinięcia tworzą postęp geometryczny począwszy od pewnego wyrazu m_0 , badanie stabilności sprowadza się do sprawdzenia warunku czy iloraz postępu

$$|q| < 1, \quad (15)$$

gdzie

$$q = \frac{\Lambda_{k-m-1}}{\Lambda_{k-m}}, \quad \text{dla } m \geq m_0 \quad (16)$$

Dla rozpatrywanego algorytmu odtwarzania 2 rzędu zachodzi

$$q = H + \mathcal{J}_{22}, \quad (17)$$

gdzie H jest określone przez wyrażenie (12).

Przykład 2

Jak to wynika z danych podanych w pracy [2] algorytm odtwarzania dla przetwornika 2 rzędu o współczynnikach równania modelowego (1) różnych od zera jest zawsze stabilny. Przykładowe wartości ilorazu q tego algorytmu dla wartości współczynników $a_0=1$, $b_0=1$ oraz $a_1=1, 2, 4$ (co odpowiada wartościom czułości $S=1$ i pulsacji naturalnej $\omega_0=1$ rad/s oraz współczynnikowi tłumienia odpowiednio $b = 0,5, 1, 2$) przedstawiono w tablicy 1.

Tablica 1

Przykładowe wartości ilorazu q algorytmu 2 rzędu dla $a_0=1$, $b_0=1$ w funkcji wartości współczynnika a_1 oraz względnego okresu dyskretyzacji $T^0 = \frac{1}{2\pi} T \omega_0$, T jest okresem dyskretyzacji

$a_1 \backslash T^0$	0,01	0,05	0,1	0,2	0,5	1
1	- 0,997	- 0,984	- 0,967	- 0,935	- 0,845	- 0,710
2	- 0,993	- 0,967	- 0,936	- 0,875	- 0,716	- 0,512
4	- 0,987	- 0,936	- 0,875	- 0,767	- 0,520	- 0,291

Przykład 3

Algorytm odtwarzania w postaci równań (4) i (5) można zastosować również do numerycznego różniczkowania danych przyjmując przykładowo $a_0=0$, $b_0=1$ oraz $a_1 \neq 0$. W takim przypadku wyrażenie na iloraz q postępu jaki tworzą współczynniki rozwinięcia tego algorytmu w szereg czasowy trzeba przedstawić w inny niż (17) sposób, ponieważ traci sens pojęcie czułości statycznej S ($a_0=0$). Zgodnie z zależnościami podanymi w rozdz.III pracy [3] iloraz postępu określa w takim przypadku wyrażenie

$$q = \mathcal{J}_{22} - \frac{\Psi_2}{\Psi_1} \mathcal{J}_{12} \tag{18}$$

Przykładowe wartości ilorazu q w funkcji okresu dyskretyzacji T przedstawiono za pracę [3] w tablicy 3. Z danych tych wynika, że algorytm różniczkowania jest niestabilny w pewnym zakresie zmian wartości parametrów.

Tablica 2

Przykładowe wartości ilorazu q algorytmu różniczkowania

$a_1 \backslash T^0$	0,01	0,05	0,1	0,2	0,5	1
0,2	- 1,06	- 0,996	- 0,993	- 0,986	- 0,967	- 0,935
0,1	- 1,041	- 0,991	- 0,996	- 0,993	- 0,983	- 0,967
0,05	-	- 1,05	- 0,991	- 0,996	- 0,991	- 0,983

5. Uwagi końcowe

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że badanie algorytmu rekurencyjnego przekształconego do postaci szeregu czasowego stanowi stosunkowo prosty sposób analizy stabilności tego rodzaju algorytmów. Sam proces rozwijania algorytmu w szereg czasowy - mimo prostej zasady - może, w przypadkach gdy występuje wiele różnorodnych sprzężeń zwrotnych, wymagać dość złożonych przekształceń analitycznych. Jednak uzyskiwanie współczynników rozwinięcia w postaci analitycznej nie zawsze jest potrzebne, na ogół wystarcza znajomość wartości tych współczynników dla konkretnych wartości współczynników algorytmu. W pracy [3] przedstawiono sposób obliczania wartości współczynników rozwinięcia dla algorytmu odtwarzania do czwartego rzędu włącznie.

Na zakończenie należy zaznaczyć, że szereg czasowy stanowi formę bardzo przydatną do analizy metrologicznych własności algorytmu rekurencyjnego. Wynika to stąd, że taka postać algorytmu ujawnia bezpośrednie związki zachodzące między wynikami przetwarzania programowego a ciągiem danych wejściowych. Praca [2] zawiera opis wykorzystania rozwinięcia algorytmu do analizy przenoszenia przez algorytm odtwarzania przypadkowych oraz systematycznych statycznych i dynamicznych błędów danych.

LITERATURA

- [1] Beauchamp K.G.: Przetwarzanie sygnałów metodami analogowymi i cyfrowymi. WNT, Warszawa 1978.
- [2] Jakubiec J.: Bieżące programowe odtwarzanie wartości chwilowych dynamicznych przebiegów wejściowych nieliniowych przetworników pomiarowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, Z.111, Gliwice 1988.
- [3] Morawski R.Z. i inni: Metody odtwarzania sygnałów pomiarowych. Sprawozdanie z II etapu pracy I.21 problemu GPBP 02.20, Politechnika Warszawska, Warszawa 1987.
- [4] Ogata K.: Metody przestrzeni stanów w teorii sterowania. WNT, Warszawa 1974.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Michał Szyper

Wpłynęło do redakcji dnia 15 marca 1990 r.

Р е з ю м е

Определение устойчивости алгоритма обработки данных составляет основной шаг определяющий его практическую полезность. В статье представлен метод анализа устойчивости рекуррентных алгоритмов, сущность которого заключено в том, что алгоритм превращается во временный ряд и исследуется сходимость этого ряда. Метод представлен на примере его использования для анализа устойчивости рекуррентного алгоритма восстановления входных величин измерительных преобразователей описываемых обыкновенными линейными дифференциальными уравнениями. Этот алгоритм основан на дискретном решении уравнения состояния по отношению к входной величине. Он превращается во временный ряд, которого коэффициенты создают геометрическую последовательность. В работе описана процедура превращения алгоритма восстановления во временный ряд и представлены примерные результаты анализа устойчивости этого алгоритма для преобразователя второго порядка.

A STABILITY INVESTIGATION METHOD ASSIGNED FOR RECURRENT ALGORITHMS OF DATA PROCESSING

S u m m a r y

The basic step determining practical usability of data processing algorithms consists in investigating its stability. In the paper a stability investigation method assigned for recurrent algorithms is presented. The essence of this method consists in developing the algorithm into a time series and searching convergence of the series. The method is presented by examples showing its application to stability analysis of a recurrent algorithm using for reconstruction of the input quantity of the transducer which can be described by an ordinary linear differential equation. The algorithm is based on discrete solving the state equation in relation to the input quantity. The coefficients of terms of the series create the geometrical progression. A procedure of developing the reconstruction algorithm in the time series and exemplary results of stability analysis of the reconstruction algorithm for second order transducer are presented.

Jerzy JAKUBIEC
Zbigniew POKRYWKA

DEKOMPOZYCJA DYNAMICZNYCH WŁASNOŚCI PRZETWORNIKA POMIAROWEGO DLA CELÓW
METODY ODTWARZANIA OPARTEJ NA ROZWIĄZYWANIU Dyskretnego Równania Stanu.

Streszczenie. Algorytm odtwarzania dynamicznych przebiegów wejściowych przetworników pomiarowych oparty na rozwiązywaniu równania stanu może być w pewnych warunkach pomiarowych niestabilny. Jeden ze sposobów przeciwdziałania temu zjawisku polega na realizacji algorytmu etapami: wykonując kolejno działania cząstkowe według prostszych, stabilnych algorytmów. Punktem wyjścia takiego postępowania jest dekompozycja ogólnego równania różniczkowego, opisującego własności dynamiczne przetwornika, na łańcuch równań rzędu niższego, na podstawie których budowane są cząstkowe algorytmy odtwarzania. Takie postępowanie ma jednak wpływ na dokładność odtwarzania. Celem artykułu jest przedstawienie metody dekompozycji wzorowanej na sposobach stosowanych w rachunku operatorowym Laplace'a oraz podjęcie próby scharakteryzowania wpływu takiej dekompozycji na podstawowe parametry algorytmu odtwarzania określające jego dokładność.

1. Wstęp

Jedną z metod odtwarzania, ogólnie scharakteryzowanych w pracy [3], polega na zastosowaniu rozwiązywania równania stanu celem uzyskania wartości chwilowych przebiegu dynamicznej wielkości wejściowej przetwornika pomiarowego na podstawie spróbkowanego przebiegu wejściowego tego przetwornika [1]. Metodę tę cechuje prostota działań numerycznych a zatem względnie duża szybkość realizacji. Jednak tego rodzaju algorytm odtwarzania może być w pewnych warunkach pomiarowych niestabilny, w szczególności dotyczy to przetworników rzędu wyższego niż drugi [2]. Przeciwdziałanie temu zjawisku może polegać m.in. na realizacji odtwarzania etapami, drogą kolejnego wykonywania działań cząstkowych zgodnie z prostymi, stabilnymi algorytmami. Punktem wyjścia do tego rodzaju działania jest dekompozycja ogólnego równania różniczkowego, opisującego własności dynamiczne przetwornika, na łańcuch równań rzędu niższego, na podstawie których budowane są cząstkowe algorytmy odtwarzania. W dalszym

ciągu opisano metodę dekompozycji wzorowanej na sposobach stosowanych w rachunku operatorowym Laplace'a oraz scharakteryzowano wpływ takiej dekompozycji na podstawowe parametry algorytmu określające niedokładność odtwarzania.

2. Opis algorytmu

Rozpatrywany algorytm odtwarzania uzyskuje się wychodząc z założenia, że własności dynamiczne przetwornika opisywane są zwyczajnym, liniowym równaniem różniczkowym rzędu n :

$$y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + a_1 y^{(1)} + y = b_0 x + b_1 x^{(1)} + \dots + b_m x^{(m)}, \quad (1)$$

gdzie x jest zmienną w czasie wielkością wejściową przetwornika, y - jego wielkością wyjściową, a_1, \dots, a_{n-1} , b_0, b_1, \dots, b_m , - stałymi współczynnikami równania i zachodzi $m \leq n$.

Zgodnie z definicją podaną w pracy [3] odtwarzanie można traktować jako rozwiązywanie równania odwrotnego do równania opisującego proces przetwarzania pomiarowego. Dla opisu własności przetwornika w postaci równania różniczkowego (1) tak zdefiniowane odtwarzanie stanowi procedurę rozwiązywania tego równania ze względu na wielkość wejściową x . Metodę rozwiązania opartą na zapisie równania (1) w postaci dyskretnego równania stanu - opisaną w pracy [1] - cechuje prostota numeryczna a zatem względnie krótki czas realizacji algorytmu. W wyniku rozwiązywania dyskretnego równania stanu ze względu na wielkość wejściową x uzyskuje się algorytm odtwarzania w postaci rekurencyjnego układu równań:

$$\hat{x}(k) = \frac{1}{\psi_1} \left[y(k+1) - \varphi_{11} y(k) - \varphi_{12} \hat{y}_2(k) - \dots - \varphi_{1n} \hat{y}_n(k) \right], \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \hat{y}_2(k+1) &= \varphi_{21} y(k) + \varphi_{22} \hat{y}_2(k) + \dots + \varphi_{2n} \hat{y}_n(k) + \psi_2 \hat{x}(k) \\ &\vdots \\ \hat{y}_n(k+1) &= \varphi_{n1} y(k) + \varphi_{n2} \hat{y}_2(k) + \dots + \varphi_{nn} \hat{y}_n(k) + \psi_n \hat{x}(k), \end{aligned} \quad (3)$$

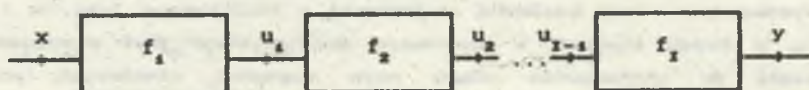
gdzie $\hat{x}(k)$ jest oceną wielkości wejściowej w chwili $t_k = kT$, T jest okresem dyskretyzacji, k - numerem chwili dyskretyzacji, $k=0,1,\dots, \hat{y}_2(k), \dots, \hat{y}_n(k)$ ocenami zmiennych stanu, $y(k)$, $y(k+1)$ - wynikami pomiaru wielkości wyjściowej przetwornika odpowiednio w chwilach k i $k+1$. Dla stałego okresu dyskretyzacji T współczynniki równań $\varphi_{11}, \dots, \varphi_{1n}$, $\varphi_{21}, \dots, \varphi_{nn}$, ψ_1, \dots, ψ_n przyjmują stałe wartości.

Algorytm działa w dwóch etapach. W pierwszym wyznaczana jest ocena wielkości wejściowej $\hat{x}(k)$ zgodnie z zależnością (2) na podstawie wyników pomiarowych $y(k)$, $y(k+1)$ oraz ocen zmiennych stanu przechowywanych z poprzednich kroków obliczeń. W drugim etapie zgodnie z równaniami (3) obliczane są oceny zmiennych stanu $\hat{y}_2(k+1), \dots, \hat{y}_n(k+1)$ celem użycia ich do kolejnego kroku działania algorytmu. Rozpoczęcie obliczeń wymaga znajomości wartości początkowych $\hat{y}_2(0), \dots, \hat{y}_n(0)$.

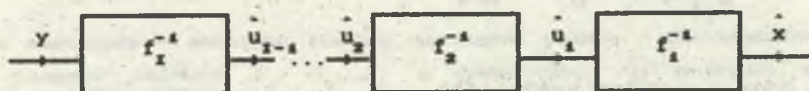
3. Zasada dekompozycji

Dekompozycja - w sensie, w jakim jest rozumiana w tym artykule - polega na przedstawieniu równania ogólnego (1) w postaci łańcucha równań cząstkowych. Odpowiada to postępowaniu polegającemu na przedstawieniu przetwornika pomiarowego w postaci łańcucha przetworników modelujących kolejne fazy przetwarzania wielkości mierzonej w sposób zilustrowany na rys.1a. Symbolami u_1, u_2, \dots, u_{I-1} oznaczono wielkości pomocnicze powstałe w procesie dekompozycji.

a)



b)



Rys.1. Związki zachodzące między kolejnymi etapami przetwarzania a odpowiadającymi im etapami odtwarzania po zastosowaniu dekompozycji ogólnego modelu przetwornika; a) łańcuch przetworników powstały w wyniku dekompozycji, b) łańcuch algorytmów odtwarzania odpowiadających kolejnym etapom przetwarzania

Fig.1. Relationships between successive steps of processing and suitable steps of reconstructing after using decomposition of the general model of the transducer; a) chain of transducers provided as a result of decomposition, b) chain of reconstruction algorithms suitable for successive steps of processing

Dekompozycja modelu przetwornika pociąga za sobą dekompozycję algorytmu odtwarzania. Jest on w takim wypadku realizowany etapami, przy czym na

każdym etapie działania algorytmu wyznaczana jest kolejno ocena jednej zmiennej pomocniczej, począwszy od oceny zmiennej pomocniczej \hat{u}_{i-1} , a skończywszy na ocenie wielkości mierzonej x , co ilustruje rys.1b.

W pracy [1] wykazano, że postępowanie takie jest poprawne ogólnie również, w przypadku występowania nieliniowości w równaniu ogólnym. W sytuacji, gdy równanie to jest liniowe kolejność działań opisanych poszczególnymi blokami na rys.1b może być dowolna.

Przykład 1

Zakładając ogólny opis przetwornika w postaci równania różniczkowego 3 rzędu

$$y^{(3)} + 2y^{(2)} + 2y^{(1)} + y = x, \quad (4)$$

można je zapisać w postaci łańcucha dwóch równań

$$u^{(1)} + u = x, \quad (5)$$

$$y^{(2)} + y^{(1)} + y = u. \quad (6)$$

Wyznaczanie oceny wielkości wejściowej \hat{x} realizowane jest, w tym przypadku, w dwóch etapach. W pierwszym rozwiązywane jest równanie (6), co prowadzi do wyznaczania ciągu ocen wartości chwilowych pomocniczej wielkości u zgodnie z następującym algorytmem odtwarzania 2 rzędu otrzymanym na podstawie układu równań (2) i (3):

$$\hat{u}(k) = \frac{1}{\psi_1} \left[y(k+1) - \varphi_{11} y(k) - \varphi_{12} \hat{y}_2(k) \right], \quad (7)$$

$$\hat{y}_2(k+1) = \varphi_{21} y(k) + \varphi_{22} \hat{y}_2(k) + \psi_2 \hat{u}(k). \quad (8)$$

W drugim etapie rozwiązywane jest równanie 1 rzędu (5) przy użyciu algorytmu w postaci:

$$\hat{x}(k) = \frac{1}{\psi} \left[\hat{u}(k+1) - \varphi \hat{u}(k) \right], \quad (9)$$

w wyniku czego otrzymuje się oceny wartości chwilowych przebiegu wejściowego $\hat{x}(k)$, $k=0,1,2,\dots$

Jak wynika z postaci równania (9) algorytm odtwarzania dla przetwornika 1 rzędu jest zawsze stabilny. Dane zamieszczone w pracy [1] pozwalają na

stwierdzenie, że również algorytm dla przetwornika pomiarowego 2 rzędu w postaci równań (7) i (8) jest stabilny.

4. Procedura dekompozycji

Opisana poniżej procedura przedstawienia ogólnego równania różniczkowego za pomocą łańcucha równań niższego rzędu oparta jest na wykorzystaniu operatora różniczkowania. Idea tej procedury polega na przekształceniu równania różniczkowego w równanie algebraiczne, które w tej postaci może być dekomponowane drogą działań algebraicznych.

Oznaczając operator różniczkowania symbolem

$$s = \frac{d}{dt}, \quad (10)$$

zgodnie z którym n -pochodną wielkości y można zapisać jako :

$$y^{(n)} = s^n y, \quad (11)$$

równanie różniczkowe (1) można przedstawić w postaci algebraicznej jako:

$$(s^n + \dots + a_1 s + a_0) y = (b_0 + b_1 s + \dots + b_m s^m) x. \quad (12)$$

Zapisując powyższe wyrażenie w postaci ułamka

$$\frac{y}{x} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (13)$$

można go następnie - stosując rozkład na ułamki proste - przekształcić do postaci iloczynu ułamków F_1, F_2, \dots, F_I o mianowniku, co najwyżej rzędu drugiego. Wyrażenie (13) można zatem przedstawić jako

$$\frac{y}{x} = \frac{u_1}{x} \frac{u_2}{u_1} \dots \frac{u_{I-1}}{u_{I-2}} \frac{y}{u_{I-1}} = F_1 F_2 \dots F_{I-1} F_I, \quad (14)$$

skąd otrzymuje się łańcuch równań cząstkowych

$$\frac{u_1}{x} = F_1, \quad (15)$$

$$\frac{u_2}{u_1} = F_2,$$

$$\dots$$

$$\frac{y}{u_{I-1}} = F_I.$$

Stosując teraz kolejno do równań (15) przekształcenie odwrotne w stosunku do opisanego równaniem (10) uzyskuje się łańcuch równań różniczkowych f_1, \dots, f_1 , rzędu nie wyższego niż drugi. Przedstawiają one cząstkowe własności dynamiczne przetwornika opisywanego ogólnym równaniem (1).

Przykład 2

Równanie różniczkowe (4) po wprowadzeniu operatora różniczkowania (10) przyjmuje postać równania algebraicznego:

$$s^2 y + 2s^2 y + 2sy + y = x \quad (16)$$

Przedstawiając zależność (16) w postaci ułamka uzyskuje się wyrażenie

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (17)$$

które po rozbiciu na ułamki proste ma postać

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{s+1} + \frac{1}{s^2+s+1} \quad (18)$$

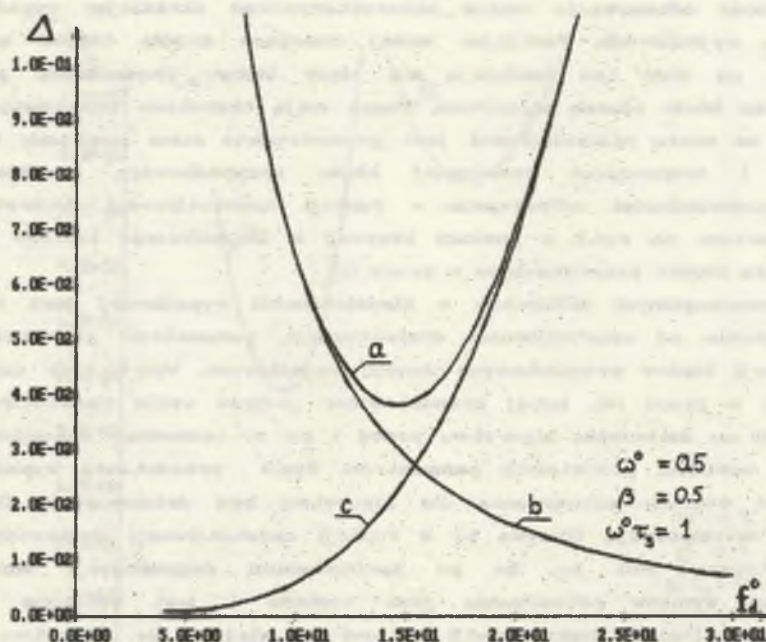
Traktując teraz poszczególne ułamki wyrażenia (18) jako operatorowy zapis równania różniczkowego, po przejściu na odpowiadający im zapis czasowy uzyskuje się rozdzielenie równania ogólnego (4) na równoważny łańcuch równań różniczkowych (5) i (6).

5. Podstawowe parametry charakteryzujące niedokładność odtwarzania

Można wyróżnić dwa podstawowe parametry określające dokładność algorytmu. Charakteryzują one błędy własne algorytmu oraz własności algorytmu w trakcie przenoszenia błędów danych wejściowych na wyjście.

Błędy wnoszone przez algorytm w procesie odtwarzania wynikają z faktu, że algorytm działa na danych dyskretnych będących wartościami chwilowymi przebiegu wyjściowego przetwornika, zatem przy tworzeniu dyskretnego modelu przetwornika zachodzi konieczność stosowania aproksymacji przebiegu wejściowego między chwilami dyskretyzacji. Błędy te nazywane błędami modelowymi (dyskretyzacji) poddano analizie w pracy [1]. Zależą one od wielu czynników, m.in. od okresu dyskretyzacji i szybkości zmian przebiegu wejściowego. Dogodnym w praktyce parametrem charakteryzującym niedokładność odtwarzania dla błędu modelowego jest amplituda różnicy przebiegu odtworzonego i wejściowego przy zastosowaniu wymuszenia sinusoidalnie zmiennego. Na rys.2 (krzywa b) pokazano przykładową zależność tej amplitudy w funkcji względnej częstotliwości dyskretyzacji f_d^0 dla wybranych wartości parametrów dynamicznych przetwornika 3 rzędu oraz sinusoi-

dalnego przebiegu wejściowego o pulsacji względnej $\omega^\circ = 0,5$ i jednostkowej amplitudzie. Przyjęto przy tym, że rozważany przetwornik 3 rzędu daje się przedstawić w postaci łańcucha przetworników: 1 rzędu o stałej czasowej τ_s oraz 2 rzędu o pulsacji naturalnej ω_0 i stopniu tłumienia β . Zatem pulsacja względna ω° rozumiana jest tutaj jako stosunek ω/ω_0 , gdzie ω jest pulsacją przebiegu wejściowego. Natomiast względna częstotliwość dyskretyzacji $f_d^\circ = f_d/f$, gdzie f_d jest częstotliwością dyskretyzacji, f - częstotliwością przebiegu wejściowego.



Rys.2. Zależności charakteryzujące niedokładność odtwarzania w funkcji częstotliwości dyskretyzacji f_d° ; a) wypadkowa niedokładność wyników odtwarzania, b) amplituda błędu modelowego, c) wariancja błędów przypadkowych na wyjściu

Fig.2. Relationships describing accuracy of reconstruction in relation to the discretization period f_d ; a) resultant uncertainty of results after correction, b) amplitude model error, c) variance of output errors

Algorytmy odtwarzania jako realizujące tzw. zadania odwrotne [5] cechuje z reguły wzmacnianie błędów przypadkowych danych wejściowych. Oznacza to w pewnym uproszczeniu, że wariancja błędów wyników wyjściowych jest większa od wariancji błędów danych. Parametrem charakteryzującym wzmacnianie błędów przypadkowych przez algorytm może być w tym przypadku stosunek

niepewności granicznej danych na wyjściu i wejściu algorytmu.

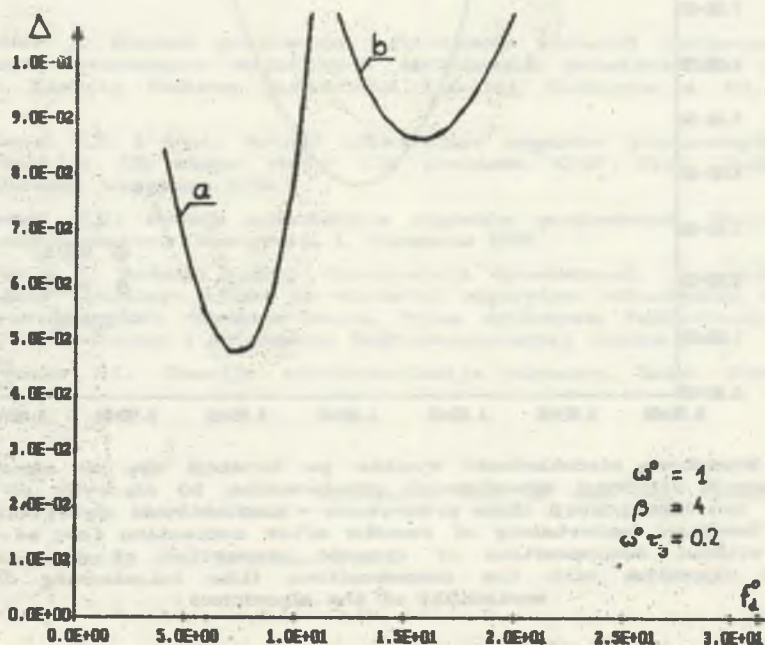
Zjawisko wzmocnienia błędów ilustruje krzywa c na rys.2 przedstawiająca niepewność graniczną wyników wyjściowych przy założeniu, że dane wejściowe mają rozkład normalny o odchyleniu standardowym $\delta_y = 0,001$ oraz wartości średniej równej zero.

6. Wpływ dekompozycji na dokładność odtwarzania

Niedokładność odtwarzania można scharakteryzować określając wypadkowy błąd danych wyjściowych. Pomijając mniej znaczące źródła błędów można przyjąć, że na błąd ten nakładają się błędy losowe przenoszone przez algorytm oraz błędy własne algorytmu, które mają charakter systematyczny. Przyjmując, że miarą niedokładności jest geometryczna suma amplitudy błędu modelowego i niepewności granicznej błędu przypadkowego przykładową zależność niedokładności odtwarzania w funkcji częstotliwości dyskretyzacji przedstawiono na rys.2 w postaci krzywej a. Uzasadnienie takiego sposobu składania błędów przedstawiono w pracy [1].

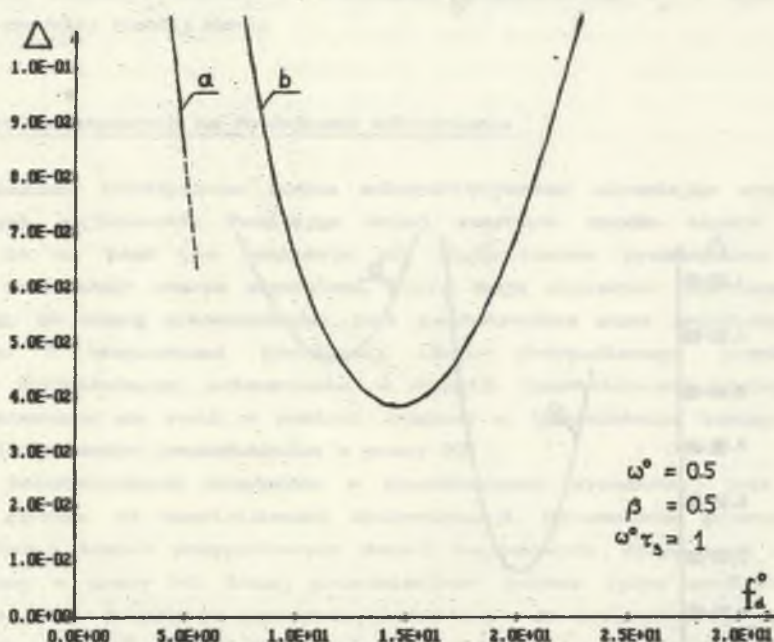
Udział poszczególnych składników w niedokładności wypadkowej jest różny i zależy głównie od częstotliwości dyskretyzacji, parametrów przetwornika oraz wariancji błędów przypadkowych danych wejściowych. Wpływ tych czynników zbadano w pracy [4]. tutaj przedstawiono jedynie wpływ częstotliwości dyskretyzacji na dokładność algorytmu przed i po zastosowaniu dekompozycji dla stałych wartości pozostałych parametrów. Rys.3 przedstawia wypadkową niedokładność wyników odtwarzania dla algorytmu bez dekompozycji (krzywa a) i z dekompozycją (krzywa b) w funkcji częstotliwości dyskretyzacji. Charakterystyczne jest to, że po zastosowaniu dekompozycji minimum niedokładności wyników odtwarzania jest większe i jest osiągane przy większej częstotliwości dyskretyzacji niż ma to miejsce dla algorytmu bez dekompozycji.

Inną sytuację przedstawia rys.4, na którym przedstawiono niedokładności wypadkowe dla zmienionych parametrów przetwornika (podanych na rysunku), wskutek czego algorytm bez dekompozycji (krzywa a) staje się niestabilny. Zastosowanie dekompozycji pozwala na uzyskanie stabilnego algorytmu odtwarzania, dla którego możliwy jest dobór takich warunków, aby uzyskać minimalną niedokładność przetwarzania.



Rys.3. Wypadkowa niedokładność wyników po korekcji dla: a) algorytm bez dekompozycji własności dynamicznych przetwornika, b) algorytm po zastosowaniu dekompozycji

Fig.3. Resultant uncertainty of results after correction for; a) the algorithm without decomposition of dynamic properties of the transducer, b) the algorithm with the decomposition



Rys.4. Wypadkowa niedokładność wyników po korekcji dla; a) algorytmu bez dekompozycji własności dynamicznych przetwornika, b) algorytm po zastosowaniu dekompozycji (linia przerywana - niestabilność algorytmu)

Fig.4. Resultant uncertainty of results after correction for; a) the algorithm without decomposition of dynamic properties of the transducer, b) the algorithm with the decomposition (the interleaving line sings unstability of the algorithm)

7. Uwagi końcowe

Przedstawiona metoda dekompozycji pozwala na uzyskanie stabilnych algorytmów odtwarzania dla przetworników pomiarowych, dla których równanie różniczkowe (1) modelujące właściwości dynamiczne przetwornika ma wszystkie współczynniki a_{n-1}, \dots, a_0 różne od zera. Oznacza to, że praktycznie dla wszystkich przetworników pomiarowych, które mają skończoną i różną od zera wartość czułości statycznej, daje się budować stabilne algorytmy odtwarzania oparte na rozwiązywaniu równania stanu. Niemniej jednak należy stwierdzić, że w pewnych specyficznych sytuacjach, gdy wykorzystuje się opisane algorytmy do różniczkowania danych [2], może wystąpić niestabilność, której nie da się usunąć drogą dekompozycji.

Stosowanie dekompozycji pogarsza własności metrologiczne algorytmu, a mianowicie osiągane minimum niedokładności wypadkowej jest większe i jest uzyskiwane dla większej częstotliwości dyskretyzacji niż dla algorytmu bez dekompozycji. Wynika stąd wniosek, że dekompozycję należy stosować jedynie wtedy, gdy jest to konieczne, przede wszystkim w przypadku wystąpienia niestabilności algorytmu.

LITERATURA

- [1] Jakubiec J.: Bieżące programowe odtwarzanie wartości chwilowych dynamicznych przebiegów wejściowych nieliniowych przetworników pomiarowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka z. 111, Gliwice 1988.
- [2] Morawski R.Z. i inni.: Metody odtwarzania sygnałów pomiarowych. Sprawozdanie z III etapu pracy I.21 problemu CPBP 02.20, Politechnika Warszawska. Warszawa 1988.
- [3] Morawski R.Z.: Metody odtwarzania sygnałów pomiarowych. Metrologia i Systemy Pomiarowe. Monografia 1, Warszawa 1989.
- [4] Pokrywka Z.: Badanie wpływu dekompozycji dynamicznych własności przetworników trzeciego rzędu na własności algorytmu odtwarzania opartego na rozwiązywaniu równania stanu. Praca dyplomowa. Politechnika Śląska, Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej, Gliwice 1989.
- [5] Wasilenko G.I.: Teoriya vosstonowlenija signalow. Izdat. Sow. Radio 1979.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Michał Szyper

Wpłynęło do redakcji dnia 15 marca 1990 r.

ДЕКОМПОЗИЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
ДЛЯ ЦЕЛЕЙ МЕТОДА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ОСНОВАННОГО НА РЕШЕНИИ
ДИСКРЕТНОГО УРАВНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ

Резюме

Алгоритм восстановления динамических входных сигналов измерительных преобразователей основанный на решении уравнения состояния может в некоторых условиях становиться неустойчивым. Один из способов противодействия тону требует поэтапного выполнения алгоритма с применением более простых устойчивых алгоритмов на каждом этапе. Отправной точкой такого следования является декомпозиция общего дифференциального уравнения описывающего динамические свойства преобразователя на цепь уравнений низшего порядка, на основе которых построены частичные алгоритмы восстановления. Такой подход влияет однако на точность восстановления. В статье описан метод декомпозиции созданный по образцу способов применяемых в операторном исчислении Лапласа. Проведена попытка определения влияния такой декомпозиции на главные параметры алгоритма восстановления определяющие его точность.

DECOMPOSITION OF DYNAMIC PROPERTIES OF A TRANSDUCER
DESIGNED FOR THE RECONSTRUCTION METHOD BASED ON SOLVING
THE DISCRETE STATE EQUATION

Summary

The reconstruction algorithm for dynamic input quantities of transducers based on solving the discrete state equation can be unstable under specific measurement conditions. One of the methods counteracting the instability consists in realizing the reconstruction step by step using a few simpler but stable algorithms. The starting point of such a procedure is decomposition of the differential equation describing generally dynamic properties of the transducer to a chain of low order equations on the base of which the partial reconstruction algorithms are constructed. Such a decomposition has an effect on accuracy of output data. In the paper the decomposition method base on the calculus specific for Laplace operator is described and an attempt to characterize influence of such a method on accuracy of the reconstruction procedure is undertaken.

Janusz GUZIK
Brunon SZADKOWSKI

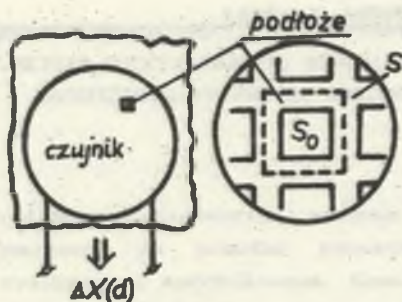
DOBÓR PARAMETRÓW KONSTRUKCYJNYCH WIROPRAĐOWEGO CZUJNIKA GRUBOŚCI WARSTW NIEPRZEWODZACYCH NAŁOŻONYCH NA METALOWE SIATKI

Streszczenie. W diagnostyce elektrod stosowanych w procesach elektrochemicznych wymagany jest pomiar grubości warstwy azbestowej (tzw. przepony) nałożonej na elektrodę w postaci metalowej siatki. Znane rozwiązania czujników wiroprowadowych stosowane są tylko w przypadku współpracy czujnika z jednorodnym podłożem metalowym. Przypadek współpracy czujnika z niejednorodnym podłożem (siatką) autorzy przeanalizowali w pracy [4], w której przedstawiono odpowiedni model matematyczny. Model taki został wykorzystany w niniejszej pracy do określenia metodyki optymalnego doboru parametrów konstrukcyjnych czujnika i związanych z nim obwodów elektrycznych przy założonych zakresach pomiarowych oraz parametrach podłoża. Uwzględniono przy tym ograniczenia wynikające ze standaryzacji elementów konstrukcyjnych (rdzeni magnetycznych, przewodów nawojowych itp.) zgodnie z asortymentem podanym w odpowiednich katalogach. Przedstawiono wyniki weryfikacji doświadczalnej czujnika wykonanego według opisaney metodyki postępowania i współpracującego z niejednorodnym podłożem w postaci metalowej siatki. Sformułowano ważniejsze uwagi i wnioski przydatne do projektowania.

1. Wprowadzenie

Znane rozwiązania wiroprowadowych czujników grubości warstw nieprzewodzących [1, 2, 3, 5, 6, 7, 8] odnoszą się do sytuacji, w których mierzona warstwa nałożona jest na jednorodne, metalowe podłoże. W przypadku, gdy podłoże nie jest jednorodne - np. w postaci metalowej siatki, charakterystyka przetwarzania czujnika ulega istotnym zmianom, które mogą uniemożliwić wykonanie pomiarów. Sytuacja taka występuje w elektrolizerach przemysłowych, gdzie w celach diagnostycznych należy mierzyć grubość warstwy azbestowej (tzw. przepony [9]) nałożonej na metalową siatkę, która stanowi właściwą elektrodę stosowaną w procesach elektrochemicznych.

W pracy [4] wyznaczone zostały równania czujnika wiroprowadowego oddziałującego na niejednorodne podłoże w postaci metalowej siatki. Zmiana reaktancji $\Delta X(d)$ cewki czujnika umieszczonej w odległości d od podłoża (rys.1)



Rys.1. Czujnik wiroprowodowy sprzężony z podłożem typu siatka (S - powierzchnia całkowita i-tego elementu podłoża, S₀ - powierzchnia oczka siatki)

Fig.1. Eddy-current sensor coupled with netlike base (S - total surface of the i-base element, S₀ - surface of the net's mesh)

może być określona zależnością:

$$\Delta X(d) = \sum_{i=1}^N \Delta X_i(d) = N \Delta X_1(d), \quad (1)$$

gdzie: N - liczba i-tych elementów podłoża umieszczonych pod cewką czujnika,

przy czym spełniona jest relacja:

$$N = \text{Entier} (\pi r^2/S), \quad (2)$$

gdzie: r - promień cewki czujnika,

S - powierzchnia całkowita i-tego, powtarzalnego elementu podłoża (por. rys.1).

Występująca we wzorze (1) elementarna zmiana reaktancji cewki $\Delta X_1(d)$ jest wtedy równa [4]:

$$\Delta X_1(d) = \frac{S-S_0}{S} \frac{\mu_0 \mu_{vr} \omega r z^2}{d \sqrt{2} \omega \mu_0 \mu_{vp} \gamma} - \mu_0 \mu_{vr} \omega r z^2 [\ln(4r/d) - 2], \quad (3)$$

gdzie: S₀ - powierzchnia oczka siatki (por. rys.1),

μ_{vr} - przenikalność magnetyczna rdzenia cewki czujnika,

μ_{vp} - przenikalność magnetyczna podłoża,

γ - konduktywność podłoża,

z - liczba zwojów cewki czujnika,

ω - pulsacja prądu zasilającego cewkę czujnika.

Zależność (3) wyprowadzono przy założeniu, że pulsacja spełnia dodatkowy warunek:

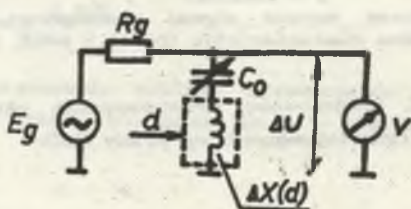
$$\omega \gg \frac{1}{2 d_o^2 \mu_o \mu_{vp} \gamma [\ln(8r/r_1) - 2]^2} \quad (4)$$

gdzie przez d_o oznaczono minimalną odległość cewki czujnika od podłoża (uwarunkowaną konstrukcją karkasu cewki), a r_1 oznacza promień przekroju drutu użytego do nawinięcia cewki. Warunek (4) jest w praktyce łatwy do spełnienia i powoduje, że zmiana rezystancji cewki czujnika jest pomijalnie mała w porównaniu z $\Delta X(d)$.

Czujnik wiroprowodowy jest częścią składową obwodu zasilania (rys.2) [1, 2], dla którego obowiązuje następująca zależność:

$$|\Delta U(d)| = \begin{cases} 0, & \text{dla } C_o = 1/\omega X \text{ i } \Delta X(d) = 0 \\ |E_g| \frac{X(d)/R_g}{\sqrt{1 + (X(d)/R_g)^2}}, & \text{dla } \Delta X(d) \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

gdzie: E_g - napięcie źródła zasilania czujnika,
 R_g - rezystancja wewnętrzna źródła zasilania,
 X - reaktancja cewki czujnika dla $X(d) = 0$.



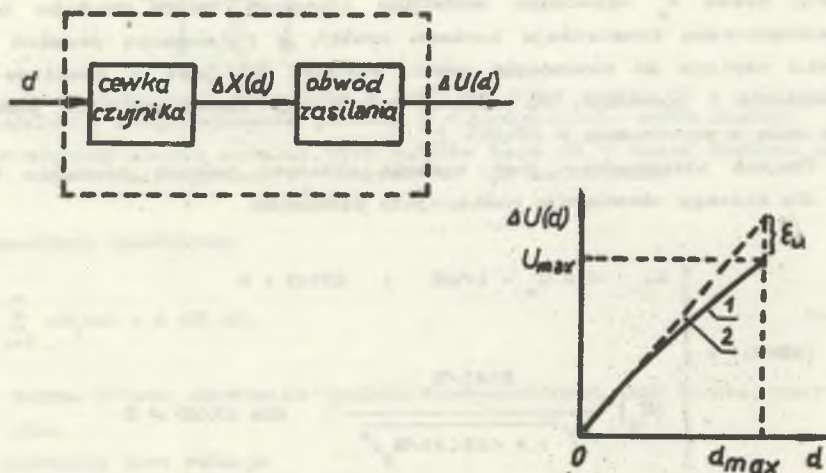
Rys.2. Typowy układ zasilania czujnika wiroprowodowego

Fig.2. Typical eddy-current sensor supply system

Celem dalszych rozważań jest przeprowadzenie analizy optymalnego doboru parametrów konstrukcyjnych czujnika (r , z , μ_{vp} , d_o , r_1) oraz parametrów obwodu zasilania (E_g , R_g , C_o , ω) przy założonym zakresie pomiarowym warstwy ($0-d_{max}$) i założonych parametrach podłoża (μ_{vo} , γ , S_o , S).

2. Kryteria i metodyka projektowania

Z metrologicznego punktu widzenia, tor przetwarzania sygnału wiroprądowego czujnika grubości obejmuje dwa bloki, przedstawione na rys.3a, których wypadkowa charakterystyka przetwarzania $\Delta U/d$ jest nieliniowa (rys.3b).



Rys.3. Tor przetwarzania sygnału wiroprądowego czujnika grubości (a) i jego wypadkowa charakterystyka przetwarzania (b) (1 - rzeczywista, 2 - idealna)

Fig.3. Eddy-current thickness sensor signal processing line (a) and its resultant conversion characteristic (b) (1 - real, 2 - ideal)

Dla takiej charakterystyki nieliniowość przetwarzania określa się poprzez podanie błędu nieliniowości (zdefiniowanego wg pracy [10]):

$$\delta_N^{\circ} = \frac{\eta_u}{\Delta U_{max}} \cdot 100 \% , \quad (6)$$

gdzie: η_u - maksymalna rozbieżność pomiędzy rzeczywistą (1) a idealną (2) charakterystyką przetwarzania czujnika odniesiona dla $d = d_{max}$,

$$\Delta U_{max} = \Delta U(d) \Big|_{d=d_{max}}, \text{ zgodnie z zależnością (5).}$$

Optymalizację charakterystyk przetwarzania czujnika wiroprądowego można przeprowadzić dwuetapowo, dokonując oddzielnej optymalizacji charakterystyk przetwarzania poszczególnych bloków przedstawionych na rys.3a.

Charakterystyka przetwarzania obwodu zasilania jest też nieliniowa (Tablica 1), przy czym wynika z niej, że dla wartości określonej zależnością:

$$\left. \frac{\Delta X(d)}{R_g} \right|_{d=d_{\max}} \leq 0,2 \quad (7)$$

można przyjąć, że przetwarzanie obarczone jest błędem nieliniowości δ_N° nie większym niż 1 %. Wynika stąd potrzeba zapewnienia odpowiedniej wartości wyrażenia $\Delta X(d)/R_g$, co jest stosunkowo łatwe do spełnienia w praktyce.

Tablica 1

Wartości błędu nieliniowości δ_N° obwodu zasilania dla wybranych wartości stosunku $\Delta X/d/R_g \big|_{d=d_{\max}}$

$\Delta X/d/R_g \big _{d=d_{\max}}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
$\Delta U/d/E_g$	0,0995	0,1961	0,2873	0,3714	0,4472
δ_N°	1 %	1 %	2,5 %	5,7 %	10,4 %

Z drugiej strony, na podstawie badań przeprowadzonych przez autorów [4], dla różnych typów podłoża (Al, Fe) i rozmiarów oczek siatek (2x2 - 4x4 mm) stwierdzono następującą zależność:

$$\left. \frac{\Delta X(d)}{X} \right|_{d=d_{\max}} \leq 0,5 \quad (8)$$

co pozwala ostatecznie uściślić ograniczenie na wartość reaktancji cewki czujnika X (dla $\Delta X(d) = 0$), zapisując je w postaci:

$$X \geq 0,4 R_g \quad (9)$$

Wymaganą wartość indukcyjności L cewki czujnika (dla $\Delta X(d) = 0$) uzyskuje się wówczas ze wzoru:

$$L \geq 0,4 R_g / \omega \quad (10)$$

przy założeniu, że pulsacja ω spełnia warunek (4).

Wyznaczenie parametrów cewki czujnika (z , r_0) o znanej indukcyjności L umieszczonej na standardowym rdzeniu o narzuconych parametrach (μ_{eff} , r , d_0) przeprowadza się zgodnie z metodyką projektowania podawaną przez autorów odpowiednich katalogów (np. "Materiały i rdzenie ferrytowe prod

UNITRA" [13]), przy czym istotne jest, aby dobrać taki typ rdzenia (najlepiej kubkowy), którego powierzchnia styku z mierzoną przeponą będzie możliwie duża, bowiem przy nierównomiernych grubościach przepon, miarodajne są pomiary uśrednionej grubości - na powierzchni będącej pewną wielokrotnością powierzchni oczka siatki S_0 .

Dobór parametrów obwodu zasilania czujnika (por. rys.2) jest stosunkowo prosty: wartość E_g dobiera się ze względu na parametry woltomierza V (lub poprzedzającego go wzmacniacza), mając na uwadze typowe wartości dobroci cewki czujnika (rzędu 100 ... 800 [13]), które łatwo zmienić, odpowiednio dobierając wartość rezystancji R_g (por. równanie (10)) [11].

Istniejącą nieliniowość charakterystyki przetwarzania czujnika można skompensować za pomocą różnych metod [15]; najszersze zastosowanie znalazły metody realizujące linearyzacje łańcuchową [2, 5, 12]. Polegają one na włączeniu w tor przetwarzania bloku linearyzującego o charakterystyce odwrotnej do charakterystyki przetwarzania czujnika [6, 15].

Innym wariantem tej metody linearyzacji jest pomiar spadku napięcia $\Delta U(d)$ na kondensatorze C_0 (por. rys.2) [5]. Wartości błędów nieliniowości δ_N^0 można w ten sposób zmniejszyć 5 ... 10 krotnie [6].

3. Wyniki weryfikacji doświadczalnej

Celem weryfikacji jest porównanie teoretycznych charakterystyk przetwarzania czujnika wiroprowadowego z charakterystykami zdjętymi w sposób doświadczalny dla przypadku czujnika o parametrach dobranych według zaproponowanej metodyki.

Dane wyjściowe do zaprojektowania czujnika są następujące:

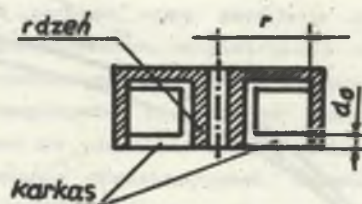
zakres mierzonych grubości $d = 0-3$ mm, parametry podłoża Fe: $\gamma_{Fe} = 10,3 \cdot 10^6$ s/m, $\mu_{vp} \cong 250$, parametry podłoża Al: $\gamma_{Al} = 38,2 \cdot 10^6$ s/m, $\mu_{vp} \cong 1$, zakres rozmiarów oczek: $2 \times 2 - 4 \times 4$ mm (co odpowiada $S_0/S = 0,25 - 0,44$ przy grubości drutu siatki 2 mm).

Jako rdzeń cewki wybrano rdzeń kubkowy serii M o największej powierzchni czynnej styku cewki z podłożem, o oznaczeniu M-42/29, którego podstawowe parametry są następujące: $r = 17,65$ mm, $d_0 = 0,7$ mm (rys.4).

Doboru materiału magnetycznego na rdzeń czujnika dokonano na podstawie charakterystyk dobroci rdzenia M-42/29 - przyjmując normalny zakres częstotliwości pracy cewki czujnika w granicach 0,05 - 0,8 MHz [13]. Rdzeń z materiału F-1001 posiadał przenikalność magnetyczną $\mu_{vr} = 1500$.

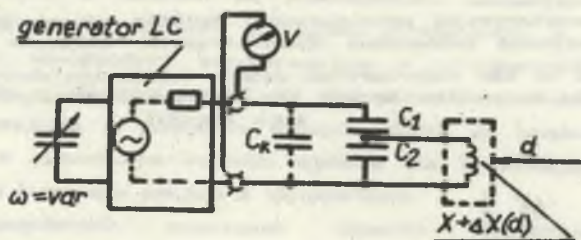
Czujnik przeznaczony jest do pracy w układzie zasilania współpracującym z ultrametrem typu B-70 (rys.5) [14] o następujących danych: $C_1 = 625$ pF, $C_2 = 100$ pF, $E_g = 100$ mV, $R_g = 1600$ Ω , $C_k = 100$ pF i pulsacji nastawianej w sposób płynny $\omega = 2 \Pi (0,1 + 1) 10^6$ rad/s. Dla podanych wyżej danych wzorcowanie przyrzędu odbywa się dla pulsacji $\omega = 1/\sqrt{C_1 + C_2} L \cong$

$\approx 2 \pi \cdot 0,5 \cdot 10^6$ rad/s. Zgodnie z zależnością (10), obliczono wymaganą wartość indukcyjności: $L \geq 203,8 \mu\text{H}$. Z nomogramów [13] odczytano: $z = 44$ zwoje.



Rys.4. Podstawowe parametry rdzenia kubkowego serii M użytego do konstrukcji czujnika

Fig.4. Basic parameters of a M-type tumbler magnetic core used for sensor constructions



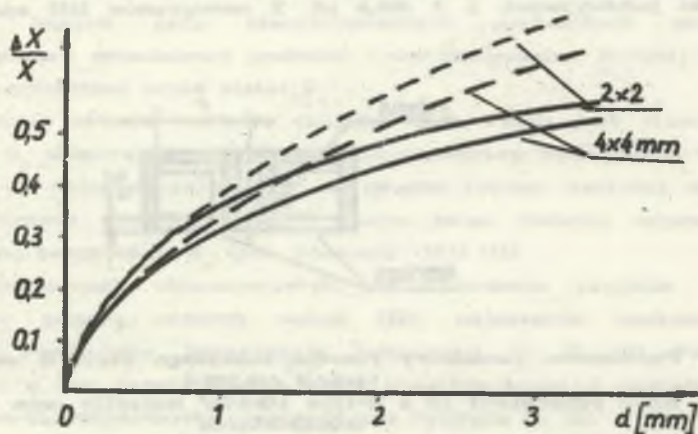
Rys.5. Układ zasilania czujnika wiropiędowego ultrametr B-70 (C_1 , C_2 - pojemności kondensatorów obwodu rezonansowego, C_k - pojemność przewodu połączeniowego)

Fig.5. Eddy-current sensor supply system applied in ultrametr B-70 (C_1 , C_2 - capacitances of the resonance circuit, C_k - capacitance of the feeder)

W celu dobrania odpowiedniej średnicy drutu do nawinięcia cewki można skorzystać z nomogramów podanych w katalogu [13] i sprawdzić, czy uzwojenie o danej średnicy drutu i wymaganej liczbie zwojów mieści się w oknie rdzenia. Dobrano $2 \cdot r_1 = 0,3 \text{ mm}$.

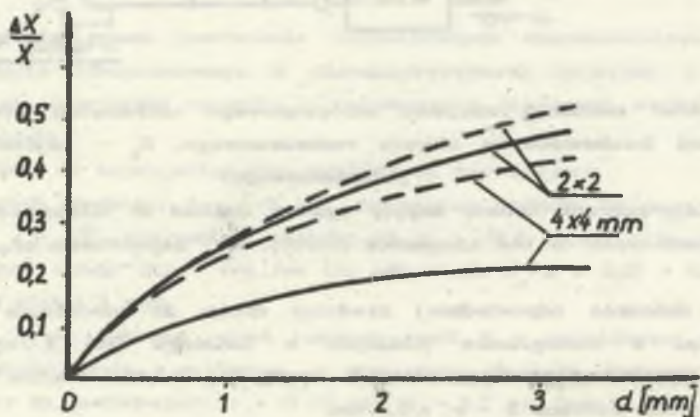
Znając dane cewki czujnika, sprawdzono warunek dotyczący minimalnej wartości pulsacji (4); odpowiednio dla podłoża Fe, Al: $\omega \gg 2\pi \cdot 477 \text{ rad/s}$ i $\omega \gg 2\pi \cdot 128 \text{ rad/s}$.

Charakterystyki przetwarzania wykonanego modelu czujnika zdjęte doświadczalnie i obliczone ze wzorów (1) - (3) przedstawiono na rys.6 i 7.



Rys.6. Charakterystyki przetwarzania czujnika wirorządowego dla podłoża Fe (linią przerywaną zaznaczono charakterystyki obliczone z równań (1) - (3))

Fig.6. Plot of the eddy/current sensor conversion characteristics for Fe - type netlike base (the broken line denotes characteristics calculated from eqns. (1)-(3))



Rys.7. Charakterystyki przetwarzania czujnika wirorządowego dla podłoża Al (linią przerywaną zaznaczono charakterystyki obliczone z równań (1) - (3))

Fig.7. Plot of the eddy/current sensor conversion characteristics for Al - type netlike base (the broken line denotes characteristics calculated from eqns. (1) - (3))

4. Wnioski i uwagi końcowe

Porównanie charakterystyk doświadczalnych z charakterystykami otrzymanymi na drodze obliczeń wykazuje pewne różnice między nimi, których źródłem jest przyjęcie w toku obliczeń idealizującego założenia o izotropowości materiału podłoża oraz przyjęcie danych katalogowych jako wiarygodnych. Zmiany przenikalności magnetycznej rdzenia μ_{vr} (np. wg [13]) mogą ulegać znacznym rozrzutom - do 20 %. Dokładne sprawdzenie rzeczywistych wartości poszczególnych parametrów katalogowych, izotropowości materiałów itp. - uznano za niecelowe wobec możliwości stosunkowo łatwego doświadczalnego skorygowania charakterystyk. Zauważmy, że zdjęte doświadczalnie charakterystyki przetwarzania wykazują mniejszą czułość niż charakterystyki otrzymane z obliczeń. Korekcję czułości do wymaganej wartości można przeprowadzić włączając w tor przetwarzania sygnału wzmacniacz o stosownie dobranym wzmocnieniu.

Z drugiej strony, wartości błędów nieliniowości charakterystyk doświadczalnych i otrzymanych z obliczeń są porównywalne. Linearyzacji czujnika wiroprowodowego można dokonać zgodnie z uwagami poczynionymi w p.3. Z uwagi na to, że czujnik wiroprowodowy współpracujący z ultrametrem B-70 jest połączony przewodem o długości ok. 2 m, nie zaleca się stosować wersji obwodu zasilania czujnika z pomiarem napięcia $\Delta U(d)$ na kondensatorze C_0 (por. rys.2), gdyż w przeciwnym wypadku ujawnia się bocznikujące działanie pojemności przewodu łączącego czujnik z ultrametrem.

Ustalenie szczegółowych rozwiązań obwodów korekcyjnych jest zagadnieniem złożonym, wymagającym osobnego rozpatrzenia. Przedstawiona w pracy metodyka doboru parametrów konstrukcyjnych czujnika wiroprowodowego pozwala uzyskać czujnik o założonych charakterystykach przetwarzania, przy czym konieczna jest adiustacja zarówno obwodu zasilania, jak i toru przetwarzania sygnału.

LITERATURA

- [1] Creed B.T., Sokalski R.G.: Applications of non-contact position sensor of the eddy current tube, SAE Technical Paper Series No 860477, 1986, str. 103-105.
- [2] Diakin W.W., Sandowski W.A.: Teoriya i rasczot nakładnych vichretokovykh preobrazovatelej. Izd. "Nauka", Moskva 1981.
- [3] Grabowieckij I.I.: Bezkontaknyj metod izmierenija udelnogo soprotivlenija i geometriczeskich razmierov pri pomoszczj vichrevykh tokov, Avtomatika i Tielemechanika, 1959, Nr 7, str. 946-954.
- [4] Guzik J., Szadkowski B.: Sonda do pomiarów grubości przepon azbestowych w elektrolizerach przemysłowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka, nr 114. Gliwice 1990.

- [5] Heptner H., Stroppe H.: Magnetyczne i indukcyjne badania metali. Wydawnictwo "Śląsk", Katowice 1972.
- [6] Hofmann D.: Handbuch Messtechnik und Qualitätssicherung. VEB Verlag Technik, Berlin 1979.
- [7] Klujev V.V.: Izmerienije toščiny stalnych listov metodom vichrevykh tokov. Izmeritielnaja Technika, 1970, Nr 11, str. 3-35.
- [8] Lewińska-Romicka A.: Przetworniki wiroprowode do badań nieniszczących rur nieferromagnetycznych. Rozprawy Elektrotechniczne, 1988, z.3, str. 839-873.
- [9] Mantell C.L.: Elektrochemia przemysłowa, WNT, Warszawa 1965.
- [10] Romer E.: Miernictwo przemysłowe, PWN, Warszawa 1970.
- [11] Sobolew V.S., Szkarlet J.M.: Nakładnyje i ekrannyje datcziki, Izd. "Nauka", Novosybirsk 1967.
- [12] Tietze U., Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe, WNT, Warszawa 1987.
- [13] Materiały i rdzenie ferrytowe. Ferryty magnetycznie miękkie. Ferrooxyd. Katalog "UNITRA", Wyd. "Wema", Warszawa 1979.
- [14] Warstwomierz ultramet B-70. Instrukcja obsługi.
- [15] Zakrzewski J.: Metodyka syntezy układów linearyzujących nieliniowe charakterystyki statyczne przetworników pomiarowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z. 65, Gliwice 1979.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Zygmunt Kusmierek

Wpłynęło do redakcji dnia 3 kwietnia 1990 r.

ПОДБОР КОНСТРУКЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ВИХРЕТОКОВОГО ДАТЧИКА ТОЛЩИНЫ НЕПРОВОДЯЩИХ СЛОЕВ НАЛОЖЕННЫХ НА МЕТАЛЛИЧЕСКИЕ СЕТКИ

Резюме

В диагностике электродов применяемых в электрохимических процессах требуется измерять толщины асбестного слоя (т.н. диафрагмы) наложенного на электрод в виде металлической сетки. Известные решения вихрековых датчиков применяются только в случае соединения с однородной металлической основой. Случай соединения датчика с неоднородной основой решен авторами в работе [4], в которой представлена соответствующая математическая модель. Эта модель используется в данной работе для определения методики оптимального подбора конструкционных параметров датчика и связанных с ним электрических схем для определенных измерительных диапазонов и параметров основы. Ограничения вытекающие из стандарта конструкционных элементов (магнитных сердечников, обмоточных проводов итп.) учтены согласно с ассортиментом приведенным в соответствующих каталогах. Представлены результаты экспериментальной проверки датчика изготовленного по приведенной методике и соединенного с неоднородной основой в виде металлической сетки. Сформулированы важнейшие замечания и выводы служащие проектированию.

SELECTION OF CONSTRUCTION PARAMETERS OF THE EDDY-CURRENT THICKNESS SENSOR FOR NON-CONDUCTIVE LAYER MEASUREMENT PLACED ON METALLIC NETS

Summary

In diagnostics of electrodes applied in electrochemical processes the thickness measurement of the asbestos layer (so-called diaphragm) placed on the electrode in a metallic net form is required. The well-known eddy-current sensor solutions are applied only in the case when the sensor collaborated with a homogenous base (net) was analyzed by the authors in the paper [4], in which the adequate mathematical model was also described. The same model has been used in the present paper to qualify the methodology of the optimum sensor constructional parameter selection and related to the sensor electrical circuits under assumed measuring ranges and base parameters. The limitations resulting to constructional elements standarization (magnetic cores, winding conductors, and the like) consistent to the assortment given in adequate catalogues are included. The experimental verification results of the sensor made using the described methodology and collaborated with a heterogenous net are presented. The important remarks conclusions for sensor design are formulated.

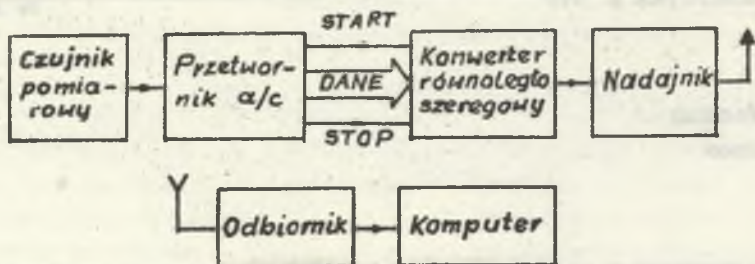
Eligiusz PASECKI

Tomasz LISON

ŁĄCZE TELEMETRYCZNE PRZETWORNIKA ANALOGOWO-CYFROWEGO Z KOMPUTEREM

Streszczenie. W artykule opisany jest układ łącza telemetrycznego do transmisji danych pomiarowych, współpracującego z 8-bitowym przetwornikiem analogowo-cyfrowym. Dane wyjściowe przetwornika analogowo-cyfrowego są przetwarzane w konwerterze równoległo-szeregowym w sygnał zerojedynkowy. Sygnał ten moduluje częstotliwościowo fale nośną nadajnika. W odbiorniku odtwarzany jest sygnał zerojedynkowy i doprowadzany do wejścia szeregowego komputera. Zastosowano asynchroniczną transmisję danych. Konwerter ponadto generuje bit parzystości oraz kształtuje 12-bitowe słowa kodowe. Tworzone są grupy słów kodowych rozdzielonych wyróżnionym sygnałem. Opisany w artykule układ łącza telemetrycznego cechuje duża odporność na zakłócenia radioelektryczne.

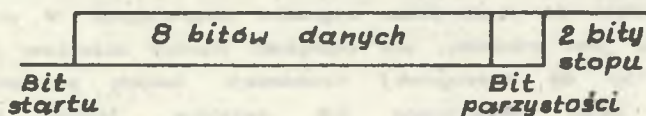
Obecnie coraz częściej do analizy danych pomiarowych stosuje się komputery. W tym celu mierzona wielkość analogowa przetwarzana jest na cyfrową za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego (a/c). Jeżeli odległość między przetwornikiem a/c i komputerem jest mała, to dane pomiarowe oraz sygnały sterujące mogą być przesyłane łączem równoległym. Przy większych odległościach między nieruchomym obiektem badanym i komputerem można zastosować szeregową transmisję danych za pomocą linii przesyłowej oraz dodatkowych linii do przesyłania sygnałów sterujących. W przypadku, gdy obiekt badany jest ruchomy, ale odległość między obiektem i komputerem jest mała, to do szeregowej transmisji danych pomiarowych można wykorzystać łącze akustyczne lub świetlne. Jednak przy dużych odległościach między obiektem i komputerem wykorzystanie tego rodzaju łącz jest trudne. Wówczas dane pomiarowe z przetwornika a/c przesyłane są do komputera łączem radiowym. Schemat blokowy łącza przedstawiony jest na rys.1. Mierzona czujnikiem pomiarowym wielkość analogowa jest przetwarzana w przetworniku a/c na wielkość cyfrową i doprowadzona łączem równoległym do konwertera równoległo-szeregowego. W konwerterze dane pomiarowe przetwarzane są w ciągi impulsów zerojedynkowych modulujących fale nośną nadajnika. Odebrane przez odbiornik sygnały są przetwarzane w takie same ciągi impulsów zerojedynkowych i doprowadzone do wejścia szeregowego komputera.



Rys.1. Schemat blokowy łącza telemetrycznego
 Fig.1. Block diagram of the telemetric link

Poważną wadą przesyłania danych pomiarowych za pomocą fali elektromagnetycznej jest duża wrażliwość łącza na zakłócenia radioelektryczne pochodzące od silników spalinowych, silników elektrycznych lub sieci energetycznej. Przy transmisji danych pomiarowych obiektów ruchomych mogą pojawić się zaniki sygnału spowodowane ukształtowaniem terenu. Rozwiązania układowe minimalizujące wpływ zakłóceń na transmisję danych pomiarowych mogą być różne. Ograniczeniem w wyborze układu łącza jest to, że dla wielu zastosowań praktycznych część nadawczą łącza powinny cechować możliwie małe wymiary geometryczne i masa oraz energooszczędność.

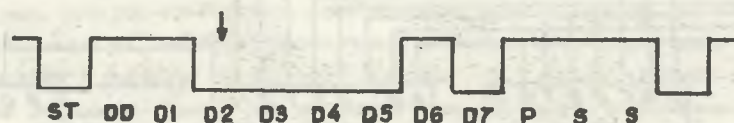
Często stosowanym sposobem ograniczenia wpływu zakłóceń impulsowych na transmisję danych cyfrowych jest sprawdzanie parzystości jedynek logicznych w transmitowanych słowach kodowych. Prawdopodobieństwo pojawienia się dwóch lub więcej impulsów zakłócających przypadających na jedno słowo kodowe jest małe. Format słowa kodowego dla kodu dwójkowego naturalnego i asynchronicznej transmisji danych przedstawiony jest na rys.2.



Rys.2. Format słowa kodowego
 Fig.2. Word code format

Format ten przewiduje współpracę łącza telemetrycznego z 8-bitowym przetwornikiem a/c. Dla wielu zastosowań technicznych wystarczająca jest dokładność przetwarzania, jaką zapewnia 8-bitowy przetwornik a/c. Zachowując ten sam format słowa kodowego oraz dokonując odpowiednich zmian w układzie konwertera, łącze może współpracować z przetwornikiem a/c o większej liczbie bitów.

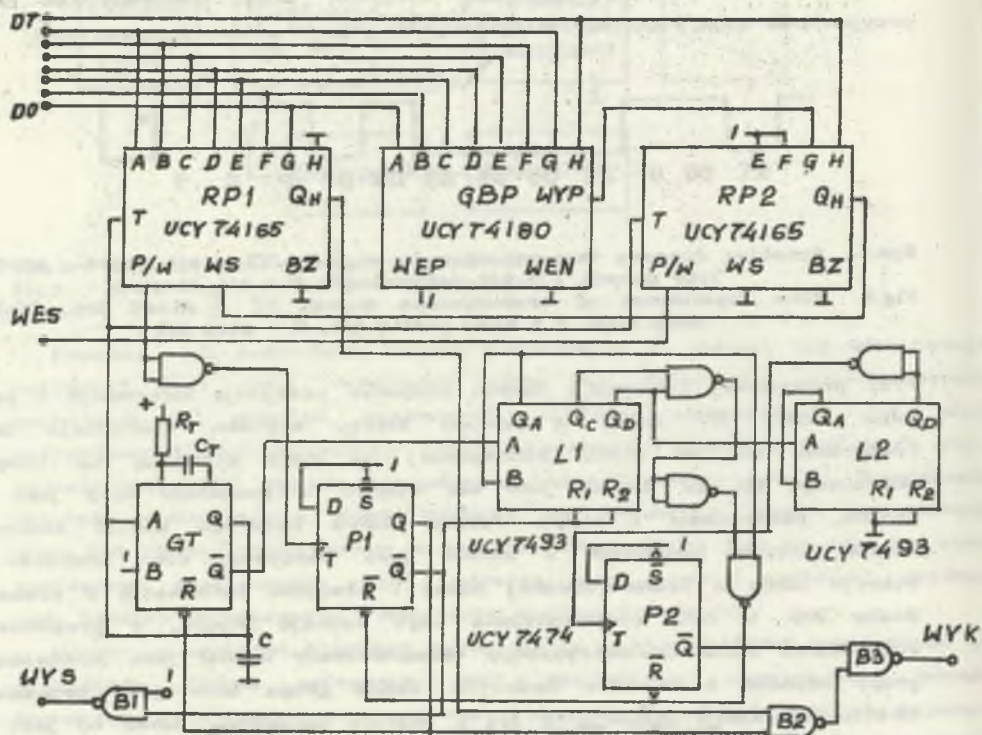
Przy transmisji danych pomiarowych łączem radiowym mogą wystąpić krótkotrwałe zaniki sygnału, a ponowne przesyłanie danych może rozpocząć się w dowolnej chwili czasowej. Wówczas komputer może interpretować błędnie przyjmowane dane. Przykład takiego sygnału przedstawiony jest na rys.3.



Rys.3. Przebieg czasowy transmitowanego sygnału; ST - bit startu, D0+D7 - bity danych, P - bit parzystości, S - bit stopu
 Fig.3. Time dependence of transmission signal; ST - start bit, D0+D7 - data bits, P - even parity bit, S - stop bit

Przy prawidłowej transmisji danych komputer przyjmuje informację o przesłaniu liczby 67. Jeżeli z powodu zaniku sygnału, transmisja danych rozpocznie się od chwili zaznaczonej na rys.3 strzałką, to komputer potraktuje bit D2 danych jako bit startu, a pozostałe bity jako bity danych, parzystości i stopu. Format słowa kodowego został zachowany, liczba jedynek logicznych w słowie jest parzysta, więc komputer nie wykryje błędu w transmitowanej danej i przyjmie informację o przestaniu liczby 232. W celu wyeliminowania tego rodzaju błędów, w proponowanym rozwiązaniu łącza telemetrycznego transmitowany sygnał jest podzielony na grupy złożone z 16 słów kodowych. Każda grupa słów jest przedzielona 12-bitowym słowem składającym się z jedynek logicznych. Słowo to jest inne od wszystkich możliwych słów kodowych transmitowanych danych. Po każdym zaniku sygnału komputer rozpoczyna wpisywanie danych dopiero do pojawienia się tego wyróżnionego słowa kodowego. Można stosować podział sygnału na grupy o dowolnej liczbie słów kodowych. Proponowany podział na grupy składające się z 16 słów wydaje się być optymalny. Nie powoduje znacznego zmniejszenia się szybkości transmisji danych oraz zbyt długiej przerwy w transmisji po zaniku sygnału.

Układ konwertera równoległo-szeregowego realizującego przyjęty sposób transmisji danych cyfrowych przedstawiony jest na rys.4. Ponieważ słowo kodowe składa się z 12 bitów, w układzie konwertera zastosowano dwa ośmio-bitowe rejestry przesuwające z wejściami równoległymi (RP1 i RP2). Kontrolę parzystości (lub nieparzystości) jedynek logicznych w bajcie danych realizuje generator bitu parzystości GBP. Układ ten generuje jedynekę logiczną doprowadzoną do wejścia G rejestru przesuwającego RP2, jeżeli liczba jedynek logicznych w bajcie danych jest nieparzysta. Zero logiczne bitu stopu ustalone jest na wejściu H rejestru przesuwającego RP1, a poziom wysoki wejść F i E rejestru przesuwającego RP2 ustala jedynekę logiczną dwóch bitów stopu.

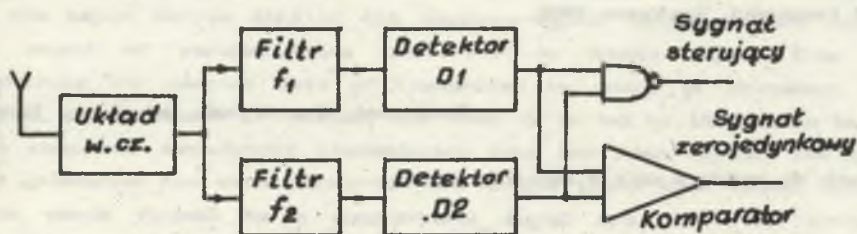


Rys.4. Układ konwertera równoległo-szeregowego
 Fig.4. Parallel-series converter circuit

Czas trwania impulsu pojedynczego bitu oraz szybkość transmisji danych określona jest stałą czasową $\tau = R_T C_T$ generatora taktu GT. Generator ten jest wykonany w oparciu o przerzutnik monostabilny połączony w układzie samowzbudnym. Po włączeniu napięcia zasilania, cykl pracy konwertera rozpoczyna się od doprowadzenia napięcia otwierającego bramkę B1. Wówczas na wyjściu sterującym WYS konwertera pojawia się impuls rozpoczynający pracę przetwornika a/c. Koniec przetwarzania przetwornika a/c sygnalizowany jest impulsem, który doprowadzony do wejścia sterującego WES konwertera powoduje przepisanie danych do rejestrów przesuwających, zmianę stanu przerzutnika P1 i uruchomienie generatora taktu GT. Impulsy taktujące doprowadzone do wejść zegarowych T rejestrów przesuwających powodują, że na wyjściu Q_H rejestru RP1 pojawiają się z częstotliwością taktowania kolejno impulsy odpowiadające bitom: startu, danych od D0 do D7, parzystości i stopu. Impulsy te, poprzez otwarte w tym czasie bramki B2 i B3.

doprowadzone są do wyjścia konwertera WYK. Impulsy taktujące zlicza licznik L1. Po zliczeniu 12 impulsów licznik ten zeruje przerzutnik P1. Wówczas zerowany jest licznik L1, blokowana jest bramka B2, przerywana jest praca generatora taktu oraz generowany jest impuls sterujący rozpoczynający kolejny cykl pracy przetwornika a/c. W czasie przetwarzania przetwornika a/c na wyjściu konwertera pojawia się stan niski sygnału (zero logiczne). Impulsy wyjściowe licznika L1 zlicza licznik L2. Po zliczeniu 16 impulsów licznik L2 powoduje zmianę stanu przerzutnika P2 i blokadę bramki B3. Po zliczeniu 12 impulsów taktujących przez licznik L1, przerzutnik P2 jest zerowany. W tym czasie na wyjściu konwertera jest wysoki stan sygnału odpowiadający jedynce logicznej. Z opisu zasady działania konwertera wynika, że realizuje on przyjętą formę słowa kodowego oraz sposób transmisji danych cyfrowych.

Sygnał wyjściowy z konwertera moduluje częstotliwościowo falę nośną nadajnika. Zmiana częstotliwości jest skokowa. Zeru logicznemu odpowiada częstotliwość f_1 , a jedynce logicznej częstotliwość f_2 . Przy impulsowej modulacji częstotliwości można stosować dużą dewiację częstotliwości. Tak zmodulowany sygnał jest stosunkowo szerokopasmowy w porównaniu z innymi rodzajami modulacji, ale za to jest odporny na zakłócenia. Na rys.5 przedstawiony jest schemat blokowy odbiornika.



Rys.5. Schemat blokowy odbiornika
Fig.5 Block diagram of the receiver

Odebrany sygnał jest przetwarzany i wzmacniany w układzie wielkiej częstotliwości (w.cz.), a następnie jest filtrowany za pomocą filtrów środkowo-przepustowych o częstotliwościach środkowych f_1 i f_2 . Na wyjściu detektora D1 pojawia się sygnał, gdy transmitowane jest zero logiczne. Natomiast na wyjściu detektora D2 występuje sygnał, gdy transmitowane jest jedynka logiczna. Sygnały wyjściowe z detektorów powodują, że na wyjściu komparatora pojawia się stan niski lub wysoki. Stany te odpowiadają zeru i jedynce logicznej transmitowanego sygnału. Brak sygnału na wyjściach detektorów świadczy o przerwie w transmisji danych. Stan ten służy do generacji sygnału sterującego prace komputera. Zasięg toru

nadawczo-odbiorczego zależy od mocy nadajnika, czułości odbiornika i warunków terenowych.

Łącze telemetryczne może być stosowane wszędzie tam, gdzie konieczny jest zdalny pomiar i bieżąca analiza wyników pomiaru lub cyfrowa rejestracja tych wyników. Zastosowanie multiplekserów w torze nadawczym i odbiorczym oraz dodatkowych sygnałów sterujących umożliwia wykorzystanie łącza do transmisji wielokanałowej. Przykładem takich zastosowań może być pomiar i analiza czynności biologicznych sportowców na stadionach sportowych w czasie treningów lub pomiar i badanie skażenia atmosfery za pomocą modeli latających.

LITERATURA

- [1] Raden M.: Systemy telekomunikacyjne analogowe i cyfrowe. WNT, Warszawa 1983.
- [2] Praca zbiorowa: Problemy transmisji danych. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1982.
- [3] Kulka Z., Libura A., Nadachowski M.: Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1987.
- [4] Misiurewicz P.: Układy mikroprocesorowe. WNT, Warszawa 1983.
- [5] Sasal W.: Układy scalone serii UCA 64/UCY 74. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1985.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do redakcji dnia 3 kwietnia 1990 r.

Резюме

В статье представлена схема телеметрического канала связи для трансмиссии измеряемых данных, работающая совместно с 8-битовым АЦП. Выходные данные АЦП трансформируются с помощью параллельно-последовательного преобразователя в двоичный сигнал. Этот сигнал частотно модулирует несущую волну передатчика. В приемнике происходит воспроизведение двоичного сигнала и подводится он к последовательному входу ЭВМ. Применена асинхронная трансмиссия данных. Преобразователь генерирует кроме того бит четности и формирует 12-битовые кодовые слова. Создаются группы кодовых слов, которые разделены выделенным сигналом. Схему, которая представлена в работе характеризует большая помехоустойчивость относительно радиоэлектрических помех.

TELEMETRIC LINK BETWEEN ANALOGUE - DIGITAL TRANSDUCER AND COMPUTER

Summary

The circuit of the telemetric link for transmission measurement data, which cooperates with 8-bit analog-digital transducer has been described in the paper. Output data of the analogue-digital transducer are converted by means of parallel-series converter in binary signal. This signal modulates the carrier wave of transmitter by means of frequency. Binary signal is reproduced in receiver and then it is led to the series input of the computer. Asynchronous transmission data has been applied. The converter generates the even parity bit and shapes 12-bit code words. Groups of code words divided by a discriminate signal are made. The circuit of telemetric link described in the paper is robust to radio-electric disturbances.

Алексей Иванович ШАЛИН
НЭТИ - Новосибирск

ПОСТРОЕНИЕ НАДЕЖНЫХ СХЕМ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ И ПРОТИВОАВАРИЙНОЙ АВТОМАТИКИ ЭНЕРГОСИСТЕМ НА СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

Резюме. Описаны экономические показатели, оценивающие надёжность схем релейной защиты и противоаварийной автоматики энергосистем. Эти показатели учитывают процесс отказов и восстановлений исправности, особенности системы защиты и автоматики, а также обслуживаемого ими силового объекта и окружающей части электроэнергетической системы. Соответствующие преобразования позволяют получить простой интегральный показатель, в котором свойства системы защиты и автоматики учтены параметрами потоков отказов в выполнении соответствующих функций, а остальные факторы - стоимостными коэффициентами. Предлагается ряд методов обеспечения необходимой надёжности системы, наиболее общим из которых является построение системы защиты и автоматики, адаптирующейся по условиям надёжности, содержащей элементы самодиагностики и различные виды избыточности. Критерием оптимальности на каждом этапе адаптации является минимизация математического ожидания эффекта от ненадёжности, оцениваемого полученным интегральным показателем.

В настоящее время в различных странах мира эксплуатируется значительное количество устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики энергосистем (РЗА), выполненных на современной элементной базе: микросхемах различной степени интеграции, микрокомпьютерах и т. д. При этом иногда возникают значительные трудности в обеспечении необходимой надёжности такого рода устройств.

В настоящей работе рассматривается ряд методов построения надёжных схем РЗА в первую очередь на аналоговых и цифровых микросхемах с применением других элементов полупроводниковой техники, однако, некоторые аспекты исследуемой проблемы относятся и к системам, использующим компьютеры.

Для того, чтобы оптимизировать схемы РЗА по надёжности, необходимо иметь достаточно простые и корректные методы оценки их показателей надёжности. К таким относится метод, описанный в [1], и относящийся в первую очередь к релейной защите, в соответствии с которым математическое

ожидание эффекта от ненадёжности РЗА МН] определяется следующим способом:

$$MН] = K_1 \lambda_\delta + \sum_{j=2}^n K_j q_j, \quad (1)$$

где $\lambda_\delta = \omega_\delta$ - интенсивность (параметр потока) ложных срабатываний защиты в режиме дежурства; q_j - коэффициент неготовности устройства РЗА к выполнению своих функций в j -ом режиме тревоги; n - общее количество режимов тревоги; K_1, K_j - стоимостные коэффициенты, учитывающие степень важности выполнения РЗА соответствующих функций.

Стоимостные коэффициенты K_1, K_j , определяемые, например, в соответствии с [2-4], предназначены для оценки эффекта от различных непопраций, направленных на повышение надёжности РЗА.

В [1] описана инженерная методика расчёта коэффициентов неготовности q_j для различных режимов работы устройства релейной защиты (УРЗ). В соответствии с этой методикой в УРЗ выделяются отдельные каналы срабатывания или несрабатывания, каждый из которых соответствует своему виду заявок на срабатывание или несрабатывание УРЗ соответственно. При отсутствии резервирования внутри канала коэффициент неготовности q_j j -го канала УРЗ в (1) определяется следующим образом:

$$q_j = \sum_{i=1}^n q_i, \quad (2)$$

где q_i - коэффициент неготовности i -го элемента, входящего в состав j -го канала, n - общее количество элементов в j -ом канале.

В свою очередь

$$q_i = \frac{\lambda_{ij}}{\delta_j (\lambda_{ij} + \mu_j)}, \quad (3)$$

где $\lambda_{ij} = \omega_{ij}$ - интенсивность (параметр потока) повреждений i -го элемента j -го канала УРЗ, способных привести к отказу РЗА в j -ом режиме тревоги (например, при внешних или внутренних коротких замыканиях (КЗ)); μ_j - интенсивность восстановления исправности УРЗ при повреждении рассматриваемого вида; δ_j - коэффициент, учитывающий неслучайность регулярных контролей и нестационарность потока требований j -го вида, определяемый в соответствии с [1].

Необходимая надёжность РЗА может быть обеспечена выбором надёжных комплектующих элементов, введением в схему соответствующих видов

избыточности и диагностики [5].

Для тех комплектующих элементов РЗА, повреждения которых выявляются посредством диагностического устройства (ДУ), можно приближённо записать:

$$\mu_j = \mu_{ду} + \mu_{план} + \mu_B = \frac{8760}{T_{\delta j}} + \mu_{план} + \mu_B \quad (4)$$

где время восстановления $T_{\delta j}$, час равно

$$T_{\delta j} = T_{дуj} - T_{оо} - T_{рем}$$

Здесь $T_{дуj}$ - время выявления j -ой неисправности посредством ДУ. Для постоянно действующих ДУ (описанных, например, в [5-6]) время $T_{дуj}$ равно примерно 5-15 секунд. Для периодически действующих ДУ, например, тестовых, математическое ожидание времени $T_{дуj}$ равно половине периода контроля. $T_{оо}$ - время ожидания обслуживания (от момента выдачи сигнала о неисправности РЗА до начала ремонта). $T_{рем}$ - собственно время ремонта; $\mu_{план}$ - интенсивность плановых восстановлений; μ_B - интенсивность восстановлений рассматриваемого устройства РЗА после его отказов в функционировании. Для полупроводниковых устройств РЗА $\mu_{план} = 0,125 - 0,333$ 1/год. μ_B обычно намного меньше $\mu_{ду}$ и $\mu_{план}$, поэтому в последующих расчётах принято $\mu_B = 0$.

Величины в (1), (2), (3), (4) зависят от принципа действия, схемы и конструкции устройства РЗА, вида повреждения и повредившегося комплектующего элемента, принципа действия ДУ и технологии обслуживания РЗА. Например, применительно к таким повреждениям УРЗ, которые способны привести к излишним срабатываниям при внешних КЗ, можно принять $T_{рем} = 0$, если на время ремонта защита блокируется. Если при появлении таких повреждений УРЗ ДУ автоматически действует на блокирование защиты, то $T_{оо} = T_{рем} = 0$ и т. д.

С учётом изложенного, в рассматриваемом случае математическое ожидание эффекта от мероприятия, направленного на повышение надёжности РЗА, определится так:

$$M[\xi] = K_1 \Delta\lambda_{\delta} + \sum_{j=2}^{\infty} K_j \Delta q_j = K_1 \Delta\lambda_{\delta} + \sum_{j=2}^{\infty} K_j \sum_{i=1}^n \delta q_i \quad (5)$$

где $\Delta\lambda_{\delta}$ - уменьшение интенсивности (параметра потока) отказов устройства РЗА в режиме дежурства в результате проведённого мероприятия; Δq_j , Δq_i - изменение коэффициентов неготовности j -го канала РЗА и i -го элемента этого канала соответственно.

Взяв за основу выражения (2), (3), проведя их соответствующие преобразования и отбросив величины, мало влияющие на результаты расчёта, можно показать, что, например, при сравнении двух стратегий диагностики РЗА, величину Δq_j в (5) можно определить следующим образом:

$$\Delta q_j \approx \frac{1}{\delta_j} \left[\frac{\lambda_{j2} - \lambda_{j1}}{\mu_{\text{план}}} + \frac{\lambda_{j1} T_{B1} - \lambda_{j2} T_{B2}}{8760} \right], \quad (6)$$

где λ_{j1} , λ_{j2} - интенсивности отказов рассматриваемых каналов РЗА, выявляемых соответствующими вариантами ДУ; T_{B1} , T_{B2} , час - времена восстановления исправности РЗА при наличии соответствующих ДУ.

В частности, если в первом случае ДУ отсутствовало, а во втором имеется, то $\lambda_{j1} = 0$, $T_{B1} = \infty$. Тогда из (6) получаем:

$$\Delta q_j \approx \frac{1}{\delta_j} \left[\frac{\lambda_{j2}}{\mu_{\text{план}}} - \frac{\lambda_{j2} T_{B2}}{8760} \right] \approx \frac{\lambda_{j2}}{\delta_j \mu_{\text{план}}} \quad (7)$$

В целом же критерий (5) для простоты можно выразить в следующем виде:

$$M[\Sigma] = \sum_{i=1}^m K_{\text{ст}i} \Delta \lambda_i, \quad (8)$$

где m - общее количество рассматриваемых расчётных составляющих; $K_{\text{ст}i}$ - стоимостные коэффициенты, определяемые в соответствии с описанным, по методикам, изложенным в [2-4]; $\Delta \lambda_i$ принимается равной изменению интенсивности (параметра потока) отказов РЗА в рассматриваемых режимах за счёт проведённого мероприятия, направленного на повышение надёжности.

Приведённые выше расчётные выражения были получены в предположении отсутствия резервирования внутри соответствующих каналов РЗА. В [9-10] описана методика оценки надёжности блоков, узлов и модулей РЗА на стадии разработки с учётом резервирования через интенсивности отказов соответствующих элементов и связей, входящих в их состав. Исследование надёжности РЗА по методике [9-10] даёт исходные данные, определяющие, в частности, построение системы диагностики, место и вид необходимой избыточности и т.д., о чём будет сказано ниже. При этом для соответствующих узлов, блоков или устройства РЗА в целом составляются структурные схемы для расчёта надёжности в выполнении каждой j -ой функции (например, надёжности срабатывания защиты при определённом виде повреждения защищаемого объекта, несрабатывания в режиме дежурства или

в рассматриваемом режиме внешнего короткого замыкания и т. д.). Определяются интенсивности отказов по каждой j -ой функции $\lambda_{\Sigma j}$ в предположении экспоненциального закона отказов для модуля, блока в целом в виде:

$$\lambda_{\Sigma j} = \left[\sum_{r=1}^l \frac{C_r}{\sum_{r=1}^l C_{r,i} \lambda_r} \right]^i, \quad (9)$$

где C_r , $C_{r,i}$ - численные коэффициенты; λ_r - интенсивность отказов r -го комплектующего элемента.

Разработана программа для ЭВМ [11], позволяющая автоматизировать расчёт выражения (9) в общем виде для исследуемых модулей и блоков. По такому выражению могут быть определены коэффициенты влияния α_r , оценивающие степень влияния интенсивности отказов λ_r r -го комплектующего элемента РЗА на $\lambda_{\Sigma j}$:

$$\alpha_r = \frac{\delta \lambda_{\Sigma j}}{\delta \lambda_r}, \quad \text{причём} \quad \lambda_{\Sigma j} = \sum_{r=1}^l \alpha_r \lambda_r, \quad (10)$$

где l - общее количество комплектующих элементов рассматриваемого блока, узла, канала РЗА. Для нерезервированных систем $\alpha_r = 1$, в общем же случае $0 \leq \alpha_r \leq 1$.

Далее определяется показатель опасности отказа Z_r по каждому отказу комплектующих элементов с учётом влияния этого отказа на выполнение устройств РЗА своих функций:

$$Z_r = \sum_{i=1}^m K_{CTi} \alpha_{jr} \lambda_r, \quad (11)$$

Иногда определение величины K_{CTi} может быть связано со значительными трудозатратами, тогда для упрощения может быть использован метод экспертных оценок (например, [12]). Для расчёта коэффициентов α_r целесообразно использовать ЭВМ.

Описанные выше методы оценки показателей надёжности могут быть успешно применены на различных этапах разработки и конструирования устройств РЗА.

На начальных этапах разработки, когда предварительно намечена схема устройства, критерий Z_r по (11) позволяет выявить "узкие" с точки зрения надёжности места и наметить пути её повышения. В первую очередь это относится к тем отказам комплектующих элементов и связей устройства.

которые соответствуют максимальные значения Ξ . Для снижения параметра потока таких отказов можно использовать комплектующие элементы с повышенной надёжностью, но этот путь решения проблемы не является универсальным, в частности потому, что сложность разрабатываемых систем обычно растрёт быстрее, чем повышается надёжность комплектующих элементов.

Хороший эффект может быть получен при разумной комбинации различных видов избыточности и диагностики. Искусственно введённая и органично присущая РЗА избыточность позволяет разделить во времени момент появления отказа комплектующего элемента или связи и момент возможного отказа в функционировании системы, т.е. приводит к появлению так называемых "времен избыточности", на протяжении которых исправность или работоспособность системы должна быть восстановлена. Идеальным является такой вариант, когда ни одно единичное повреждение комплектующего элемента или связи не способно сразу же привести к отказу в функционировании РЗА, в то же время возникшие повреждения быстро выявляются посредством ДУ и устраняются, не приводя к отказу в функционировании РЗА.

Например, единичные повреждения в УРЗ не должны приводить к ложным срабатываниям защиты в режиме дежурства (а, желательно, — и к излишним срабатываниям при повреждениях вне зоны защиты), возможно быстрее выявляться и устраняться. При этом для достижения максимальной надёжности (минимального математического ожидания эффекта от ненадёжности РЗА по (1)) не обязательно (хотя и желательно) быстро восстанавливать исправность рассматриваемого устройства, что связано с вмешательством обслуживающего персонала и требует определённого времени. Гораздо важнее быстро восстановить работоспособность в основных рабочих режимах и, тем самым, снизить до минимума величины λ_{Σ} и q_j в (1). При наличии в РЗА соответствующей схемной избыточности обычно удаётся при большинстве повреждений восстановить работоспособность в основных режимах функционирования путём соответствующих автоматических переключений в схеме: автоматического ввода в работу резервных модулей и блокирования повреждённых, изменения алгоритма работы устройства и т.д. Для этого диагностические устройства, во-первых, должны быть постоянно действующими (или иметь постоянно действующую часть), тогда удаётся максимально эффективно использовать времена избыточности, а, во-вторых, они должны работать не по принципу дихотомии ("РЗА исправно", "РЗА неисправно"), а быть способными ставить диагнозы с большей глубиной типа "Блок i не способен выполнять j -ую функцию". Соответствующая логическая обработка таких сигналов ДУ позволит выбрать оптимальный алгоритм переключений в схеме повреждённого устройства РЗА. В определённой степени эти требования удовлетворяют описанные в [5-8] диагностические устройства.

Одной из проблем, которые возникают при использовании постоянно действующих ДУ, является проблема контролепригодности, т.е. степени

приспособленности блоков и узлов РЗА к контролю их исправности. ДУ типа [5-8] судят об исправности контролируемых блоков и модулей РЗА в основном по соответствующему образу в пространстве признаков в режиме дежурства, т.е. по совокупности величин сигналов на контрольных точках РЗА в режиме дежурства. Более объективную информацию можно получить в пространстве состояний, где каждому независимому параметру любого комплекующего элемента соответствует своя координата. Однако диагностирование в пространстве состояний требует выведения объекта диагноза из работы и больших трудозатрат, поэтому редко применяется на практике. При отображении же пространства состояний в пространство признаков, в котором обычно ведётся диагностирование, обычно теряется значительное количество ценной информации. Например, если на выходе исправного компаратора в режиме дежурства РЗА имеется предельный по величине отрицательный сигнал, то при некоторых повреждениях напряжение на выходе не изменяется, а компаратор теряет возможность срабатывать. То есть переход из подмножества исправных состояний компаратора в подмножество неисправных в пространстве состояний не приводит к изменению вектора признаков РЗА в пространстве признаков и ДУ не может почувствовать такую неисправность.

Расширить информационные возможности пространства признаков можно, введя дополнительно к постоянному контролю исправности тестовые проверки. При каждой такой проверке изменяется алгоритм отображения соответствующих образов из пространства состояний в пространство признаков, что позволяет выявить большее количество неисправностей. Однако время выявления неисправности РЗА при тестовых проверках на несколько порядков больше, чем при постоянном контроле исправности. Значительно больше оказываются величины q_1 по (3), q_2 по (2) и MNI по (1) т.е. надёжность РЗА снижается.

Другим способом решения этой проблемы является повышение контролепригодности, т.е. разработка и использование таких схем компараторов, логических и других типовых элементов РЗА, сигналы на контрольных точках которых обладали бы большей информативностью и позволяли бы выявлять большее количество неисправностей в пространстве признаков режима дежурства. Проведённые исследования позволяют сделать вывод о том, что такие разработки вполне возможны и достаточно эффективны.

Таким образом, повышение контролепригодности узлов и блоков РЗА и использование встроенных ДУ увеличивает степень информированности системы о своём внутреннем состоянии и даёт возможность построения адаптирующихся по условию надёжности систем РЗА.

В исходном режиме дежурства исправной системы РЗА её структура и алгоритм действия выбираются таким образом, чтобы при выполнении своих основных функций имела минимальное математическое ожидание эффекта от ненадёжности MNI по (1). При появлении повреждения в схеме РЗА величина MNI скачком увеличивается. ДУ выявляют место и характер повреждения. Полученная информация автоматически обрабатывается и производятся такие

переключения, которые приводят структуру и алгоритм действия системы в оптимальное в сложившихся условиях состояние, т.е. величина МСН снова снижается, хотя может и не достичь предыдущего значения. Спустя некоторое время обслуживающий персонал восстанавливает исправность системы РЗА и всё начинается с начала.

Ещё одной задачей, которую необходимо решить, является обеспечение высокой надёжности самих ДУ, встраиваемых в устройства РЗА. Поскольку ДУ строятся практически из тех же элементов, что и диагностируемый объект, то их надёжность может в принципе быть соизмерима с надёжностью РЗА. А это, в свою очередь, приводит к значительной опасности неправильных действий диагностических устройств.

Опыт разработки и эксплуатации ДУ по [5-8] показывает, что количество их комплектующих элементов обычно не превышает 15-20% от соответствующего количества элементов, входящих в контролируемый модуль РЗА, что же обеспечивает сравнительно редкий их выход из строя.

При анализе надёжности ДУ большое значение имеет характер их выходного воздействия. Если диагностическое устройство выдаёт только сигнал о неисправности РЗА, то цена его ложного срабатывания (ложной тревоги) обычно невелика и равна затратам на разовое обслуживание соответствующего комплекта РЗА и стоимости заменяемого модуля. При этом конструкция устройства РЗА должна допускать замену повреждённой платы, сменного модуля без вывода защищаемого объекта из работы. Если же ДУ, срабатывая, производит какие-либо автоматические переключения в схеме РЗА, то цена его ложного срабатывания может быть гораздо выше.

Если предварительно структура РЗА оптимизировалась по надёжности и обеспечивалось минимальное значение величины МСН, то соответствующие переключения приводят к отклонению структуры от оптимальной, т.е. увеличению величины МСН на значение Δ МСН, которое и будет в данном случае представлять цену ложной тревоги.

Аналогично можно оценить цену пропуска дефекта, т.е. отказа ДУ в срабатывании при появлении в РЗА неисправности. Поскольку, как отмечалось выше, при появлении неисправности величина МСН возрастает и автоматические (или неавтоматические) переключения должны её уменьшить на Δ МСН, то цена пропуска дефекта равна "упущенной прибыли", то есть Δ МСН.

Оценив таким образом стоимость ненадёжности самих ДУ, можно сделать вывод о необходимой степени их надёжности. Реальные же показатели надёжности легко получить, зная структуру ДУ и статистику отказов его элементов.

Пути повышения надёжности ДУ в принципе те же, что и для системы РЗА в целом: отказ от применения ненадёжных компонент, введение параллельных каналов обработки информации с последующим сопоставлением полученных результатов (т.е. частичной или полной самопроверкой), периодическая проверка исправности ДУ вручную (от кнопки) или автоматически - по команде

электрических часов.

Очевидно, что эффективность описанных выше мероприятий, направленных на повышение надёжности системы релейной защиты и противоаварийной автоматики энергосистем, в большой степени зависит от того, насколько широки возможности автоматического изменения структуры этой системы и алгоритма её действия. Эффективность максимальна, если при каждом повреждении в схеме имеется реальная возможность такого воздействия на структуру и алгоритм, которые приводит систему в оптимальное в смысле надёжности состояние в данных условиях. И чем меньше возможность гибкого изменения структуры и алгоритма действия системы, тем ниже эффективность.

Вывод

1. Описанный в работе интегральный показатель надёжности, в котором свойства системы защиты и противоаварийной автоматики учтены параметрами потоков отказов в выполнении соответствующих функций, а остальные факторы - стоимостными коэффициентами, позволяет сравнить эффективность различных мероприятий, направленных на повышение надёжности.

2. Наиболее совершенным способом обеспечения необходимой надёжности системы релейной защиты и противоаварийной автоматики является построение системы, адаптирующейся по условиям надёжности, содержащей элементы самодиагностики и различные виды избыточности.

3. Необходимыми условиями эффективного функционирования такой системы являются достаточно высокая контролепригодность её элементов, наличие встроенных диагностических устройств с малым временем обнаружения возникшей неисправности, наличие времени избыточности по наиболее опасным видам повреждений, самопроверка диагностических устройств и возможность гибкого изменения структуры и алгоритма работы системы.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Смирнов Э.П.: Инженерная методика расчёта надёжности устройств релейной защиты электрических систем энергетики. Надёжность и качество (приложение к журналу "Стандарты и качество"), 1984, No 2, с. 44-49.
- [2] Шалин А.И., Сарапулов Г.А., Исследование требований к дифференциальной защите трансформаторов и автотрансформаторов. Известия АН СССР, Энергетика и транспорт, 1988, No 5, с. 52-59.
- [3] Шалин А.И., Сарапулов Г.А.: Исследование требований к релейной защите и автоматике энергосистем (W2-7). Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej Nr 81. Systemy elektroenergetyczne - eksploatacja i rozwój. II. Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, 1988. s. 100.

- [4] Шалин А.И.: Оценка надёжности при разработке и проектировании устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики. Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej Nr 56. Seria: Konferencje 15. Wrocław 1981. s. 313-318.
- [5] Шалин А.И.: Принципы оперативного контроля исправности релейной защиты и автоматики энергосистем / Известия АН СССР. Энергетика и транспорт, 1989, No 5. с. 28-38.
- [6] Шалин А.И., Сарапулов Г.А.: Устройство постоянного контроля исправности полупроводникового реле защиты / Известия вузов. Электромеханика, 1984, No II. с. 106-109.
- [7] Шалин А.И., Сарапулов Г.А.: Диагностическое устройство для полупроводниковой релейной защиты / Известия вузов. Энергетика, 1988, No I. с. 51-54.
- [8] Шалин А.И., Сарапулов Г.А.: О выборе принципов исполнения встроенных устройств диагностики релейной защиты / Известия вузов. Электромеханика, 1988, No 5. с. 83-88.
- [9] Schalin. A.: Probleme der Erhöhung der Zuverlässigkeit der Relaischutzeinrichtungen im Grundlagen forschungsstadium / Elektrische 1979, N 4. s. 194-197.
- [10] Шалин А.И., Сарапулов Г.А.: Структурный анализ надёжности устройств релейной защиты / Materiały III Międzynarodowej Konferencji Naukowej "Aktualne problemy automatyki w energetyce". Vol. II. Gliwice. Politechnika Śląska 1979. s. 402-417.
- [11] Шалин А.И., Сарапулов Г.А., Плесская В.И.: Логико-аналитический метод расчёта надёжности устройств релейной защиты / Режимы и АСУ электроэнергетических систем. Межвузовский сборник научных трудов. Новосибирск, НЭТИ 1981. с. 166-178.
- [12] Багинский Л.В., Сарапулова Л.И., Шалин А.И.: Использование метода экспертных оценок для оптимизации устройств дифференциальных защит трансформаторов / Режимы и релейная защита энергетических систем. Западно-Сибирское книжное издательство. Новосибирск 1973. с. 64-72.

Recenzent: prof. dr hab. inż. Antoni Bogucki

Wpłynęło do redakcji dnia 10 grudnia 1989 r.

**BUDOWA NIEZAWODNYCH UKŁADÓW AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ
I PRZECIWKŁÓCENIOWEJ (PRZECIWAWARYJNEJ) SYSTEMÓW ELEKTROENERGETYCZNYCH
NA WSPÓŁCZESNEJ BAZIE KONSTRUKCYJNEJ**

S t r e s z c z e n i e

W pracy opisano wskaźniki ekonomiczne oceniające niezawodność układów automatyki zabezpieczeniowej i przeciwzakłóceniowej (przeciwawaryjnej) systemów elektroenergetycznych. Wskaźniki te uwzględniają proces awarii i wystąpienia niesprawności, właściwości systemów automatyki zabezpieczeniowej, a także właściwości obiektu energetycznego i otaczającej go części systemu elektroenergetycznego. Odpowiednie przekształcenia pozwalają otrzymać prosty, integralny wskaźnik, w którym właściwości systemu automatyki zabezpieczeniowej uwzględniają parametry ciągów awarii poprzez przyporządkowanie im odpowiednich funkcji, a pozostałe współczynniki są współczynnikami kosztów. Proponuje się szereg metod zapewniających niezbędną niezawodność systemu, z których najbardziej ogólną jest metoda budowy systemów automatyki zabezpieczeniowej, adaptujących się do występujących warunków, zawierających elementy autodiagnostyki i różne rodzaje przekroczeń. Przyjęto kryterium optymalności, które na każdym etapie adaptacji jest minimum z wartości różnicy efektu i niezawodności ocenianej wg zaprezentowanego w pracy integralnego wskaźnika.

**THE CONSTRUCTION OF THE RELAY PROTECTION RELIABLE SCHEMES
AND ANTI-FAILURE AUTOMATIC EQUIPMENT OF POWER SYSTEMS
ON MODERN DESIGN BASIS**

S u m m a r y

The economic indices estimating the reliability of the relay protection schemes and anti-failure automatic equipment of power systems are presented in the paper. These indices take into account the process of failure and recovery of service ability, the characteristic properties of relay protection and anti-failure automatic equipment, and also the particularities of the power installation and the surrounding power elements it attends. Respectable transformations allow to obtain the simple integral index in which the failure rates in performing corresponding functions consider the relay protection and anti-failure automatic equipment properties and other factors are taken into account by cost coefficients. A number of methods ensuring necessary reliability of the system are described here. The most perfect of them is a design of the relay protection and anti-failure automatic equipment that can be adapted

on reliability conditions, since it contains self-diagnostic elements and different kinds of redundancy. The criterion of optimality at every stage of adaptation is the minimization of the mathematical expectation of the unreliability effect, which is accounted by the integral index described above.

THE UNIVERSITY OF TEXAS AT AUSTIN
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
AUSTIN, TEXAS 78712

Otylia PASECKA

WŁAŚCIWOŚCI DYNAMICZNE PRZEPIYWIOMIERZY CIEPLNYCH BEZKONTAKTOWYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono model fizyczny przepływomierza cieplnego bezkontaktowego termooanemometrycznego oraz ogólne równania różniczkowe wraz z warunkami brzegowymi.

Określenie właściwości dynamicznych przepływomierza wymaga obliczenia odpowiedzi temperatury $\vartheta(t)$ na znany przebieg prędkości przepływu $v(t)$. W tym celu dokonano uzasadnionych praktycznie uproszczeń i otrzymano równanie różniczkowe liniowe o stałych współczynnikach. Wykazano, że w przybliżeniu właściwości dynamiczne przepływomierza można charakteryzować stałą czasową zależną od wymiarów geometrycznych rury, parametrów fizycznych rury i płynu oraz prędkości przepływu.

1. Wstęp

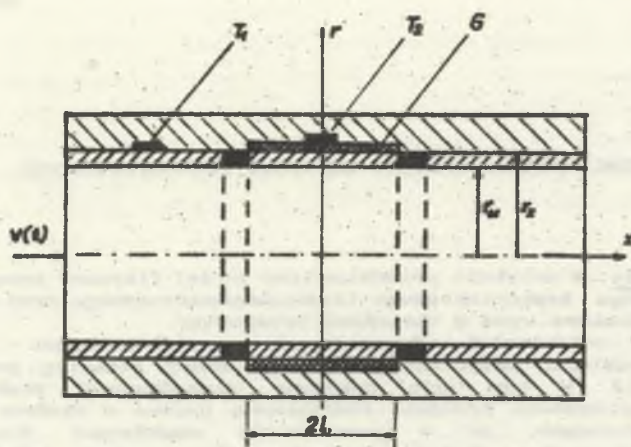
Zakres zastosowania przepływomierzy cieplnych bezkontaktowych jest ograniczony ich właściwościami dynamicznymi. Stała czasowa przepływomierza zależy od jego konstrukcji, właściwości fizycznych przepływającego płynu i rury oraz od zakresu pomiarowego. Im mniejsza prędkość przepływu tym większa stała czasowa, a więc gorsze właściwości dynamiczne. Jest to niekorzystne ze względu na statyczne właściwości przepływomierzy, ponieważ ich zaletą jest duża czułość dla małych prędkości przepływu.

Najlepsze właściwości dynamiczne mają przepływomierze ciepłe bezkontaktowe typu termooanemometrycznego z wstawkami termoizolacyjnymi z obu stron grzejnika. W celu określenia stałej czasowej tego typu przepływomierzy przeprowadzona została analiza modelu fizycznego

2. Model fizyczny przepływomierza

Przez cienkościenną rurę (rys.1) o grubości ścianki $(r_z - r_w)$ przepływa płyn o stałym składzie chemicznym i stałej temperaturze ϑ . Rura wykonana jest z materiału o dużej przewodności cieplnej λ_r . Na zewnątrz izolowanego termicznie odcinka rury o długości $2 \cdot l$ umieszczony jest

grzejnik, a na nim termometr T_2 . Termometr T_1 znajduje się przed grzejnikiem i mierzy temperaturę płynu θ_p .



Rys.1. Model fizyczny przepływomierza cieplnego bezkontaktowego
Fig.1. Physical model of the contactless thermal flow-meter

Z zasady działania tego typu przepływomierza wynika, że grzejnik o stałej mocy P jest chłodzony przez przepływający płyn [3, 4]. Wielkością wejściową jest usredniona w przekroju prędkość płynu $v(t)$, a wielkością wyjściową temperatura grzejnika θ mierzona termometrem T_2 .

Ogólne równanie różniczkowe dla niestacjonarnego pola temperatury rury ma postać [2]:

$$\frac{\partial^2 \theta(x,r,t)}{\partial x^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left[r \frac{\partial \theta(x,r,t)}{\partial r} \right] = \frac{c_r \rho_r}{\lambda_r} \cdot \frac{\partial \theta(x,r,t)}{\partial t} \quad (1)$$

przy czym: θ - temperatura rury,

c_r - ciepło właściwe rury,

ρ_r - gęstość rury,

λ_r - kondukcyjność cieplna rury.

Warunek brzegowy dla rury określający wnikanie strumienia ciepła o gęstości $\frac{P}{2l}$ w przedziale $-l < x < l$ ma postać:

$$-\lambda_r \left[\frac{\partial \theta(x,r,t)}{\partial r} \right]_{r=r_2} = \frac{P}{4 \pi l r_2} \quad (2)$$

Wymiana ciepła z przepływającym płynem na powierzchni wewnętrznej rury określa warunek brzegowy:

$$-\lambda_r \left[\frac{\partial \vartheta(x,r,t)}{\partial r} \right]_{r=r_v} = \alpha(t) \left[\vartheta(x,r_v,t) - \vartheta_p \right], \quad (3)$$

przy czym: $\alpha(t)$ - przejmowalność energii cieplnej.

Dla cienkościenniej rury wykonanej z materiału o dużej konduktywności cieplnej λ_r można pominąć gradient temperatury na grubości ścianki $(r_z - r_v)$ i przyjąć średnią temperaturę ścianki $\vartheta(x,t)$, a przyrosty $\partial(r \frac{\partial \vartheta}{\partial r})$ i ∂r w równaniach (1), (2), (3) traktować jako skończone [1].

Równanie (1) przyjmuje więc postać:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \vartheta(x,t)}{\partial x^2} - \frac{1}{\bar{r} (r_z - r_v)} \left[r_z \left(\frac{\partial \vartheta(x,t)}{\partial r} \right)_{r=r_z} - r_v \left(\frac{\partial \vartheta(x,t)}{\partial r} \right)_{r=r_v} \right] = \\ = \frac{c_p \rho_r}{\lambda_r} \cdot \frac{\partial \vartheta(x,t)}{\partial t}, \end{aligned} \quad (4)$$

przy czym: $\bar{r} = \frac{1}{2} (r_z + r_v)$ - średni promień rury.

Następnie zakłada się, że dla krótkiego grzejnika $\frac{l}{r} \leq 0,5$ temperatura w strefie grzejnika jest stała [3] i wynosi $\vartheta(x,t) = \vartheta(t)$. Po uwzględnieniu warunków brzegowych (2) i (3) otrzymuje się równanie różniczkowe zwyczajne o zmiennych współczynnikach:

$$\frac{c_p \rho_r (r_z^2 - r_v^2)}{2 r_v} \cdot \frac{d \vartheta(t)}{d t} + \alpha(t) \left[\vartheta(t) - \vartheta_p \right] = \frac{P}{4 \pi l r_s} \quad (5)$$

Przejmowalność energii cieplnej $\alpha(t)$ określona jest dla przepływu laminarnego zależnościami [1, 2]:

$$\alpha(t) = k [v(t)]^{0,82}, \quad (6)$$

$$k = 1,17 \left[\frac{\lambda_p}{r_v} \right]^{0,66} \left[\frac{\rho_p c_p}{1} \right]^{0,22} \quad (7)$$

przy czym: λ_p - konduktywność cieplna płynu,
 c_p - ciepło właściwe płynu,
 ρ_p - gęstość płynu.

Model fizyczny przepływomierza cieplnego bezkontaktowego przedstawionego na rys.1 opisuje równanie różniczkowe (5) oraz zależności (6) i (7).

3. Właściwości dynamiczne przepływomierza

Określenie właściwości dynamicznych przepływomierza wymaga obliczenia odpowiedzi $\delta(t)$ na znany przebieg prędkości $v(t)$. W tym celu należy rozwiązać równanie różniczkowe (5) z uwzględnieniem zależności (6). Całka ogólna tego równania określona jest zależnością:

$$\delta(t) = \frac{P}{4 \Pi I r_z} \exp [-F(t)] \cdot \int \exp [F(t)] dt, \quad (8)$$

przy czym: $F(t)$ - funkcja pierwotna funkcji $\alpha(t) = \alpha [v(t)]$

Próby obliczenia $\int \exp [F(t)] dt$ dla prostych postaci funkcji $v(t)$ nie powiodły się. Równanie (5) nie nadaje się więc do ogólnej analizy.

Ze względu na to, że przepływomierze cieplne stosowane są do pomiarów przepływów w warunkach quasistacjonarnych możliwy jest przybliżony opis ich właściwości dynamicznych za pomocą równania różniczkowego o stałych współczynnikach. W tym celu przekształca się równanie (5) do postaci:

$$\frac{c_p \rho_z (r_z^2 - r_v^2)}{2 r_v \alpha(t)} \cdot \frac{d \delta(t)}{dt} + \delta(t) - \delta_p = \frac{P}{4 \Pi I r_z \alpha(t)}, \quad (9)$$

a następnie przeprowadza się analizę wartości współczynnika przy $\frac{d \delta(t)}{dt}$ oraz funkcji $\frac{P}{4 \Pi I r_z \alpha(t)}$.

Zakłada się, że w praktyce występują niewielkie zmiany prędkości w stosunku do prędkości ustalonej v_0 , a przebiegi czasowe prędkości $v(t)$ oraz $\alpha(t)$ określają zależności:

$$v(t) = v_0 + v_z(t) = v_0 \left[1 + \frac{v_z(t)}{v_0} \right], \quad (10)$$

$$\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_z(t) = \alpha_0 \left[1 + \frac{\alpha_z(t)}{\alpha_0} \right], \quad (11)$$

przy czym: $v_z(t)$, $\alpha_z(t)$ - składowe zmienne.

Przejmowność energii cieplnej $\alpha(t)$ po uwzględnieniu zależności (6) określona jest:

$$\alpha(t) = \alpha_0 \left[1 + \frac{v_z(t)}{v_0} \right]^{0,22} \quad (12)$$

Dla małych zmian prędkości $\frac{v_z(t)}{v_0} \ll 1$ można przyjąć $\alpha(t) \cong \alpha_0$. Np. dla

$$\frac{v_z(t)}{v_0} \leq 0,3 \text{ zmiany } \alpha(t) \text{ są mniejsze od } 0,1.$$

Można więc w przybliżeniu przyjąć, że współczynnik występujący przy $\frac{d\theta(t)}{dt}$ w równaniu (9) jest stały i określa stałą czasową:

$$T = \frac{c_r \rho_r (r_z^2 - r_v^2)}{2 r_v \alpha_0} \quad (13)$$

Funkcja $\frac{1}{\alpha(t)}$ występująca po prawej stronie równania różniczkowego (9) wymaga innego przekształcenia, ponieważ tu występuje istotna dla rozważań wielkość wejściowa $v(t)$:

$$\frac{1}{\alpha(t)} = \frac{1}{\alpha_0} \left[1 + \frac{v_z(t)}{v_0} \right]^{-0,33} \cong \frac{1}{\alpha_0} \left[1 - 0,33 \frac{v_z(t)}{v_0} \right] \quad (14)$$

Dla $\frac{v_z(t)}{v_0} \leq 0,3$ błąd wynikający z rozwinięcia w szereg nie przekracza 0,01. Po uwzględnieniu statycznego równania przetwarzania [5]:

$$\theta_0 - \theta_p = \frac{P}{4 \pi l r_z \alpha_0} \quad (15)$$

oraz zależności (13) i (14) równanie różniczkowe (9) sprowadza się do postaci:

$$T \frac{d\theta_z(t)}{dt} + \theta_z(t) = - \frac{0,33 P}{4 \pi l r_z \alpha_0} \cdot \frac{v_z(t)}{v_0} \quad (16)$$

Otrzymane równanie różniczkowe jest równaniem o stałych współczynnikach. Znak "-" po prawej stronie równania wynika z malejącej charakterystyki statycznej przepływomierza.

4. Podsumowanie

Przepływomierz cieplny bezkontaktowy jest w przybliżeniu przetwornikiem pierwszego rzędu o stałej czasowej T określonej zależnością (13). Określenie stałej czasowej jest bardzo potrzebne przy projektowaniu przetworników, przy czym wystarczy określić maksymalną wartość stałej czasowej dla dolnego zakresu pomiarowego.

Przeprowadzone doświadczenia potwierdziły, że obliczone i wyznaczone doświadczalnie wartości stałych czasowych są zbliżone. Np. dla przepływomierza wykonanego z miedzi o wymiarach: $r_v = 3$ mm; $r_n = 3,5$ mm; $2 l = 2,5$ mm stałe czasowe obliczone i wyznaczone doświadczalnie dla powietrza wynoszą odpowiednio 34,2 s i 36,4 s.

LITERATURA

- [1] Azimov R.K.: Измерительные преобразователи с тепловыми распределенными параметрами. Энергия. Москва 1977.
- [2] Hering M.: Termokinetika dla elektryków. WNT, Warszawa 1980.
- [3] Pasecka O.: Analiza przepływomierzy cieplnych bezkontaktowych z uwzględnieniem wpływu temperatury przepływającego płynu. Praca doktorska. Politechnika Śląska, Gliwice 1979.
- [4] Pasecka O.: Przepływomierze cieplne bezkontaktowe. Konferencja naukowa. Metrologia w służbie przemysłu. Gliwice 1984.
- [5] Pasecka O.: Błąd temperaturowy przepływomierza cieplnego bezkontaktowego. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka z. 108. Gliwice 1989.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Zygmunt Kusmierek

Wpłynęło do redakcji dnia 3 kwietnia 1990 r.

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА БЕСКОНТАКТНЫХ ТЕПЛОРАСХОДОМЕРОВ

Р а з в и е

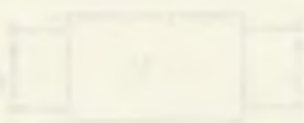
В статье представлена физическая модель бесконтактного термоанемонетрического теплорасходомера и общие дифференциальные уравнения вместе с краевыми условиями. Определение динамических свойств теплорасходомера требует вычисления ответа $\theta(t)$ на известный ход скорости потока $v(t)$. Для этого сделаны практически обоснованные упрощения в исходных данных и получено линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами. Доказано, что динамические свойства теплорасходомера можно приблизительно характеризовать постоянной времени, которая зависит от: геометрических размеров трубопровода, физических параметров трубопровода и жидкости, а также от скорости потока.

DYNAMIC PROPERTIES OF CONTACTLESS THERMAL FLOW-METERS

Summary

The physical model of contactless thermal flow-meter of anemometer type and general differential equations with boundary conditions have been presented in the paper.

To describe dynamic properties of the flow-meter the calculation answer $\theta(t)$ to the known signal of the flow speed $v(t)$ have been made. To this end practical assumption simplifications has been achieved and the differential linear equation with constant coefficients has been given. It has been proved that the dynamic properties of the flow-meter can be described approximately by the time constant, which depends on: geometrical dimension of the tube, physical parameters of the tube and the fluid and the flow speed.



Andrzej MET

Marian KAMPIK

PRZESUWNIK FAZOWY O PRZESUNIĘCIU FAZY NIEZALEŻNYM OD CZĘSTOTLIWOŚCI

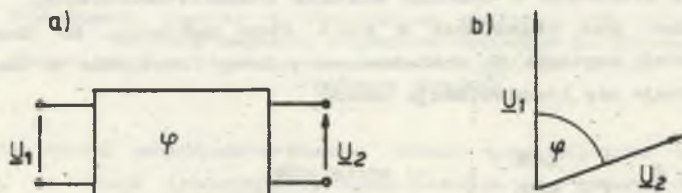
Streszczenie. W artykule przedstawiono układy dotychczas stosowanych przesuwników fazowych oraz ich właściwości. Zaproponowano układ przesuwnika fazowego, którego moduł transmitancji i kąt fazowy są niezależne od częstotliwości. Moduł transmitancji jest równy jedności, natomiast kąt fazowy może być nastawiany w przedziale od około 10° do około 170° . Przedstawiono parametry zbudowanego układu modelowo.

1. Wprowadzenie

Przesuwnik fazowy jest układem bardzo często stosowanym w magnetycznych komparatorach przepływu, mostkach transformatorowych, kompensatorach napięcia przemiennego i wielu innych przyrządach pomiarowych. Ogólnie, dla sygnału harmonicznego o pulsacji ω transmitancja przesuwnika fazowego z rys.1a ma postać:

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = K(j\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (1)$$

gdzie $\varphi(\omega)$ jest przesunięciem fazowym pomiędzy napięciem wyjściowym a wejściowym.

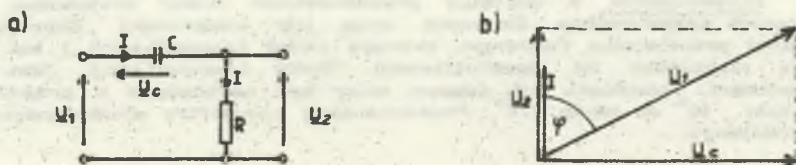


Rys.1. Symbol przesuwnika fazowego (a) i jego wykres wskazowy (b)
Fig.1. Symbol of phase shifter and its vector diagram

Na ogół żąda się, aby wartość przesunięcia fazowego $\varphi(\omega)$ wynosiła $\pi/2$, a to w celu wytworzenia sygnału ortogonalnego do harmonicznego sygnału wejściowego. Moduł transmitancji $K(j\omega)$ powinien być równy jedności. Stosowane dotychczas układy przesuwników charakteryzowały się zależnością przynajmniej jednego z parametrów od pulsacji ω .

2. Klasyczne układy przesuwników fazowych

Podstawowym układem przesuwnika jest układ filtra górnoprzepustowego (rys.2).



Rys.2. Przesuwnik fazowy w układzie filtra górnoprzepustowego (a) i jego wykres wskazowy (b)

Fig.2. Phase shifter based on high-pass filter and its vector diagram

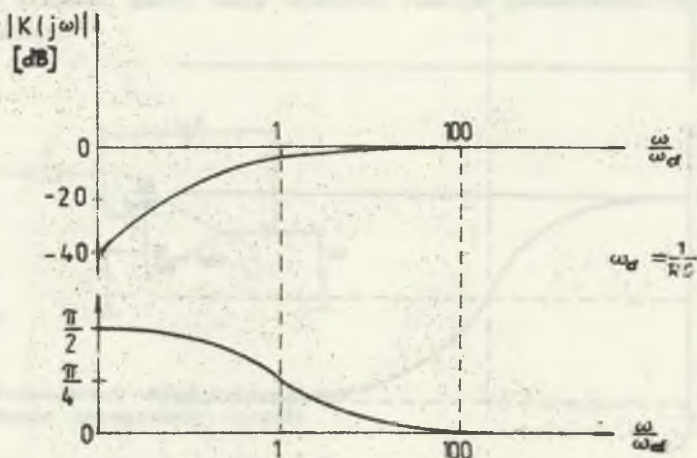
Transmitancja tego układu opisana jest równaniem (2):

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} = \frac{(\omega CR)^2}{1 + (\omega CR)^2} \cdot j \arctg \frac{1}{\omega CR} \quad (2)$$

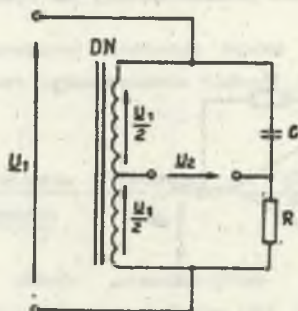
Z charakterystyki amplitudowej i fazowej (rys.3), a także z wykresu wskazowego (rys.2b) wynika, że układ ten przesuwają fazę w zakresie od 0 do $\pi/2$. Moduł transmitancji $K(j\omega)$, jak i przesunięcie fazy $\varphi(\omega)$ zależą od pulsacji ω . Podobne właściwości posiada przesuwnik w układzie filtra dolnoprzepustowego. Pewne odmiany konstrukcyjne tego rodzaju przesuwników są współcześnie stosowane w układach mostków transformatorowych.

Innym układem jest przesuwnik z rys.4. Przy założeniu, że dzielnik napięciowy DN dzieli napięcie U_1 dokładnie na połowę (uzwojenie z odczepem w środku), otrzymuje się transmitancję układu:

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR} = \frac{1}{2} \cdot -j \arctg \omega CR \quad (3)$$



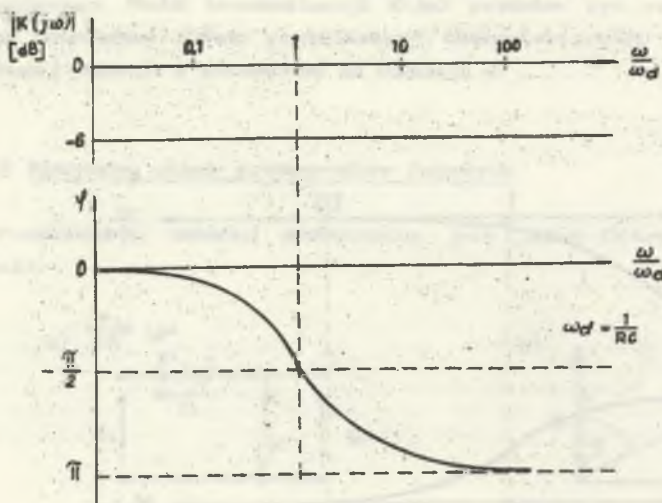
Rys.3. Charakterystyki amplitudowe i fazowe filtra górnoprzepustowego
 Fig.3. Frequency characteristics of high-pass filter



Rys.4. Przesuwnik fazowy z dzielnikiem napięcia (DN - dzielnik napięcia dzielący napięcie wejściowe dokładnie na połowę)
 Fig.4. Phase shifter based on precision voltage divider (DN - precision voltage divider)

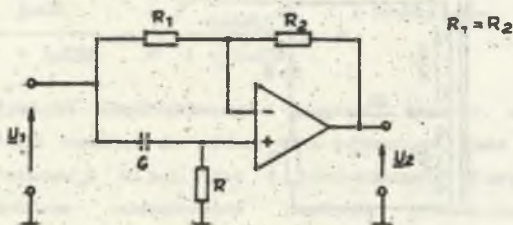
Charakterystykę amplitudowo-fazową układu przedstawiono na rys.5. Wynika z niej, iż moduł transmitancji przesuwnika nie zależy od częstotliwości i jest równy $K(j\omega) = 1/2$. Przesunięcie fazowe zależy od częstotliwości oraz od parametrów R i C . Jeśli $\omega = 1/RC$, to przesunięcie fazy wynosi $-\pi/2$. Należy zauważyć, iż funkcja (rys.5) posiada w punkcie $\omega = 1/RC$ punkt przegięcia, co jest niekorzystne z punktu widzenia stabilności

przesunięcia fazy w funkcji zmian ω , R, C.



Rys.5. Charakterystyki amplitudowe i fazowe układu z rys.4
Fig.5. Frequency characteristics of phase shifter from fig.4

Modyfikacją układu z rys.4 jest układ przedstawiony na rys.6.



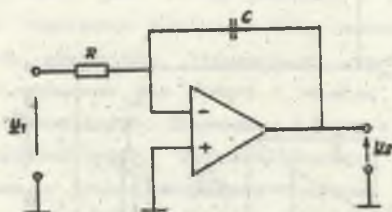
Rys.6. Układ przesuwnika fazowego ze wzmacniaczem operacyjnym
Fig.6. Phase shifter based on operational amplifier

Jego transmitancja ma postać:

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR} = e^{-j 2 \arctg \omega CR} \quad (4)$$

Moduł tej transmitancji jest w całym zakresie równy 1, natomiast jej faza zależy od częstotliwości i parametrów R, C. Dla $\omega = 1/RC$ przesunięcie fazy

wynosi $-\pi/2$, w tym punkcie funkcja $\mathcal{F}(\omega)$ posiada punkt przecięcia, co pogarsza stałość przesunięcia fazy w funkcji przypadkowych zmian ω . R. C. Kolejnym układem, który może spełniać funkcję przesuwnika fazy jest integrator (rys.7).



Rys.7. Podstawowy układ integratora
Fig.7. Basic integrator circuit

Jego transmitancja jest dana równaniem:

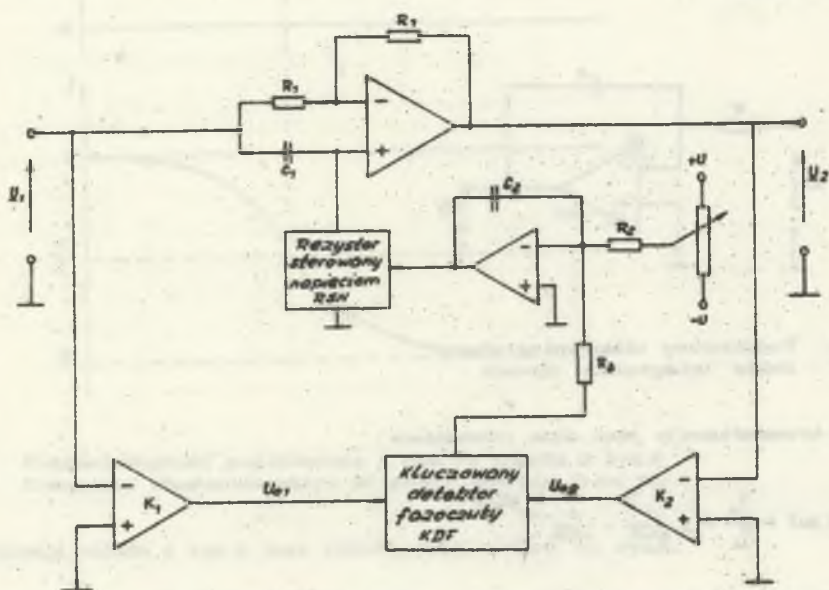
$$\underline{K}(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = j \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{\omega CR} e^{-j\pi/2} \quad (5)$$

W przypadku integratora idealnego moduł transmitancji ma nachylenie -6 dB na oktawę, natomiast przesunięcie fazowe jest stałe i wynosi $\pi/2$.

3. Układ przesuwnika fazowego o przesunięciu fazy niezależnym od częstotliwości

Przedstawione układy przesuwników charakteryzowały się zależnością przynajmniej jednego z parametrów od pulsacji ω . Ponieważ w niektórych zastosowaniach jest to niedopuszczalne, autorzy zaprojektowali i zbadali przesuwnik fazowy o module transmitancji i przesunięciu fazowym niezależnym od częstotliwości w określonym przedziale jej zmian. Uproszczony schemat ideowy przesuwnika przedstawiono na rys.8. Zasadniczym elementem układu jest przesuwnik z rys.6. Zapewnia on niezależność modułu transmitancji od częstotliwości (moduł ten jest stałe równy jedności). Ponieważ przesunięcie fazy dla określonej częstotliwości ω zależy od wartości R lub C, układ zapewnia samoczynne dostrajanie parametru R do wolnych zmian częstotliwości ω (przy ustalonej wartości C). Do tego celu służy rezystor sterowany napięciem (RSN). Regulację samoczynną zrealizowano wykorzystując kluczowany detektor fazoczuły [1], [3]. Na wejścia detektora doprowadzo-

ne są, po uformowaniu przez szybkie komparatory K_1 i K_2 , sygnały wejściowe i wyjściowe przesuwnika.

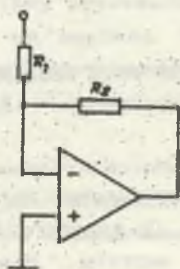


Rys.8. Uproszczony schemat przesuwnika fazowego
Fig.8. Simplified schematic diagram of frequency-independent phase shifter

Składowa stała napięcia wyjściowego detektora fazoczułego zmienia się proporcjonalnie do przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałem wejściowym i wyjściowym. Dla przesunięcia fazy równego $-\pi/2$ osiąga wartość zero [3]. Dla przesunięć fazowych równych 0 oraz $-\pi$ odpowiadające im wartości składowych stałych napięcia wyjściowego są równe co do modułu, lecz mają przeciwny znak. Przebieg wyjściowy detektora jest całkowany w integratorze. Napięcie wyjściowe integratora steruje rezystancją R przesuwnika. Zastosowany układ samoczynnej regulacji zapewnia zachowanie stałego przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałem wejściowym i wyjściowym o kąt równy $-\pi/2$. Przewidziano możliwość nastawienia innej wartości kąta przesunięcia fazowego. Do tego celu służy potencjometr P (rys.8). Zastosowanie integratora w pętli sprzężenia zwrotnego redukuje do zera błąd ustalony. ale pogarsza dynamikę układu automatycznej regulacji fazy.

4. Realizacja i właściwości układu modelowego przesuwnika

Zrealizowany układ przesuwnika zapewnia utrzymanie stałego przesunięcia fazy równego $-\pi/2$ z błędem bezwzględnym mniejszym niż 1 mrad w przedziale częstotliwości od 900 do 1100 Hz. W podanym zakresie częstotliwości moduł transmitancji jest równy jedności z błędem względnym mniejszym niż 1%. Podane wartości błędów można zminimalizować po zastosowaniu jakościowo lepszych elementów. Wzmacniacz operacyjny pracujący w układzie powinien charakteryzować się dużym i stałym wzmocnieniem w zakresie częstotliwości pracy przesuwnika. Zapewnia to zmniejszenie zależności modułu transmitancji od częstotliwości. Zminimalizowanie błędu fazowego jest uzależnione od starannego zaprojektowania fazowej pętli sprzężenia zwrotnego (detektora fazoczułego [3], integratora [2], komparatorów). Szerokość przedziału częstotliwości, w którym układ utrzymuje stałą wartość fazy jest zależna od zakresu zmian rezystancji sterowanej napięciem. Pasma częstotliwości można zmieniać poprzez zmianę pojemności C. Rezystor RSN powinien być liniowy, gdyż od charakterystyki tego elementu zależy wielkość zniekształceń wprowadzanych przez układ. W rozwiązaniu modelowym zastosowano oryginalny układ rezystora sterowanego napięciem, w którym wykorzystano efekt Millera (rys.9).



Rys.9. Koncepcja układu rezystora sterowanego napięciem
Fig.9. Idea of voltage-controlled resistor

Zniekształcenia nieliniowe wnoszone przez układ są mniejsze niż 0,5%.

5. Uwagi o zastosowaniu przesuwnika

Zastosowanie przesuwnika jest uniwersalne, gdyż zapewnia on przesunięcie fazy względem wejściowego przebiegu sinusoidalnego zawarte w przedziale teoretycznie od 0 do $-\pi$. Praktycznie przedział ten mieści się w zakresie od $\pi/16$ do $5\pi/16$. Przesunięcie fazy i moduł transmitancji układu są

praktycznie stałe w przedziale częstotliwości od 900 do 1100 Hz. Pasmo częstotliwości pracy przesuwника może być w prosty sposób nastawiane poprzez zmianę pojemności C.

Przedstawiony układ przesuwника może być użyty np. w celu wytworzenia składowej ortogonalnej w układach magnetycznych komparatorów przepływów prądowych przeznaczonych do wzorcowania przekładników przemysłowych. Wymaga to przystosowania przesuwника do pracy w zakresie częstotliwości od 45 do 65 Hz, co można łatwo osiągnąć poprzez zmianę pojemności C.

LITERATURA

- [1] Praca zbiorowa. Podręcznik metrologii. WKŁ, Warszawa 1988.
- [2] Kulka Z., Nadachowski M.: Analogowe układy scalone. WKŁ, Warszawa 1985.
- [3] Met A.: Analogowy przetwornik fazy o dużej dokładności. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka z. 119. Gliwice 1991.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do redakcji dnia 8 kwietnia 1990 r.

ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ СО СДВИГОМ ФАЗЫ НЕЗАВИСИМЫМ ОТ ЧАСТОТЫ

Резюме

В статье рассмотрены системы применяемых до тех пор фазовращателей и их свойства. Предложен фазовращатель, у которого модуль передаточной функции и сдвиг фазы независимы от частоты. Модуль передаточной функции фазовращателя равен единице, а сдвиг фазы может устанавливаться в пределах $10^\circ + 170^\circ$. Представлены параметры построенной модели.

FREQUENCY INDEPENDENT PHASE SHIFTER

Summary

The state of art in standard phase shifters and their properties have been presented in this paper. New frequency independent phase shifter has been suggested. Its modulus of transmittance equals one and the phase shift may be set from 10° to 170° . Parameters and properties of the model have been presented.

Andrzej MET

ANALOGOWY PRZETWORNIK FAZY O DUŻEJ DOKŁADNOŚCI

Streszczenie. W artykule przeanalizowano układy analogowych przetworników fazy z sumowaniem oraz mnożeniem sygnałów prostokątnych. Przedstawiono układ prostego analogowego przetwornika fazy z mnożeniem sygnałów prostokątnych, który charakteryzuje się małym błędem przetwarzania. Do mnożenia sygnałów wykorzystano wzmacniacz operacyjny z kluczem tranzystorowym, co umożliwiło wyeliminowanie drogiego układu mnożącego. Napięcie wyjściowe przetwornika jest liniową funkcją przesunięcia fazowego. Może ono przyjmować wartości dodatnie i ujemne, przy czym dla przesunięcia fazowego 90° jest równe zero. Właściwość ta jest bardzo korzystna przy zastosowaniu przetwornika w pętli fazowego sprzężenia zwrotnego.

1. Wstęp

Analogowe przetworniki fazy przetwarzają przesunięcie fazy między dwoma przebiegami sinusoidalnymi na napięcie. Przetwarzanie przesunięcia fazowego między dwoma przebiegami niesinusoidalnymi jest niecelowe, ponieważ nie daje ono żadnej informacji o przesunięciu fazowym między poszczególnymi harmonicznymi.

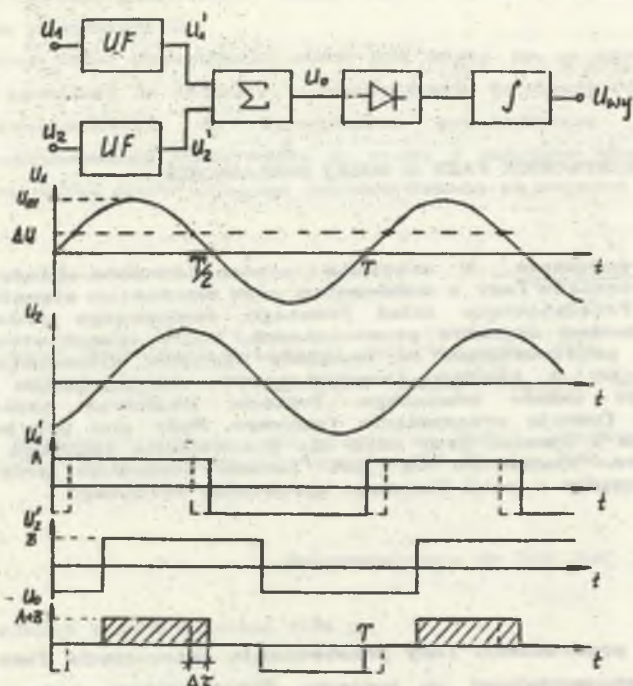
Stopniami wejściowymi elektronicznych przetworników fazy są najczęściej układy formujące, zamieniające sinusoidalne przebiegi wejściowe w przebiegi prostokątne (rys.1) zgodnie z zależnością:

$$u'_1 = A \operatorname{SGN}(u_1), \quad (1)$$

przy czym dla sygnału sinusoidalnego:

$$u'_1 = A \operatorname{SGN}[U_m \sin(\omega t + \varphi)] \quad (2)$$

W literaturze [1], [2], [3] najczęściej przedstawiane są przetworniki, które działają na zasadzie sumowania uformowanych napięć prostokątnych. Każda napięć prostokątnych jest następnie prostowana i usredniana (rys.1)



Rys.1. Przetwornik fazy z sumowaniem napięć prostokątnych - schemat blokowy oraz przebiegi czasowe

Fig.1. Phase converter with square-wave voltages summation - block and timing diagrams

Wartość średnia wyprostowanej sumy napięć jest równa:

$$\bar{u}_{vy} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = (A + B) \left(\frac{1}{2} - \frac{\mathcal{J}}{360} \right), \quad (3)$$

gdzie: \mathcal{J} - jest przesunięciem fazowym wyrażonym w stopniach.

Ponieważ napięcie wyjściowe może mieć tylko wartości dodatnie, zależność (3) jest prawdziwa tylko dla $\mathcal{J} \in (0, 180)$. W przedziale $(0, 360)$ napięcie wyjściowe określa zależność:

$$U_{vy} = \text{ABS} \left[(A + B) \left(\frac{1}{2} - \frac{\mathcal{J}}{360} \right) \right] \quad (4)$$

Napięcie sinusoidalne u_1 (lub u_2) może zawierać składową stałą ΔU (rys.1).

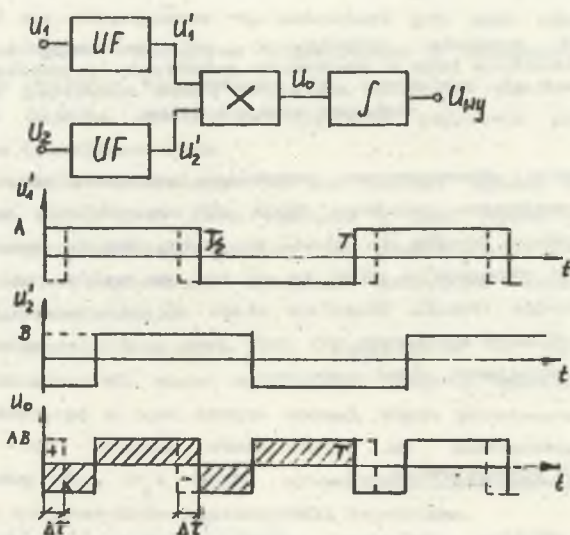
Wówczas napięcie prostokątne na wyjściu układu formującego u_1 ma wypełnienie różne od $1/2$ (rys.1 - linia przerywana). Taki sam efekt wywołuje napięcie niezrównoważenia komparatora układu formującego. Zjawisko to powoduje, że przebieg prostokątny na wyjściu prostownika skraca się (lub wydłuża) o czas ΔT , co jest przyczyną powstania addytywnego błędu przetwarzania. Wartość tego błędu określa zależność:

$$\Delta \varphi = \arcsin (\Delta U / U_m) \quad (5)$$

Natomiast błąd multiplikatywny może spowodować niestabilna wartość amplitud A lub B przebiegów prostokątnych.

2. Przetwornik fazy wykorzystujący układ mnożący

Innym rozwiązaniem przetwornika fazy jest wykorzystanie do jego budowy układu mnożącego (rys.2).



Rys.2. Przetwornik fazy z mnożeniem napięć prostokątnych - schemat blokowy oraz przebiegi czasowe

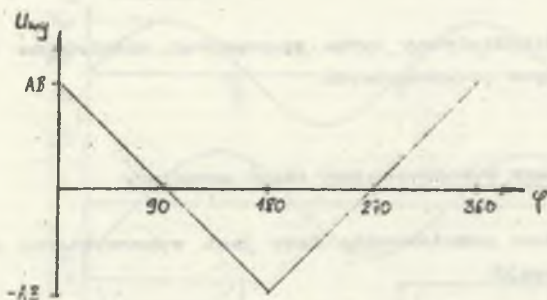
Fig.2. Phase converter with square-wave voltages multiplication - block and timing diagrams

Uformowane zgodnie z zależnością (2) napięcia wejściowe doprowadzone są do wejść układu mnożącego. Wartość średnia napięcia na wyjściu układu

mnożącego jest równa:

$$U_{vy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_D(t) dt = A B \left(1 - \frac{\varphi}{90}\right) \quad (6)$$

Równanie (6) jest prawdziwe dla $\varphi \in (0, 180)$. Pełny zakres zmian napięcia na wyjściu układu uśredniającego dla $\varphi \in (0, 360)$ przedstawia rys.3.



Rys.3. Zależność napięcia wyjściowego od przesunięcia fazowego dla przetwornika fazy z mnożeniem przebiegów prostokątnych

Fig.3. Output voltage vs. phase shift for phase converter with square-wave voltages multiplication

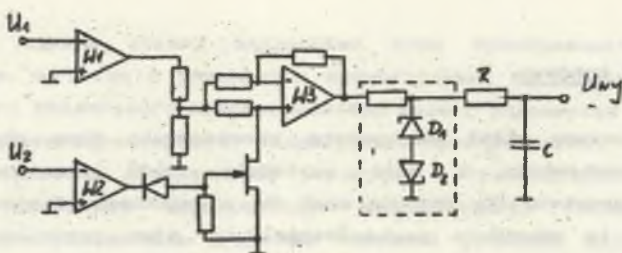
Zmiana wypełnienia uformowanego przebiegu prostokątnego (rys.2 - linia przerywana) spowodowana składową stałą ΔU nie zmienia wartości średniej napięcia wyjściowego. Wynika to stąd, że jeden impuls prostokątny zostaje wydłużony a drugi skrócony o czas Δt co nie ma wpływu na wartość średnią napięcia wyjściowego (rys.2). Składowa stała ΔU nie powoduje więc błędów w przetworniku z układem mnożącym, co jest jego zaletą w porównaniu z przetwornikiem wykorzystującym układ sumujący.

3. Konstrukcja przetwornika

Dokładne i szybkie analogowe układy mnożące są drogie i trudno dostępne. Wykorzystując fakt, że mnożone są dwa sygnały prostokątne o stałej amplitudzie do mnożenia ich można użyć wzmacniacza operacyjnego, którego wzmocnienie jest przełączane z wartości 1 na -1.

Schemat układu przetwornika fazy wykorzystującego taki uproszczony układ mnożący przedstawiony jest na rys.4. Wzmacniacze operacyjne W1 i W2 spełniają funkcje układów formujących (komparatorów) i zamieniają wejściowe napięcia sinusoidalne na przebiegi prostokątne. Przebieg wyjściowy z wzmacniacza W1 jest doprowadzony do wejścia wzmacniacza W3, które-

go wzmacnienie może przyjmować wartości 1 i -1. Przebieg wyjściowy z wzmacniacza W2 doprowadzony jest do bramki tranzystora polowego, który pełni funkcję klucza.



Rys.4. Schemat przetwornika fazy z mnożeniem przebiegów prostokątnych
Fig.4. Phase to voltage converter with square-wave voltages multiplication - schematic diagram

Jeżeli napięcie na wyjściu wzmacniacza W2 jest dodatnie klucz jest zabłądzony i układ ma wzmacnienie -1, natomiast gdy jest ujemne klucz jest wyłączony i układ jest wtórnikiem napięciowym o wzmacnieniu 1. Dzielnik rezystancyjny na wyjściu wzmacniacza W1 zmniejsza (o połowę) napięcie doprowadzone do wejścia układu, co zapewnia poprawną pracę (całkowite wyłączenie) klucza tranzystorowego.

Napięcie na wyjściu wzmacniacza W3 ma kształt zgodny z napięciem u_0 przedstawionym na rys.2, przy czym wartość B jest równa jedności. Wypełnienie przebiegu prostokątnego zależy od przesunięcia fazowego między napięciami wejściowymi natomiast wartości szczytowe dodatnie i ujemne powinny być stałe i równe sobie.

Niestabilność napięć zasilania lub rezystorów w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza W3 może spowodować zmianę wartości szczytowych przebiegu prostokątnego a tym samym wzrost błędu przetwarzania. Aby temu zapobiec można na wyjściu wzmacniacza W3 zastosować symetryczny ogranicznik diodowy (D_1, D_2). Diody ogranicznika powinny mieć jednakowe napięcia Zenera i znikomo małe współczynniki termiczne.

Ostatnim elementem toru przetwarzania jest układ usредniający (R, C). Stała czasowa układu usредniającego powinna być dobrana stosownie do częstotliwości sygnału wejściowego, ponieważ jej nadmierna wartość ogranicza dynamikę przetwornika.

Błąd przetwarzania przetwornika fazy przedstawionego na rys.4 przy napięciach wejściowych od 0,5 do 10 V i częstotliwości od 50 do 1000 Hz jest mniejszy od jednego stopnia. Zastosowane wzmacniacze operacyjne powinny mieć szybkość narastania napięcia wyjściowego rzędu 10 V/ μ s (np. TL084).

Zależność napięcia wyjściowego od przesunięcia fazowego jest liniowa

zgodna z zależnością przedstawioną graficznie na rys.3, przy czym napięcia wyjściowe dla $\varphi = 0$ i $\varphi = 180^\circ$ są zależne od napięć Zenera zastosowanych diod.

4. Uwagi końcowe

Przedstawiony układ analogowego przetwornika fazy charakteryzuje się prostą konstrukcją i małą wartością błędu przetwarzania. Napięcie wyjściowe przetwornika zmienia znak dla przesunięcia fazowego równego 90° . Właściwość ta umożliwia zastosowanie tego typu przetwornika w układach z fazową pętlą sprzężenia zwrotnego [4]. Zamiast analogowego układu mnożącego można zastosować cyfrowy układ realizujący funkcję "ALBO" (Exclusive-or). Konieczne jest wtedy doprowadzenie dodatkowego napięcia zasilania oraz odpowiednia konwersja napięć wejściowych i wyjściowych układu cyfrowego. Zastosowanie na wejściach układu mnożącego dzielników częstotliwości (przez dwa) pozwala na rozszerzenie liniowego zakresu przetwarzania od 0 do 360° . Napięcie wyjściowe zmienia wówczas znak przy przesunięciu fazowym równym 180° .

LITERATURA

- [1] Zimmermann R.: Przyrządy pomiarowe radiotechniki. WKŁ, Warszawa 1965.
- [2] Jellonek A., Karkowski Z.: Miernictwo radiotechniczne. WNT, Warszawa 1972
- [3] Praca zbiorowa pod redakcją M. Plucińskiego: Podstawy metrologii elektrycznej. Skrypt Politechniki Śląskiej, Gliwice 1978.
- [4] Met A., Kampik M.: Przesuwnik fazowy o przesunięciu fazy niezależnym od częstotliwości. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka z. 119, Gliwice 1991.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Jerzy Jaskulski

Wpłynęło do redakcji dnia 8 kwietnia 1990 r.

Резюме

В статье сделан анализ аналоговых схем преобразователей фазы с суммированием, а также с умножением прямоугольных сигналов. Представлена схема простого аналогового преобразователя фазы с умножением прямоугольных сигналов, которую характеризуют малые ошибки преобразования. Для умножения сигналов использован операционный усилитель с транзисторным ключом. Это позволяет исключить дорогостоящую умножительную систему. Выходное напряжение преобразователя является линейной функцией фазового сдвига. Сдвиг может быть положительным или отрицательным, а для 90° равен нулю. Это свойство очень выгодно при применении преобразователя в петле фазовой обратной связи.

ANALOGUE PHASE TO VOLTAGE CONVERTOR WITH SMALL ERROR

Summary

The analogue phase to voltage converters with adding and multiplying square-wave signals have been described in this paper. The simple analogue phase to voltage converter with multiplying square-wave signals have been presented. It is characterized by small conversion error. The use of a chopped op.amp. eliminates expensive multiplier. Output voltage is a linear function of the phase shift. Output signal may have positive or negative polarity (for the phase shift equal 90° the output voltage equals zero). This feature makes this converter very useful in phase closed-loop systems.

Jerzy ROJ

PRZYRZĄD MIKROPROCESOROWY DO POMIARU PRZEMIESZCZEŃ LINIOWYCH W ZAKRESIE 0 + 10 mm

Streszczenie. W artykule opisano sposób pomiaru oraz środki sprzętowe i programowe zastosowane dla celów mierzenia przemieszczeń liniowych w zakresie 0 + 10 mm z rozdzielczością 10^4 . Przyrząd składa się z czujnika przemieszczenia, którego sygnałem wyjściowym jest napięcie prostokątne o okresie zależnym w przybliżeniu liniowo od przemieszczenia oraz z mikrokomputera o budowie modularnej. Dzięki zastosowaniu standardowych modułów sprzętowych mikroprocesora Z-80 oraz wyspecjalizowanego oprogramowania uzyskano prostą konstrukcję przyrządu, który może być sprzężony z profesjonalnym mikrokomputerem wyposażonym w odpowiednie środki uruchamiania oprogramowania użytkowego. Zastosowanie programowej korekcji błędów liniowości czujnika pozwoliło na uzyskanie błędu pomiaru nie większego niż 0,06 %.

1. Wstęp

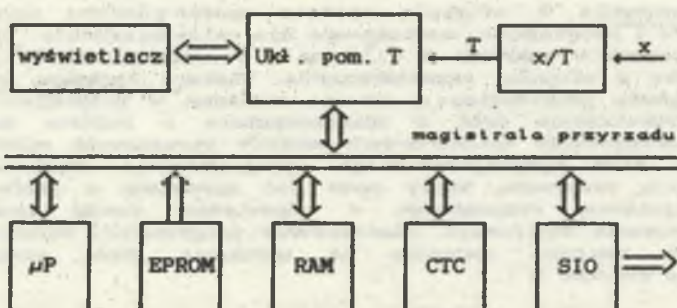
Użycie mikrokomputera do przetwarzania sygnału wyjściowego z czujnika oraz zastosowanie programowej korekcji jego błędów liniowości pozwoliło na zbudowanie przyrządu do pomiaru przemieszczeń liniowych o stosunkowo prostej konstrukcji i rozdzielczości 10^4 w zakresie przetwarzania 0 + 10 mm z błędem nie przekraczającym 0,06 %. W przyrządzie zastosowano czujnik działający na zasadzie zmiany pojemności kondensatora wewnętrznego na skutek zmiany wzajemnego położenia jego elektrod. Sygnał wyjściowy czujnika jest napięciem prostokątnym o okresie w przybliżeniu proporcjonalnym do przemieszczenia. Błąd liniowości czujnika jest rzędu 0,25 % i zależy od jego parametrów konstrukcyjnych oraz temperatury. Blizsze dane na temat konstrukcji czujnika oraz parametrów metrologicznych podano w pracy [4].

2. Struktura przyrządu

Przyrząd mikroprocesorowy do pomiaru przemieszczeń liniowych został zbudowany w oparciu o kasete uniwersalną typu ZAZ prod. POLON o wymiarach: 265 x 173 x 210 mm, wyposażoną w magistralę umożliwiającą sprzężenie ze sobą do 12 modułów. Na przyrząd składają się następujące moduły:

- układ do pomiaru okresu sprzężony z czujnikiem przemieszczenia wyposażony w wyświetlacz wyniku pomiaru,
- mikrokomputer jednokartowy, zbudowany na mikroprocesorze Z-80 i zawierający 8kB pamięci typu RAM, 16 kB pamięci typu EPROM, układ liczników programowalnych CTC oraz moduł transmisji szeregowej SIO.
- zasilacz.

Strukturę urządzenia przedstawiono na rys.1.



Rys.1. Schemat blokowy przyrządu mikroprocesorowego do pomiaru przemieszczeń liniowych

Fig.1. The block diagram of the intelligent instrument for measuring linear displacements

Budowa oraz oprogramowanie przyrządu stwarza wiele możliwości jego wykorzystania. Oprócz swego podstawowego zadania, tj. pomiaru przemieszczenia, przyrząd może pracować jako częstotściomierz, samodzielny mikrokomputer, współpracować z monitorem alfanumerycznym oraz z innymi urządzeniami mikroprocesorowymi poprzez szeregowy układ we/wy Z-80 SIO.

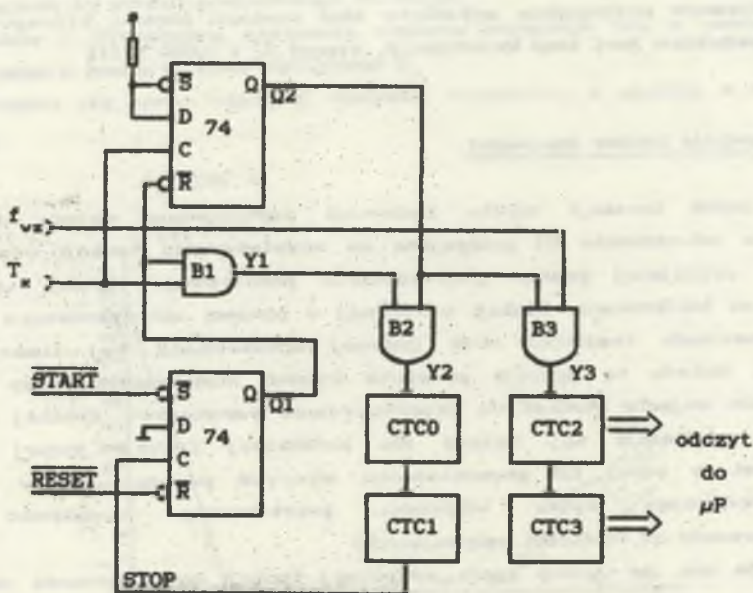
3. Sposób pomiaru okresu

Do pomiaru okresu przebiegu prostokątnego zastosowano w przyrządzie moduł liczników programowalnych Z-80 CTC, który składa się z 4 niezależnych, ośmiobitowych liczników wraz z układami sterującymi. Każdy z liczników w zależności od wstępnego zaprogramowania, może pracować jako licznik odejmujący, liczący impulsy wprowadzane z zewnątrz lub jako układ czasowy,

będący licznikiem odejmującym, zliczającym impulsy zegara systemowego. Istotnymi własnościami liczników modułu CTC są ponadto:

- możliwość odczytu stanu wszystkich liczników w dowolnej chwili ich pracy,
- wstępny podział przez 16 lub 256 częstotliwości wejściowej każdego z liczników zaprogramowanych, jako układ czasowy,
- inicjacja zliczania w trybie jako układ czasowy (w zależności od wstępnego zaprogramowania) przez narastające lub opadające zbocze na odpowiednim wejściu bramkującym,
- generowanie pojedynczego impulsu wyjściowego w chwili osiągnięcia stanu zerowego na wyjściu ZC/TO (za wyjątkiem kanału 3).

Wymienione powyżej własności modułu CTC wykorzystano realizując układ do pomiaru okresu, który przedstawiono na rys.2.



Rys.2. Sposób realizacji pomiaru okresu

Fig.2. The method used for measuring the period

Układ ten działa na zasadzie zliczania impulsów o częstotliwości wzorcowej f_{vz} w czasie określonym przez wielokrotność okresu sygnału wejściowego T_x . Wszystkie liczniki modułu CTC pracują jako liczniki zdarzeń zewnętrznych. Impuls START powoduje pojawienie się na wyjściu pierwszego przerzutnika Q_1 stanu wysokiego i otwarcie bramek B1. Pierwsze narastające zbocze przebiegu mierzonego U_x , które pojawi się po impulsie START spowo-

duże przejście wyjęcia drugiego przerzutnika Q_2 w stan wysoki i otwarcie bramek: B2 i B3. Liczniki CTC2 i CTC3 rozpoczynają zliczanie impulsów przebiegu mierzonego U . Po zliczeniu zadanej liczby impulsów, licznik CTC1 generuje sygnał STOP, który powoduje pojawienie się na wyjściu pierwszego przerzutnika Q_1 stanu niskiego. Pociąga to za sobą zamknięcie bramki B1 oraz pojawienie się stanu niskiego na wyjściu Q_2 drugiego przerzutnika, co powoduje zamknięcie bramek B1 i B2. Można tak dobrać wielokrotność okresu mierzonego dla danej częstotliwości wzorcowej, by zawartość liczników CTC2 oraz CTC3 wskazywała bezpośrednio wartość okresu mierzonego.

Niedokładność tak zrealizowanego sposobu pomiaru okresu zależy od następujących czynników:

- błędu wzorca częstotliwości,
- błędu kwantyzacji,
- błędu przetworzenia zliczonej liczby impulsów na wynik pomiaru.

W zbudowanym przyrządzie wypadkowy błąd pomiaru okresu, którego dominującym składnikiem jest błąd kwantyzacji, wynosi $\delta_T^0 = 0,007 \% [4]$.

4. Korekcja błędów liniowości

Dla celów korekcji błędów liniowości zastosowano metodę opartą na zasadzie odtwarzania [6] polegającą na rozwiązywaniu funkcji odwrotnej do funkcji opisującej proces przetwarzania pomiarowego. Istota tej metody polega na tablicowaniu funkcji odwrotnej w pamięci mikroprocesora w wybranych punktach (węzłach) oraz liniowej aproksymacji tej funkcji między węzłami. Metodę tę cechuje prostota działań numerycznych przy względnie niewielkim zajęciu pamięci na przechowywanie parametrów. Poniżej w skrócie opisano realizację tej metody dla nieliniowej funkcji jednej zmiennej, natomiast w pracy [2] przedstawiono algorytm postępowania w przypadku wielowymiarowego opisu własności przetwornika (zależność funkcji przetwarzania od wielkości wpływających).

Zakłada się, że ogólny zapis odwrotnej funkcji przetwarzania ma postać:

$$x = F(y) \quad (1)$$

gdzie x jest wielkością wejściową, natomiast y wielkością wyjściową przetwornika. Zmienna y w obszarze swojej zmienności jest reprezentowana w wybranych, równooddalonych węzłach przez ciąg próbek:

$$y_0(1), \dots, y_0(n_y), \dots, y_0(N_y) \quad (2)$$

gdzie N_y jest liczbą węzłów

Ocene wielkości wejściowej uzyskuje się na podstawie wyrażenia:

$$\hat{x} = \hat{x}_0 + S_y \Delta y, \quad (3)$$

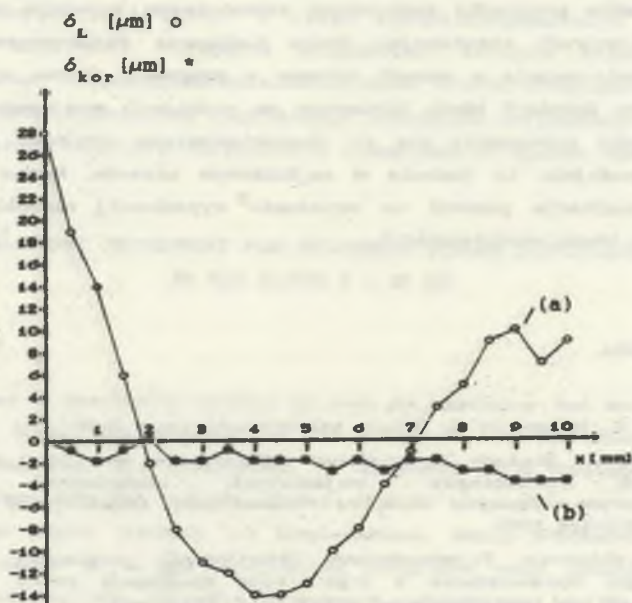
które opisuje procedurę przybliżonego rozwiązywania równania (1), gdzie \hat{x}_0 jest oceną wartości x_0 uzyskaną w wyniku rozwiązania równania (1) w węzle, S_y przybliżonym nachyleniem charakterystyki funkcji odwrotnej między węzłami, a ponadto zachodzi:

$$\Delta y = \bar{y} - y_0, \quad (4)$$

gdzie \bar{y} jest wynikiem pomiaru wielkości wyjściowej, y_0 jest odpowiednią wartością węzłową.

Procedura korekcji błędów statycznych składa się z 3 etapów:

1. Na podstawie wyników pomiarowych wyznacza się wartość węzłową y_0 oraz odległość Δy wyniku pomiarowego od węzła.
2. Zgodnie z wyznaczoną wartością węzłową odszukuje się w pamięci mikroprocesora ocenę \hat{x}_0 oraz nachylenie S_y .
3. Wyznacza się ocenę wartości wielkości wejściowej \hat{x} zgodnie z wyrażeniem (3).



Rys.3. Wykres wypadkowego błędu pomiaru przemieszczenia. Krzywa (a) - bez korekcji. Krzywa (b) - z korekcją błędów liniowości

Fig.3. Resultant error the displacement.(a) - without correction, (b) - with correction

Praktyczne zastosowanie wyżej opisanej węzłowej metody korekcji błędów statycznych w wykonanym przyrządzie do pomiaru przemieszczeń liniowych pozwoliło na zmniejszenie błędu liniowości do wartości $\delta_{kor}^{\circ} = 0,04 \%$ (bez korekcji maksymalny błąd liniowości wynosi $\delta_L^{\circ} = 0,28 \%$). Wykres błędu wypadkowego przemieszczenia w przypadku, gdy nie stosuje się korekcji przedstawia krzywa (a) na rys.3, natomiast krzywa (b) pokazuje wykres tego błędu po zastosowaniu korekcji.

5. Uwagi końcowe

Zastosowanie programowej korekcji błędów liniowości czujnika przemieszczenia pozwoliło na zmniejszenie wartości tych błędów w przybliżeniu o rząd. Dalsze zmniejszenie ich wartości jest możliwe drogą zwiększenia liczby węzłów, lecz w opisanych w artykule warunkach jest to zabieg niecelowy ponieważ po korekcji liniowości inne źródła błędów decydują o wypadkowej niedokładności pomiaru. Główne z nich związane są z temperaturowymi zmianami charakterystyki czujnika oraz histerezą tej charakterystyki. Błędy temperaturowe mogą być korygowane w sposób opisany w artykule. Należy w takim przypadku zastosować równoczesną korekcję błędów liniowości i temperaturowych rozwiązując drogą tablicową dwuargumentową, odwrotną funkcję przetwarzania w sposób opisany w pracy [2]. Można również tą drogą podjąć próby korekcji błędu histerezy na podstawie znajomości punktu pracy oraz kierunku poruszania się po charakterystyce czujnika. Przewiduje się, że autor podejmie te zadania w najbliższym okresie. Można sądzić, że ich pomyślna realizacja pozwoli na uzyskanie wypadkowej niedokładności pomiaru na poziomie błędu rozdzielczości.

LITERATURA

- [1] Fedyna K., Mizeracki M.: Układy mikroprocesorowe Z-80.
- [2] Jakubiec J.: Bieżące programowe odtwarzanie wartości chwilowych dynamicznych przebiegów wejściowych nieliniowych przetworników pomiarowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Nr 964, Elektryka z. 111, Gliwice 1988.
- [3] Praca zbiorowa: Pojemnościowy przetwornik pomiarowy przemieszczenia liniowego. Sprawozdanie z I-go etapu realizacji pracy w ramach CBPR 7:1 cel 60 p.n. koordynowanej przez PIAP Warszawa.
- [4] Roj J.: Przyrząd mikroprocesorowy do pomiaru przemieszczeń liniowych. Praca dyplomowa. Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej Politechniki Śląskiej, Gliwice 1989.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Michał Szyper

Wpłynęło do redakcji dnia 15 marca 1990 r.

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ
В ДИАПАЗОНЕ 0 + 10 ММ

Р е з ю м е

В статье описан способ измерения, а также технические и программные средства примененные для измерения линейных перемещений в диапазоне 0 + 10 мм с распределительностью 10^4 . Устройство состоит из датчика перемещения, выходном сигналом которого является прямоугольное напряжение с периодом зависящим приблизительно линейно от перемещения, а также из микрокомпьютера модульной конструкции. Благодаря применению стандартных модулей микропроцессора Z-80, а также специализированного программного обеспечения, построено несложное устройство, которое можно связать с профессиональных микрокомпьютером, оснащенный соответствующими средствами отладки программ. Применение программной коррекции погрешностей линейности датчика позволяет получить погрешность измерения не больше чем 0.06%

INTELLIGENT INSTRUMENT FOR MEASURING LINEAR DISPLACEMENT
IN THE RANGE 0 + 10 MM

S u m m a r y

In the paper a measuring method as well as hardware and software means for measuring linear displacement in the range 0 + 10 mm with the resolution 10^4 is described. The instrument is composed of a displacement sensor and a microcomputer. The output signal of the sensor is a voltage, which period depends about linearly on displacement. Using standard modules of the microprocessor Z-80 and specialized programs make possible receiving the simple construction of the instrument, which can be interfaced with professional microcomputer furnished to suitable development means. The programming correction of linearity errors makes possible providing the resultant error less then 0.06%

Paweł ZDANOWICZ

UKŁAD KOMPENSACYJNY DO POMIARU WSPÓLCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH

Streszczenie. W pracy opisano nowy kompensator do pomiaru współczynnika strat dielektrycznych i pojemności izolacji maszyn elektrycznych. Nowość rozwiązania polega na zastąpieniu elementów pasywnych kompensatora elementami aktywnymi sterowanymi mikroprocesorem, przy jednoczesnym zachowaniu ideal kompensatora napięć przemiennej o współrzędnych prostokątnych. Elementy aktywne zrealizowane zostały jako cyfrowe generatory napięć sinusoidalnych sterowane systemem mikroprocesorowym i synchronizowane fazą i modulem napięcia zasilającego układ pomiarowy. Opracowanie zawiera również podstawową analizę źródeł błędów w układach kompensacyjnych do pomiaru pojemności i tgδ oraz sposoby ich eliminacji poprzez zastosowanie systemu mikroprocesorowego.

1. Wstęp

Do parametrów określających stan izolacji maszyn elektrycznych pracujących przy wysokim napięciu, rzędu kV, zalicza się współczynnik strat dielektrycznych tgδ. Pomiarы tgδ określają całkowite straty badanego dielektryka tzn. sumę strat przewodnościowych, polaryzacyjnych i jonizacyjnych. Uwzględniając uzyskane wyniki pomiarów, badane elementy maszyn elektrycznych kwalifikuje się do dalszej produkcji lub odrzuca jako niepełnosprawne, niespełniające odpowiednich obowiązujących norm.

Pomiary pojemności C i współczynnika strat dielektrycznych tgδ izolacji maszyn elektrycznych cechują się pewnymi specyficznymi właściwościami, do których należy zaliczyć:

- wysokie napięcie zasilania rzędu kV,
- duże wartości natężenia prądu płynącego przez badany obiekt, rzędu A,
- małe wartości mierzonej pojemności, rzędu pF,
- duże wartości pojemności pasożytniczych itp.,
- wymagana wysoka dokładność i czułość układu pomiarowego.

Wspomniana specyfika pomiaru oraz wysokie wymagania odnośnie dokładności pomiaru implikują konieczność stosowania metod zerowych. Najczęściej stosuje się dwa rozwiązania do pomiaru C i tgδ, są to:

- mostki Scheringa równoważone ręcznie i automatycznie, o dokładności pomiaru tgδ rzędu $\pm 1\%$ i pojemności C $\pm 0,1\%$ [1],

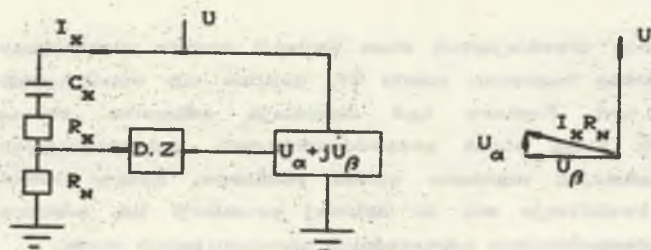
- magnetyczne komparatory prądów przemiennych, dokonujące pomiaru $\text{tg} \delta$ z dokładnością $\pm 1\%$ i pojemności z dokładnością $\pm 0,1\%$ [2].

Oba wymienione układy realizują pomiar badanej izolacji metodą bezpośredniego porównania z wysokonapięciowym kondensatorem wzorcowym, którego $\text{tg} \delta$ powinien być mniejszy lub równy 10^{-5} . Konieczność stosowania wzorcowej pojemności stanowi znaczne utrudnienie w konstrukcji podobnych układów w Polsce. Wynika to z braku krajowych producentów takich wzorców i bardzo wysokiej ich ceny za granicą.

Układami alternatywnymi w stosunku do mostków Scheringa i komparatorów magnetycznych są układy kompensacyjne napięcia przemiennego. Niniejszy artykuł jest poświęcony zaprezentowaniu nowej koncepcji mikroprocesorowego kompensatora do pomiaru C i $\text{tg} \delta$, izolacji maszyn elektrycznych pracujących pod wysokim napięciem.

2. Układ kompensacyjny do pomiaru C i $\text{tg} \delta$ przy wysokim napięciu

Zasada pomiaru pojemności C i współczynnika strat dielektrycznych $\text{tg} \delta$ kompensatorem napięcia przemiennego o współrzędnych prostokątnych (rys.1) polega na porównaniu napięcia wywołanego prądem I_x na oporniku R_N z odpowiednio przetworzonym napięciem zasilającym układ pomiarowy [3].



Rys.1. Kompensator napięcia przemiennego do pomiaru C i $\text{tg} \delta$ i wykres wektorowy napięć w stanie kompensacji
 Fig.1. AC voltage potentiometer for measuring C and $\text{tan} \delta$ and vector diagram of voltage in compensation state

Stan kompensacji opisuje równanie:

$$I_x R_N = U_\alpha + jU_\beta = lU + jsU, \quad (1)$$

gdzie: l i s są regulowanymi parametrami kompensatora umożliwiającymi uzyskanie stanu kompensacji.

Na podstawie równania (1) oraz wykresu wektorowego (rys.1) określić można

zależności na współczynnik stratności dielektrycznej $\operatorname{tg} \delta$ i pojemności C :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\operatorname{Re}(I_N)}{\operatorname{Im}(I_N)} = \frac{\operatorname{Re}(R_N I_N)}{\operatorname{Im}(R_N I_N)} = \frac{U_\alpha}{U_\beta} = \frac{1}{s}, \quad (2)$$

$$C = \frac{\operatorname{Im}(R_N I_N)}{R_N U_N \omega} = \frac{U_\beta}{R_N U_N \omega} = \frac{s}{R_N \omega}. \quad (3)$$

W praktycznych rozwiązaniach kompensatorów (napięć przemiennych o współrzędnych prostokątnych) do pomiaru C i $\operatorname{tg} \delta$ [3] parametr s jest wprost proporcjonalny do częstotliwości napięcia zasilającego.

$$s = s' \omega. \quad (4)$$

Po uwzględnieniu równania (4) równania (2) i (3) przekształcają się do postaci:

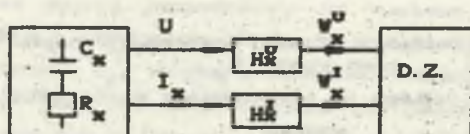
$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{s' \omega}, \quad (5)$$

$$C = \frac{s'}{R_N}. \quad (6)$$

W celu przeprowadzenia analizy źródeł błędów układu kompensatora autor proponuje zastosowanie modelu kompensatora uwzględniając uogólniony schemat strukturalny układów do pomiarów immitancji [4]. Na rys.2 przyjęto następującą konwencję oznaczeń:

H_x^U, H_x^I - transmitancje przetworników w torach przetwarzania sygnałów,

W_x^U, W_x^I - sygnały wyjściowe przetworników.



Rys.2. Schemat blokowy kompensatora do pomiaru C i $\operatorname{tg} \delta$

Fig.2. Block scheme of potentiometer for measuring C and $\operatorname{tg} \delta$

Dla omawianego kompensatora (rys.1) transmitancje przetworników opisuje się równaniami:

$$H_x^I = R_N, \quad (7)$$

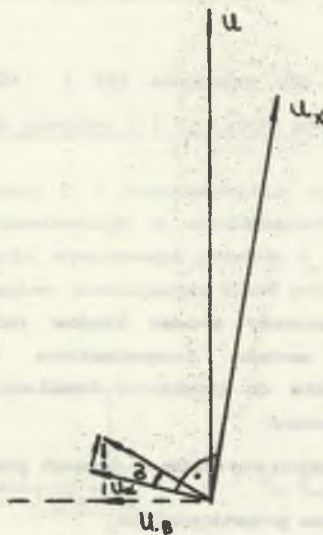
$$H_x^U = 1 + j\epsilon$$

(8)

Z zaprezentowanego modelu kompensatora oraz doświadczeń konstrukcyjnych wyróżnić można 3 grupy błędów kompensatora:

- 1) błędy przetworników H_x^I i H_x^U ,
- 2) błędy wynikające ze zmian częstotliwości napięcia zasilającego,
- 3) błędy wynikające ze znacznych pojemności pasozytniczych układu pomiarowego.

ad 1) Błąd przetwornika H_x^I wynika z wpływu rezystancji R_N na wartość mierzonego $\text{tg}\delta$ (por. rys.3).



Rys.3. Wykres wektorowy napięć w stanie kompensacji napięć z uwzględnieniem wpływu R_N

Fig.3. Vector diagram of voltage in compensation state with R_N taken into account

Wraz ze wzrostem wartości R_N wzrasta wartość błędu pomiaru $\text{tg}\delta$ izolacji maszyny elektrycznej. Przy założeniu, iż wpływ rezystancji R_N nie powinien spowodować błędu pomiaru $\text{tg}\delta$ większego od 10^{-4} oraz przy założeniu szeregowego modelu mierzonej pojemności i pominięciu pojemności (około 0,5 pF) i indukcyjności (około 0,08 μH) rezystora R_N można określić jego dopuszczalną wartość.

$$\omega C_x(R_x + R_N) - \omega C_x R_x \leq 10^{-6};$$

(9)

$$R_N \leq \frac{10^{-6}}{314} \cdot \frac{1}{C_x}$$

Dla pojemności izolacji maszyn elektrycznych (rzędu 100 pF do 1000 pF dla generatorów) dopuszczalna wartość rezystora R_N nie powinna przekraczać 300 Ω .

Istnienie indukcyjności i pojemności rozproszenia w rezystorze R_N powoduje, że ze zmianą częstotliwości zmienia się wartość rezystancji R_N . Zmiany wartości rezystancji następują również na skutek zmian temperatury rezystora R_N . Zależność opisująca impedancję rezystora R_N jest wówczas następująca:

$$Z_R = R_N + \Delta R + j \omega \tau R_N, \quad (10)$$

gdzie: ΔR - błąd bezwzględny rezystancji rezystora R_N wynikający z błędów wykonania rezystora R_N i zmian jego rezystancji od temperatury,

τ - stała czasowa rezystora R_N .

Błąd wynikający ze zmian temperatury i częstotliwości napięcia zasilającego określony jest zależnością [5]:

$$\delta R_N = \delta R_N + \delta R_{NT} + \frac{(\delta R_N + \delta R_{NT})^2}{2} + \frac{\omega^2 \tau^2}{2}, \quad (11)$$

gdzie: δR_N - błąd wykonania rezystora R_N ,

δR_{NT} - błąd stabilności termicznej rezystora R_N .

Błąd δR_N nie wpływa bezpośrednio na wartość mierzonego tg δ , natomiast wpływa, zgodnie z zależnością (6) na mierzoną wartość pojemności.

Błąd przetwornika H_x^U wynika z nieprostokątności wektorów napięć U_α i U_β . Brak kąta 90° jest następstwem elementów pasożytniczych w parametrach l i s kompensatora (np. pojemność... w indukcyjności wzajemnej).

Wraz ze zmianą częstotliwości napięcia zasilającego zmieniają się wartości elementów pasożytniczych, co w konsekwencji prowadzi do uchybów kątowych między wektorami U_α i U_β . Błąd przetwornika H_x^U wynikający z nieprostokątności wektorów napięć kompensujących [6] określa zależność:

$$\delta_1 = \frac{\sin(90^\circ - \angle(u_\alpha, u_\beta))}{2}. \quad (12)$$

Na przykład, gdy nieprostokątność wektorów wynosi 10, to $\delta_1 = 0,14 \%$

Na błąd przetwornika H_x^U wpływa również jakość wykonania elementów kom-

pensatora (dokładność określenia paramerów l i s kompensatora).

ad 2) Z zależności (5) i (6) wynika, iż zmiany częstotliwości zasilania wprowadzają błąd w wyznaczeniu rzeczywistej wartości $\text{tg}\delta$. Błąd ten określić można zależnością:

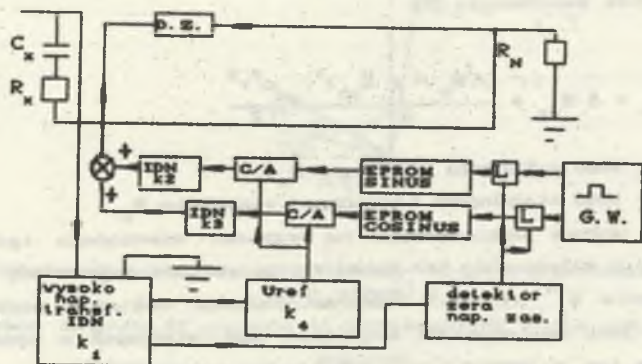
$$\delta_f = 1 - \frac{f}{f_0}, \quad (19)$$

gdzie f_0 jest rzeczywistą częstotliwością napięcia zasilającego.

ad 3) Błędy wynikające ze znacznych pojemności pasozytniczych układu pomiarowego określić można dla konkretnego rozwiązania kompensatora na drodze empirycznej. Pomiar pojemności pasozytniczych dokonuje się w kompensatorze przy obniżonym napięciu zasilającym i zwartej izolacji maszyny elektrycznej.

3. Mikroprocesorowy kompensator napięcia przemiennego do pomiaru C i $\text{tg}\delta$

Proponowane przez autora rozwiązanie mikroprocesorowego kompensatora do pomiaru C i $\text{tg}\delta$ przedstawione jest na rys.4.



Rys.4. Schemat blokowy mikroprocesorowego kompensatora do pomiaru C i $\text{tg}\delta$
 Fig.4. Block scheme of microprocessor potentiometer for measuring C and $\tan \delta$

Zasada działania układu polega na skompensowaniu napięcia na rezystorze R_N , wywołanym prądem I_x , sumą napięć U_α i U_β . Napięcia te są wytwarzane przez sterowany mikroprocesorem układ cyfrowych generatorów napięć sinusoidalnych i są one związane z napięciem zasilającym U zależnościami:

$$U_{\alpha} = U k_1 k_2 k_4, \quad (14)$$

$$U_{\beta} = jU k_1 k_3 k_4, \quad (15)$$

przy czym $l = k_1 k_2 k_3$ i $s = k_1 k_3 k_4$; k_1 - przekładnia napięciowa wysokonapięciowego transformatorowego dzielnika indukcyjnego, k_2, k_3 - przekładnie wyjściowych indukcyjnych dzielników napięć w torach generatorów napięć U_{α} i U_{β} , k_4 - stała przetwarzania układu prostownika i filtrów (rys.4).

Napięcia U_{α} i U_{β} są proporcjonalne do napięcia zasilającego U i mogą być zmienione poprzez zastosowanie indukcyjnych dzielników o przekładniach k_2 i k_3 .

Częstotliwości generowanych napięć U_{α} i U_{β} są ustalane poprzez odpowiednie zaprogramowanie liczników zliczających impulsy z generatora wzorcowego. Po zliczeniu liczby impulsów określonych wymaganą częstotliwością (równą aktualnej częstotliwości napięcia zasilającego) liczniki generują sygnały odczytu kolejnych wartości pamięci EPROM, które są podawane na wejścia przetworników C/A.

Faza napięcia U_{α} jest synchronizowana fazą napięcia zasilającego U . Synchronizację tę uzyskuje się poprzez zastosowanie detektora zmiany znaku napięcia zasilającego U z wartości ujemnych na dodatnie.

Przesunięcie fazowe między napięciami U_{α} i U_{β} uzyskuje się poprzez zastosowanie pamięci EPROM z wpisanymi funkcjami sinus i cosinus. Uwzględniając równania (14) i (15) w zależności (2) uzyskuje się:

$$\tan \delta = \frac{k_2}{k_3}, \quad (16)$$

a przy założeniu $U_{\alpha} = 0$ (w rzeczywistości $|U_{\alpha}| \ll |U_{\beta}|$) określić można mierzoną pojemność:

$$C = \frac{k_1 k_2 k_4}{R_n \omega}. \quad (17)$$

Zastosowanie systemu mikroprocesorowego i cyfrowych generatorów umożliwia:

- bezpośredni odczyt mierzonej pojemności i współczynnika stratności dielektrycznej,
- określenie rzeczywistej częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia zasilającego, co daje możliwość pominięcia błędu wynikającego ze zmian częstotliwości napięcia zasilającego,
- uzyskanie stabilnego przesunięcia fazowego między napięciami U_{α} i U_{β} ($\angle(U_{\alpha}, U_{\beta}) = 90^\circ$), co daje możliwość pominięcia błędu δ_1 ,
- prostej regulacji amplitud U_{α} i U_{β} ,
- uwzględnienie poprawek na pojemności pasozytnicze i inne błędy systematyczne kompensatora.

LITERATURA

- [1] TETTEX A.G.: Instrukcja obsługi automatycznego mostka Scheringa typ 2871.
- [2] TETTEX A.G.: Katalog firmowy, 1986.
- [3] Gotszalk R.: Pomiar strat jonizacji w izolacji generatorów wysokiego napięcia. Rozprawa doktorska. Politechnika Wrocławska, Wrocław 1962.
- [4] Szadkowski B.: Synteza metod pomiaru immitancji. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, z. 93, Gliwice 1984.
- [5] Miczułski W.: Analiza metrologiczna pomiaru $|Z|$ w układach z mikroprocesorem i jej weryfikacja na przykładzie wilgotnościomierza absorpcyjnego. Rozprawa doktorska. Politechnika Wrocławska, Wrocław 1988.
- [6] Szczepaniak C.: Kompensatory prądu przemiennego. WNT, Warszawa 1976.

Recenzent: doc.dr hab. inż. Brunon Szadkowski

Wpłynęło do redakcji dnia 3 kwietnia 1990 r.

КОМПЕНСАЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ

Резюме

В работе представлен микропроцессорный компенсатор для измерения коэффициента диэлектрических потерь и емкости изоляции электрических машин. Новизна решения заключается в замене пассивных элементов компенсатора активными элементами управляемыми микропроцессорной системой. Одновременно сохранена идея компенсатора переменных напряжений прямоугольными координатами. Активные элементы реализованы в виде цифровых генераторов синусоидального сигнала управляемых микропроцессорной системой и синхронизированных фазой и амплитудой напряжения питания. Проведен основной анализ источников ошибок в компенсационных схемах для измерения емкости и $\tan \delta$, а также рассмотрены методы исключения ошибок при использовании микропроцессорной системы.

POTENCIOMETER NETWORK FOR MEASURING
THE DIELECTRIC DISSIPATION FACTOR

Summary

New potentiometer network for measuring the capacitance and the dielectric dissipation factor on liquid and solid insulants, on cables capacitors, line transformers, etc. is described. Innovation of this solution is based on substituting passive component by active one. The active components have been built as digital generators of sinusoidal voltage. The active components are controlled by microcomputer, phase and amplitude power supply voltage being conserved. In this paper general sources of errors in potentiometer are described too.

Grzegorz NIESYTO

MIKROPROCESOROWY SYSTEM DO OBRÓBKİ WYNIKÓW SPRAWDZANIA WZORCA GRUPOWEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono system mikroprocesorowy sprzęgnięty z komparatorem transformatorowym służącym do sprawdzania wzorców grupowych indukcyjności i pojemności. Do budowy systemu wykorzystano modułarny mikrokomputer MISTER Z80 produkcji ZEG Tychy zbudowany w oparciu o mikroprocesor Z80. Zadaniem systemu jest gromadzenie i przetwarzanie danych pomiarowych pochodzących z komparatora transformatorowego oraz sporządzanie protokołów sprawdzania wzorca grupowego.

Istotnym składnikiem systemu jest oprogramowanie wyspecjalizowane na zadania specyficzne dla użytkownika wzorca grupowego. Oprogramowanie to umożliwia m.in.: wyznaczanie wartości grupowej, obliczanie estymatorów wartości elementów składowych wzorca oraz śledzenie zmian poszczególnych parametrów wzorca w kolejnych pomiarach.

1. Wstęp

Jednym z problemów użytkowania wzorców o najwyższych dokładnościach (etalonów) jest niestabilność długoterminowa wartości odtwarzanej. Jeżeli założyć się, że zmiany tej wartości w funkcji czasu mają charakter losowy i podlegają rozkładowi symetrycznemu względem wartości oczekiwanej, to polepszenie odtwarzalności uzyska się przez zastosowanie tzw. wzorca grupowego. Wzorcem grupowym nazywa się grupę wzorców danej wielkości o jednakowej wartości nominalnej, służących wspólnie do odtwarzania wartości wzorcowej. Podstawowym parametrem wzorca grupowego jest wartość grupowa. Jest ona równa średniej arytmetycznej danego parametru wzorców wchodzących w skład wzorca grupowego [2].

Użytkowanie wzorca grupowego wymaga przeprowadzenia okresowych pomiarów w obrębie wzorca, tzw. interkomparacji. Polegają one na pomiarze różnic pomiędzy wartościami wzorców składowych. Pomiarów te umożliwiają wyznaczenie estymatorów wartości wzorców składowych, w oparciu o wartość grupową. Wzorec grupowy jest w tym wypadku wzorcem nadrzędnym o niezmiennych wartości grupowej. Interkomparacje służą do uaktualnienia wartości wzorców składowych. Natomiast samą wartość grupową wzorca grupowego wyznacza się w oparciu o absolutne etalony liczebne.

W artykule omówiono system mikroprocesorowy przeznaczony do współpracy

z komparatorem transformatorowym, służącym do przeprowadzania interkomparacji dla czteroelementowego wzorca grupowego indukcyjności własnej. Przedstawiono procedury obliczeń dla wzorca czteroelementowego oraz scharakteryzowano podstawowe funkcje realizowane przez program.

2. Procedury obróbki wyników

Stosowanie wzorca grupowego wymaga przeprowadzenia czynności pomiarowych, które można podzielić na dwie grupy:

1) wyznaczenie początkowej wartości grupowej:

- a) wzorcowanie jednego z elementów składowych wzorca grupowego w oparciu o etalon zewnętrzny,
- b) wykonanie interkomparacji,
- c) wyznaczenie wartości grupowej,

2) wyznaczenie wartości wzorców składowych:

- a) wykonanie interkomparacji,
- b) wyznaczenie wartości odtwarzanych przez wzorce składowe na podstawie znajomości wartości grupowej.

Wyznaczanie nowej wartości grupowej wykonuje się co kilka lat. Przyjmuje się, że w międzyczasie wartość ta nie ulega zmianie. Natomiast wartości wzorców składowych wyznacza się co kilka miesięcy. Każdy z wzorców składowych może być następnie użytkowany, jako etalon nadrzędny w innych pomiarach.

Procedury obliczania wyników pomiaru wzorca grupowego zostały wyznaczone w oparciu o prace [2]. W niniejszym artykule przedstawiono procedury dla wzorca czteroelementowego.

W dalszych rozważaniach przyjmuje się następujące oznaczenia:

- m - liczba elementów wzorca,
- n - liczba interkomparacji,
- a_k - wartość k-tego elementu,
- \hat{a}_k - estymator wartości k-tego elementu,
- A - wartość grupowa wzorca,
- d - i-ty wynik porównania,
- h - j-ta reszta oznaczona.

Zakłada się ponadto, że wagi poszczególnych elementów są równe i wynoszą $\frac{1}{m}$

Pomiary w obrębie wzorca grupowego polegają na przeprowadzaniu interkomparacji, czyli pomiarze różnic wartości wielkości odtwarzanej pomiędzy poszczególnymi wzorcami składowymi (na zasadzie każdy z każdym). Dla wzorca składającego się z $m=4$ elementów można wykonać $n=6$ interkomparacji:

$$\begin{aligned}
 d_1 &= a_1 - a_2, \\
 d_2 &= a_1 - a_3, \\
 d_3 &= a_1 - a_4, \\
 d_4 &= a_2 - a_3, \\
 d_5 &= a_2 - a_4, \\
 d_6 &= a_3 - a_4.
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Wartości d_1, \dots, d_6 są obarczone błędami, w związku z tym celowe jest użycie wszystkich równań (1) celem wyznaczenia estymatorów wartości elementów składowych wzorca grupowego oznaczonych przez $\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_4$. Estymatory te podstawione do równań (1) dają wartości różniące się od rzeczywistych wyników porównań, co można wyrazić w postaci układu równań:

$$\begin{aligned}
 h_1 &= d_1 - (\hat{a}_1 - \hat{a}_2), \\
 h_2 &= d_2 - (\hat{a}_1 - \hat{a}_3), \\
 h_3 &= d_3 - (\hat{a}_1 - \hat{a}_4), \\
 h_4 &= d_4 - (\hat{a}_2 - \hat{a}_3), \\
 h_5 &= d_5 - (\hat{a}_2 - \hat{a}_4), \\
 h_6 &= d_6 - (\hat{a}_3 - \hat{a}_4).
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

Ponadto dla wartości grupowej zachodzi:

$$h_7 = 4A - (\hat{a}_1 + \hat{a}_2 + \hat{a}_3 + \hat{a}_4).
 \tag{3}$$

Estymatory \hat{a}_k są tak wyznaczone, aby suma kwadratów reszt h_1, \dots, h_7 była jak najmniejsza, tzn. zachodzi:

$$\sum_{i=1}^{n+1} h_i^2 = \min,
 \tag{4}$$

co oznacza, że pochodne cząstkowe względem wartości kolejnych elementów powinny być równe zero:

$$\frac{\partial \left[\sum_{i=1}^{n+1} h_i^2 \right]}{\partial \hat{a}_k} = 0, \quad \text{dla } i=1, \dots, n+1.
 \tag{5}$$

Stąd otrzymuje się:

$$\hat{a}_1 = A + \frac{1}{4} (d_1 + d_2 + d_3) ,$$

$$\hat{a}_2 = A + \frac{1}{4} (-d_1 + d_4 + d_5) ,$$

$$\hat{d}_3 = A + \frac{1}{4} (-d_2 - d_4 + d_6) ,$$

$$\hat{a}_4 = A + \frac{1}{4} (-d_3 - d_5 - d_6) .$$

(6)

Wartość grupową można wyznaczyć, gdy wartość jednego z elementów (zwykle a_1) zostaje określona poprzez porównanie z zewnętrznym etalonem odniesienia. Otrzymuje się wówczas:

$$A = a_1 - \frac{1}{4} (d_1 + d_2 + d_3) .$$

(7)

3. System mikroprocesorowy

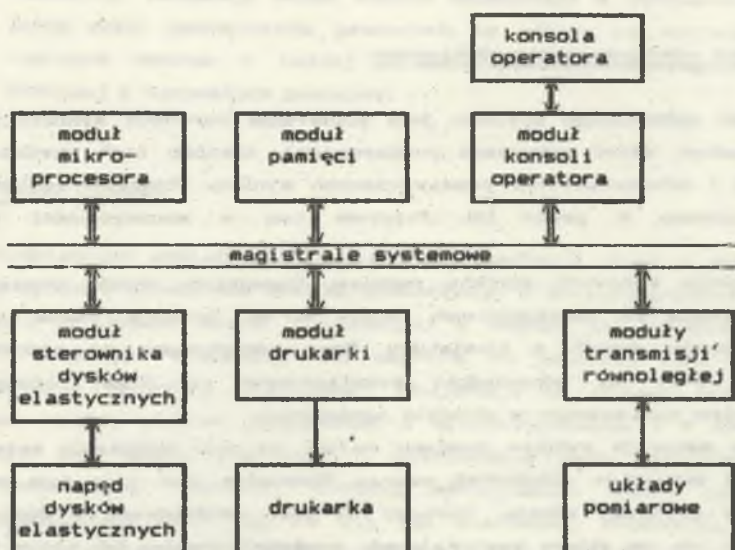
Opracowany system mikroprocesorowy ma na celu uproszczenie użytkowania wzorca grupowego przez wyeliminowanie czynności związanych z gromadzeniem i obróbką surowych wyników pomiaru. Zmniejsza to prawdopodobieństwo pomyłki, co przy pomiarach o najwyższych dokładnościach ma duże znaczenie. Należy zaznaczyć, że omawiany system mikroprocesorowy służy jedynie do wprowadzania i obróbki wyników pomiaru, natomiast sam pomiar jest wykonywany ręcznie (bez udziału systemu).

Do zadań systemu należą:

- a) gromadzenie wyników interkomparacji,
- b) obliczanie:
 - estymatora nowej wartości grupowej,
 - estymatorów wartości elementów składowych wzorca,
- c) zapamiętywanie na dysku wyników pomiaru,
- d) wydruk protokołu sprawdzania wzorca grupowego,
- e) określenie tendencji zmian poszczególnych parametrów wzorca.

Schemat blokowy systemu przedstawiono na rys.1. Jest to mikrokomputer wyposażony w napęd dysków elastycznych oraz drukarkę. Zastosowanie dysków elastycznych umożliwia łatwe gromadzenie danych pomiarowych. Na podstawie zgromadzonych danych możliwe jest przesledzenie zmian parametrów wzorców składowych w kolejnych pomiarach. Niezbędne jest również przechowywanie wartości grupowej, która jest wymagana do obliczeń po każdej interkomparacji. Drukarka służy do drukowania protokołów pomiaru. Do komunikacji mikrokomputera z układami pomiarowymi (komparatorem transformatorowym i mos-

tkiem L-C) zastosowano odpowiednie układy we-wy. Są to moduły transmisji równoległej. Za pośrednictwem tych modułów system odczytuje stan nastaw poszczególnych dekad układów pomiarowych.



Rys.1. Schemat blokowy systemu mikroprocesorowego
Fig.1. Block - diagram of the microprocessor based measurement system

Omawiany system jest zastosowany do współpracy z dwoma układami pomiarowymi - komparatorem transformatorowym i mostkiem do pomiaru pojemności. Ze względu na fakt, że oba te układy mają odmiennie zorganizowane kodowanie nastaw przełączników, okazało się konieczne zaprojektowanie dwóch modułów transmisji równoległej [3]. Mostek do pomiaru pojemności ma wyprowadzone dane w ten sposób, że stan każdej dekady jest reprezentowany przez 4 bity danych (w kodzie BCD). Ponieważ mostek posiada 19 przełączników, odpowiedni układ we-wy jest czterokrotnym multiplekserem o 19 wejściach i jednym wyjściu. Mostek transformatorowy posiada wydzielone przełączniki do odczytu nastaw. Wszystkie odczepy o jednakowych numerach poszczególnych przełączników są zwarte i wyprowadzone na złącze układu we-wy. Ślizgacze przełączników są również wyprowadzone na to złącze. W układzie we-wy odczepy przełączników są poprzez rezystory podłączone do zasilania. Stan tych odczepów jest odczytywany przez bufor układu we-wy, natomiast stan ślizgaczy jest wymuszany przez rejestr wyjściowy tego układu. Wybór przełącznika, który jest aktualnie odczytywany następuje przez podanie na jego ślizgacz stanu niskiego (na pozostałych ślizgaczach

musi występować stan wysoki). Jest to tzw. przeszukiwanie stanu dekad. Szczegółowe informacje na temat omawianych układów we-wy można znaleźć w pracy [3].

4. Własności oprogramowania użytkowego

Zadaniem opisywanego systemu jest pobieranie surowych wyników pomiarów (odczyt nastaw dekad przyrządu pomiarowego), obróbka tych wyników, zapamiętywanie i dokumentowanie przetworzonych wyników. Program realizujący te zadania opisano w pracy [3]. Program ten w szczególności realizuje zadania:

1. Gromadzenie surowych wyników pomiaru. Zasadniczo wyniki pomiarowe są przekazywane za pośrednictwem układu we-wy, istnieje jednak możliwość wprowadzania danych z klawiatury. Dane odczytywane za pośrednictwem układu we-wy są odpowiednio przetwarzane na liczby odpowiadające wartościom nastawionym w układzie pomiarowym.
2. Obróbka surowych wyników pomiaru mająca na celu obliczenia estymatorów wartości elementów składowych wzorca. Niezbędna jest przy tym znajomość wartości grupowej wzorca. Wartość ta jest odczytywana z dysku, jeżeli na dysku nie ma zbioru zawierającego wartość grupową lub zbiór ten jest pusty, to system żąda dokładnej wartości wzorca nr 1. Wartość ta musi być określona przez porównanie z etalonem zewnętrznym i służy do wyznaczenia wartości grupowej wg zależności (7), a następnie jest zapisywana na dysk. Obliczenie estymatorów wartości elementów składowych wzorca zgodnie z wyrażeniem (6) następuje na podstawie wartości grupowej obliczonej lub odczytanej z dysku.
3. Zapamiętywanie wyników pomiaru na dysku. Wyniki pomiarów są zapamiętywane na dysku w formie rekordów, gdzie każdy rekord reprezentuje pojedynczą serię pomiarową. W skład rekordu wchodzi:
 - data,
 - temperatura,
 - estymatory wartości odtwarzanej elementów składowych wzorca,
 - estymator wartości grupowej wielkości odtwarzanej wzorca.
4. Wydruk protokołu pomiaru. W protokole pomiaru są drukowane następujące dane:
 - data,
 - temperatura,
 - surowe wyniki pomiaru,
 - estymatory wartości odtwarzanej elementów składowych wzorca,
 - estymator wartości grupowej wielkości odtwarzanej wzorca.
5. Określenie tendencji zmian parametrów wzorca. Funkcja ta umożliwia przesledzenie zmian poszczególnych parametrów wzorca grupowego w

kolejnych pomiarach. Istnieją tu dwie opcje:

- określenie różnicy pomiędzy wynikami uzyskanymi w pewnej serii pomiarowej a wynikami serii bezpośrednio ją poprzedzającej,
- określenie tendencji zmian wzorca składowego z uwzględnieniem wszystkich serii pomiarowych, procedura ta polega na wyznaczeniu różnic wartości wzorca w każdej z serii pomiarowych względem wartości średniej z wszystkich pomiarów.

5. Uwagi końcowe

Przedstawiony system mikroprocesorowy realizuje jedno z możliwych rozwiązań sposobu sprzężenia mostka pomiarowego z mikrokomputerem. Ze względu na fakt, że liczba danych przesłanych z mostka do mikrokomputera jest mała, a szybkość transmisji nie odgrywa tu istotnej roli, możliwe jest zastosowanie transmisji szeregowej. Transmisja ta wymaga mniejszej liczby połączeń między układem pomiarowym a mikrokomputerem i w związku z tym mniejsza jest liczba przewodów i sterowników linii. Zastosowanie transmisji szeregowej umożliwia ponadto sprzęgnięcie układu pomiarowego z mikrokomputerami klasy IBM PC bez ich dodatkowej rozbudowy, ponieważ są one z reguły wyposażone w układ transmisji szeregowej.

Z zastosowaniem transmisji wiąże się konieczność wyposażenia układu pomiarowego w odpowiedni moduł, którego zadaniem jest odczyt nastaw poszczególnych przełączników i organizacja transmisji danych w postaci szeregowej.

LITERATURA

- [1] Dudziewicz J. (red): Etalony i pomiary wzorcowe wielkości elektrycznych. WKiŁ, Warszawa 1983.
- [2] Klarnier-Sniadowska M.: Metoda pomiarów etalonów grupowych zastosowana do odtwarzania jednostki indukcyjności. Materiały konferencyjne, PKNMiJ, Warszawa.
- [3] Niesyto G.: System mikroprocesorowy do obróbki wyników sprawdzania wzorca grupowego indukcyjności własnej. Praca dyplomowa. Politechnika Śląska, Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej, Gliwice 1988.

Recenzent: doc dr hab. inż. Michał Szyper

Wpłynęło do redakcji dnia 15 marca 1990 r.

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ОБРАБОТКИ ЗНАЧЕНИЙ ПРОВЕРКИ
ГРУППОВОГО ЭТАЛОНА

Резюме

В статье представлена микропроцессорная система, связанная с трансформаторным компаратором, который используется для проверки групповых эталонов индуктивности и емкости. Система построена на основе микро-ЭВМ MISTER Z-80, использующей микропроцессор Z-80. Задачей системы является сбор и обработка измерительных данных, происходящих от трансформаторного компаратора, а также создание протоколов проверки группового эталона. Главной частью системы является специальная программа для вычисления группового значения, а также для наблюдения изменений отдельных параметров группового эталона в последующих измерениях.

MICROPROCESSOR BASED SYSTEM FOR COMPUTING OF COLLECTIVE STANDARDS
RESULT VERIFICATION

Summary

This paper deals with the microprocessor based system coupled with the transformer comparator of collective standard testing of inductance or capacitance. This system is based on the modular microcomputer MISTER Z80 with Z80-microprocessor. This system collects and processes measurement data from transformer comparator and then makes reports of collective standard verification.

The main part of this system is a special software, for computing of group value, estimators of particular elements of collective standard as well as the watching individual standard parameters vs. subsequent number of comparison.

Marian PASKO

MINIMALIZACJA WARTOŚCI SKUTECZNEJ PRĄDU ŹRÓDŁA ZASILAJĄCEGO ODBIORNIK DWUZACISKOWY NAPIĘCIEM ODKSZTAŁCONYM

Streszczenie W pracy wykorzystuje się jedną z licznych teorii mocy dla układów z przebiegami odkształconymi okresowymi bazującą na ortogonalnym rozłożeniu prądu źródła na wzajemnie ortogonalne składowe. W oparciu o tę teorię rozważono problem minimalizacji wartości skutecznej źródła poprzez kompensację niepożądanych składowych prądu źródła, które nie uczestniczą w przekazywaniu mocy czynnej do odbiornika, a mianowicie:

- składowej rozproszenia,
- składowej reaktancyjnej.

W artykule opisano problem syntezy dwójników aktywnych służących do kompensacji składowej rozproszenia prądu źródła, jak również problem syntezy dwójników LC służących do kompensacji składowej reaktancyjnej prądu źródła.

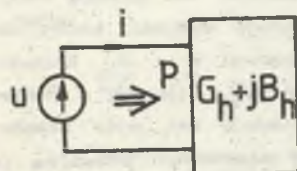
Przedstawione rozważania zilustrowano przykładami.

1. Wstęp

W artykule, opierając się na teorii mocy dla układów z przebiegami odkształconymi, bazującej na rozkładach prądu odbiornika na składowe wzajemnie ortogonalne w sensie przyjętego iloczynu skalarnego oraz wykorzystując wyniki zawarte w pracy [10], przeanalizowano problem syntezy układów kompensacji. Dołączenie omawianych układów kompensacji na zaciski odbiornika umożliwiła minimalizację prądu źródła zasilającego odbiornik.

Jeden ze znanych i stosowanych rozkładów prądu idealnego źródła zasilającego odbiornik przedstawiony na rys.1 opisuje wzór [2]

$$i = i_a + i_r + i_s \quad (1)$$



Rys.1.

gdzie:

- i - całkowity prąd źródła,
- i_a - składowa czynna (aktywna) prądu źródła,
- i_r - składowa reaktancyjna prądu źródła,
- i_s - składowa rozproszenia prądu źródła.

Jeżeli

$$u(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} U_h \exp jh\omega t, \quad (2)$$

$$Y_h = G_h + jB_h, \quad h \in \{1, 2, \dots, n\}, \quad (3)$$

a ponadto do odbiornika przedstawionego na rys.1 przekazywana jest moc czynna P , to poszczególne prądy (i) zdefiniowane są następująco:

$$i_a(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} G_h U_h \exp jh\omega t, \quad (4)$$

$$i_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} j B_h U_h \exp jh\omega t, \quad (5)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} (G_h - G_h^*) U_h \exp jh\omega t, \quad (6)$$

gdzie:

U_h - wartość skuteczna h -tej harmonicznej napięcia zasilającego,

G_h - konduktancja odbiornika dla h -tej harmonicznej,

B_h - susceptancja odbiornika h -tej harmonicznej,

G_h^* - konduktancja równoważna odbiornika, określona wzorem

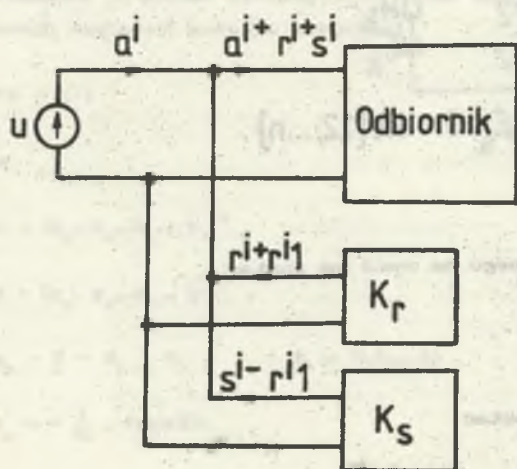
$$G_h^* = \frac{P}{|U|^2} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (7)$$

Z przedstawionych składowych prądu źródła, tylko składowa czynna i_a i odpowiedzialna jest za całkowite doprowadzenie do odbiornika zadanej mocy czynnej P . Pozostałe składowe określone wzorami (5), (6) są niepożądane i niepotrzebnie zwiększają wartość skuteczną prądu źródła ponad wartość niezbędną do przekazywania mocy czynnej ze źródła do odbiornika, należy więc je wyeliminować.

Składową reaktancyjną, jak pokazano w pracach [8], [9], można kompensować z dowolną dokładnością dla skończonej liczby harmonicznych za pomocą dwójników LC. Składową rozproszenia prądu źródła kompensuje dwójnik, który dla wybranych częstotliwości przyjmuje wartości konduktancji $G_h - G_h^*$. Konduktancje te mogą przyjmować zarówno wartości dodatnie jak i ujemne, a ponieważ dwójnik pasywny o takich właściwościach nie istnieje [4], więc składowej tej nie można kompensować za pomocą dwójników pasywnych. Składową tę można kompensować za pomocą dwójników aktywnych i pewien sposób takiej

kompensacji omawianej składowej przedstawiono w pracy [10].

Całkowita kompensacja składowych rozproszenia i reaktancyjnej wymaga użycia dwóch kompensatorów K_r i K_s włączonych na zaciski odbiornika jak to ilustruje rys.2.



Rys.2.

Z przyczyn omawianych w dalszej części artykułu synteza układów kompensacji umożliwiającej minimalizację wartości skutecznej prądu źródła winna być przeprowadzona dwuetapowo. W pierwszym etapie należy zbadać możliwość realizacji układu kompensacji składowej rozproszenia prądu, a w następnym etapie dopiero przeprowadzić syntezę układu kompensacji składowej reaktancyjnej prądu źródła według sposobu przedstawionego w pracach [7], [8], [9].

2. Kompensacja składowej prądu rozproszenia źródła

Analizując wzór (6) można zauważyć, że kompensacja skończonej liczby harmoniczných składowej prądu rozproszenia źródła jest możliwa poprzez włączenie na zaciski źródła (rys.2, kompensator K_r) dwójnika o admitancji $Y(s)$ takiej, że

$$\bigwedge_{h \in N-n} \operatorname{Re} \left\{ Y_{ve}(j\omega_h) \right\} \Big|_{\omega_h = h\omega} = G_0 - G_h, \quad (8)$$

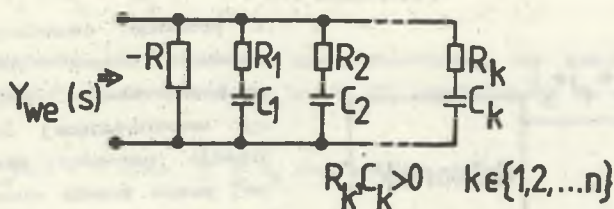
gdzie:

$$\omega = \frac{2\pi}{T}, \quad G_0 \in R^+, \quad G_h \in R^+,$$

n - liczba kompensowalnych harmoniczných.

Prawa strona zależności (8) może przyjmować wartości zarówno dodatnie, jak i ujemne więc użyty dwójnik do kompensacji musi być aktywny. W artykule

problem syntezy dwójników kompensujących rozpatrywano w jednym z podzbiorów $\mathcal{X} \subset (RC, -R^1) \subset (RLC, -R^1)$ dwójników o strukturze kanonicznej Fostera przedstawionych na rys.3.



Rys.3.

Admitancja dwójnika przedstawionego na rys.3 ma postać:

$$Y_{ve}(s) = k_0 + \sum_{i=1}^n \frac{k_i s}{s + \delta_i} \quad (9)$$

Dla $s = j\omega$ wzór (9) przyjmuje postać

$$Y_{ve}(j\omega) = k_0 + \sum_{i=1}^n \frac{\omega^2 k_i}{\omega^2 + \delta_i^2} + j \sum_{i=1}^n \frac{k_i \delta_i \omega}{\omega^2 + \delta_i^2}, \quad (10)$$

zatem

$$\operatorname{Re} \{ Y_{ve}(j\omega) \} = k_0 + \sum_{i=1}^n \frac{\omega^2 k_i}{\omega^2 + \delta_i^2}, \quad (11)$$

$$\operatorname{Im} \{ Y_{ve}(j\omega) \} = \sum_{i=1}^n \frac{k_i \delta_i \omega}{\omega^2 + \delta_i^2}, \quad (12)$$

gdzie

$$k_0 = -\frac{1}{R} < 0, \quad k_i = \frac{1}{R_i}, \quad C_i = \frac{k_i}{\delta_i}, \quad i \in \{1, 2, \dots, n\}, \quad (13)$$

δ_i - biegun realizowanej admitancji.

Układ kompensacyjny winien spełniać zależności dla skończonej liczby harmonicznych

$$\bigwedge_{h \in \{1, 2, \dots, n\}} \sum_{i=1}^n \frac{\omega_h^2 k_i}{\omega_h^2 + \delta_i^2} = g_0 - g_h - k_0 \quad (14)$$

Należy wyznaczyć współczynniki k_i , $i \in \{1, 2, \dots, n\}$, gdy zadane są wartości g_0 , g_h oraz zbiór biegunów δ_i , $\delta_i \in \mathbb{R}^+$.

Rozwiązanie problemu syntezy sprowadza się do rozwiązywania układu równań liniowych względem wektora k postaci

$$Vk = g, \quad (15)$$

gdzie

$$k = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T,$$

$$g = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T,$$

(16)

$$g_h = g_0 - g_h - k_h, \quad h \in \{1, 2, \dots, n\},$$

$$k_0 = -\frac{1}{R}, \quad (\text{rys.3}),$$

$$V = \begin{bmatrix} \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_1^2} & \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_2^2} & \dots & \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_n^2} \\ \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_1^2} & \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_2^2} & \dots & \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_n^2} \end{bmatrix} = [V]_{pr} \quad (17)$$

$p, r \in \{1, 2, \dots, n\}$.

Zakładając, że bieguny δ_i oraz ω_i tworzą ciągi rosnące to wówczas macierz V jest uogólnioną macierzą Vandermonde'a, zatem jest nieosobliwa [5]. Układ równań (15) jest układem Cramera i posiada rozwiązania niezerowe [5]. Warunkiem koniecznym i wystarczającym realizowalności dwójników klasy \mathcal{X} jest aby wszystkie współrzędne wektora k były ściśle dodatnie.

Niestety dla arbitralnie dobranych wektorów g (wzór (16)) i zbioru $\{\delta_i\}$, $i \in \{1, 2, \dots, n\}$ nie zawsze istnieje ściśle dodatnie rozwiązanie układu równań (15). Jeżeli istnieje możliwość modyfikacji wektora g poprzez dobór współczynnika k_0 , tak by

$$\xi \in V K^{*n}, \quad (18)$$

gdzie

$$V : K^{*n} \subset \mathbb{R}^n \longrightarrow V K^{*n} \subset \mathbb{R}^n, \quad (19)$$

$$K^{*n} = \left\{ (k_1, k_2, \dots, k_n) \in \mathbb{R}^n : \bigwedge_{i \in \{1, 2, \dots, n\}} k_i > 0 \right\}, \quad (20)$$

to wektor k stanowiący rozwiązanie układu równań (15) posiada zawsze wszystkie składowe ściśle dodatnie. Zatem analizowany problem syntezy posiada rozwiązanie w klasie \mathcal{R} . We wzorze (19) symbolem V oznaczono skończenie wymierową operację na przestrzeni \mathbb{R}^n opisaną macierzą V (wzór 17). Rozważmy ten problem na prostym przykładzie.

Niech źródło zawiera tylko dwie harmoniczne podstawową (pierwszą) i n -tą. Znałe są ponadto wartości G i G_n . Należy znaleźć maksymalny klin VK^{*2} do którego należy wektor ξ , aby równanie (15) miało rozwiązanie ściśle dodatnie przy założonych wartościach biegunów δ_1 i δ_2 . Równanie (15) ma postać

$$\begin{bmatrix} \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_1^2} & \frac{\omega_1^2}{\omega_1^2 + \delta_2^2} \\ \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_1^2} & \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 + \delta_2^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix}, \quad (21)$$

gdzie

$$\xi_1 = G - G_1 - k_0, \quad \xi_2 = G - G_n - k_0.$$

Niech $k_1 = 0$ wówczas

$$\xi_2 = \frac{(1 + \delta_2^2) n^2}{n^2 + \delta_2^2} \xi_1. \quad (22)$$

Jeśli $\delta_2 = 0$ to $\xi_2 = \xi_1$, natomiast jeśli $\delta_2 = \infty$ to $\xi_2 = n^2 \xi_1$. Podobnie dla $k_2 = 0$ wówczas

$$\epsilon_2 = \frac{(1 + \delta_1^2) n^2}{n^2 + \delta_1^2} \epsilon_1 \quad (23)$$

Jeśli $\delta_1 = 0$ to $\epsilon_2 = \epsilon_1$, natomiast dla $\delta_1 = \infty$, $\epsilon_2 = n^2 \epsilon_1$.
 Ponieważ musi być spełniony warunek

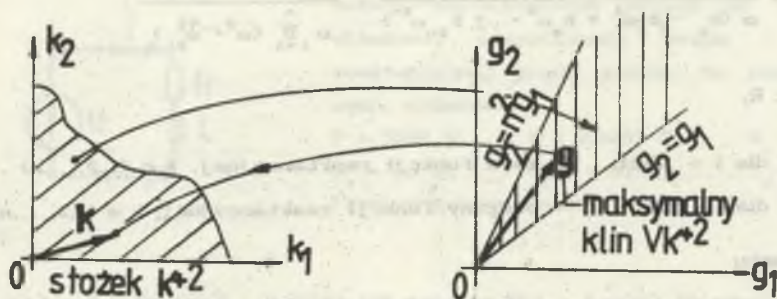
$$0 < \delta_1 < \delta_2 < \delta_3 \dots < \delta_n < \infty, \quad (24)$$

wiec maksymalny klin do którego należy wektor g zawarty jest w pierwszej ćwiartce układu współrzędnych pomiędzy prostymi

$$\epsilon_1 \leq \epsilon_2 \leq m^2 \epsilon_1, \quad (25)$$

gwarantujący ściśle dodatnie wartości współrzędnych wektora k . W przeciwnym przypadku nie jest możliwa synteza w rozpatrywanej podklasie \mathcal{K} .

Maksymalny klin przedstawiono na rys.4.



Rys.4.

Na podstawie przedstawionego prostego przykładu należy stwierdzić, że identyfikację warunków rozwiązania oraz rozwiązanie przedstawionego problemu dla wielowymiarowych przypadków należy przeprowadzić z wykorzystaniem algorytmu numerycznego. Część urojona admitancji opisanej zależnością (10) powoduje wprowadzenie do układu odbiornik-kompensator dodatkowej składowej reaktancyjnej prądu r_{r1}^i (rys.2). Składową r_{r1}^i należy kompensować łącznie ze składową r_r^i prądu źródła za pomocą dwójników LC (rys.2). Zatem, przystępując do kompensacji obu niepożądanych składowych prądu źródła należy w pierwszym rzędzie skompensować prąd rozproszenia a następnie prąd reaktancyjny.

3. Kompensacja za pomocą dwójników LC

Za pomocą dwójników LC w omawianym artykule należy skompensować składową reaktancyjną prądu postaci

$$i(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \sum_{h=1}^{\infty} j B_h U_h \exp j h \omega t,$$

oraz część urojoną admittancji opisanej wzorem (10)

$$\operatorname{Im} \{Y_{ve}(j\omega)\} = \sum_{i=1}^n \frac{k_i \delta_i \omega}{\omega^2 + \delta_i^2},$$

dla wybranej skończonej liczby harmoniczných h .

Wiadomo, że każdy dwójnik LC jest opisany funkcją reaktancyjną $B_r(\omega)$ określoną za pomocą wzoru [6]

$$B_r(\omega) = \frac{a_0 - a_2 \omega^2 + a_4 \omega^4 - \dots + a_{2n} \omega^{2n}}{\omega (b_0 - b_2 \omega^2 + b_4 \omega^4 - \dots + b_{2n} \omega^{2n})} = \frac{A \prod_{i=1}^n (\omega^2 - \omega_{2i-1}^2)}{\omega \prod_{i=1}^n (\omega^2 - \omega_{2i}^2)}, \quad (26)$$

gdzie $A \in \mathbb{R}$.

$$\omega_i^* = \begin{cases} \text{dla } i = 2k+1, & - \text{zera funkcji reaktancyjnej, } k \in \{1, 2, \dots, n\}, \\ \text{dla } i = 2k, & - \text{bieguny funkcji reaktancyjnej, } k \in \{1, 2, \dots, n\} \end{cases}$$

przy warunku

$$0 \leq \omega_1^* < \omega_2^* < \dots < \omega_{2n}^*, \quad (27)$$

lub

$$0 \leq \omega_1^* \omega_2^* < \dots < \omega_{2n+1}^* \quad (28)$$

Problem syntezy sprowadza się do wyznaczania funkcji (susceptancji) $B_r(\omega)$ określonej wzorem (26) i spełniającej warunki określone wzorami (27) lub (28) przy założeniu, że dane są wartości susceptancji odbiornika B_h w skończonej liczbie punktów $\omega_h \in \mathbb{R}^+$, $\omega_h = h\omega = h \frac{2\pi}{T}$, $h \in \mathbb{N}$ oraz spełniony jest warunek

$$\frac{A (\omega_h^2 - \omega_1^{*2}) (\omega_h^2 - \omega_3^{*2}) \dots}{\omega_h (\omega_h^2 - \omega_2^{*2}) (\omega_h^2 - \omega_4^{*2}) \dots} = - \left[B_h + \operatorname{Im} \{Y_{ve}(j\omega_h)\} \right], \quad (29)$$

gdzie

- B_h - susceptancja odbiornika dla h -tej harmonicznej,
 $\text{Im} \{Y_{ve}(j\omega_h)\}$ - susceptancja dwójnika kompensującego składową prądu rozproszenia dla h -tej harmonicznej.

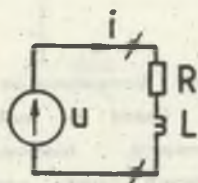
Przedstawiony powyżej problem syntezy sprowadza się do rozwiązania układów równań liniowych i został szczegółowo przedstawiony w pracach [7], [8], [9] a tutaj będzie tylko wykorzystany do rozwiązania przykładu ilustracyjnego.

4. Przykład ilustrujący omawianą kompensację

Dla układu przedstawionego na rys.5, o danych

$$u(t) = 100 \sqrt{2} \cos \omega t + 30 \sqrt{2} \cos 3\omega t,$$

$$R = 1 \Omega, \quad L = 1 \text{ H}, \quad \omega = 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}},$$



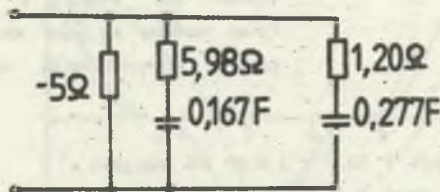
należy zaprojektować układy do kompensacji składowej rozproszenia prądu i składowej reaktancyjnej prądu źródła. Na podstawie danych, obliczono:

$$P = 5090 \text{ W}, \quad G_0 = 0,4669 \text{ S}, \quad G_1 = 0,5 \text{ S}, \\ G_3 = 0,1 \text{ S}, \quad B_1 = -0,5 \text{ S}, \quad B_3 = -0,3 \text{ S}.$$

Prąd rozproszenia ma postać:

Rys.5.

$$i(t) = \sqrt{2} \text{Re} \{ (0,5 - 0,4669) 100 \exp jt + (0,1 - 0,4669) 30 \exp j3t \}.$$



Rys.6.

Założono wartości biegunów

$$s_1 = 1 \frac{\text{S}}{\text{r}}, \quad s_2 = \frac{\text{S}}{\text{r}},$$

wówczas klin zawarty jest w pierwszej ćwiartce pomiędzy prostymi

$$\epsilon_2 = 1,8 \epsilon_1, \quad \epsilon_2 = 5 \epsilon_1.$$

Należy dobrać tak k_0 aby wektor g należał do klina (rys.4). Taką wartością jest np. $k_0 = -0,2 \text{ S}$. Dla tak przyjętej wartości k_0 rozwiązanie układu równań postaci (15) daje:

$$k_1 = 0,16725 \text{ S}, \quad k_2 = 0,8327 \text{ S}.$$

$$R_1 = 5,988 \Omega,$$

$$C_1 = 0,1672 \text{ F},$$

$$R_2 = 1,20 \Omega,$$

$$C_2 = 0,277 \text{ F}.$$

Strukturę dwójnika kompensacyjnego składową rozproszenia prądu źródła przedstawiono na rys.6. Należy podkreślić, że przedstawiony dwójnik nie pobiera żadnej mocy czynnej. Część urojona omawianego dwójnika zgodnie z wzorem (12) dla rozpatrywanych harmonicznych przyjmuje wartości

$$\text{Im} \{ Y_{v_0} (j1) \} = 0,33345 \text{ S},$$

$$\text{Im} \{ Y_{v_0} (j3) \} = 0,4665 \text{ S}.$$

Ponieważ $B_1 = -0,55 \text{ S}$, $B_2 = -0,3 \text{ S}$ więc wartości susceptancji dwójnika kompensacyjnego winny mieć dla poszczególnych harmonicznych wartości

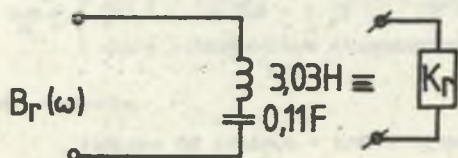
$$B_{k_1} = 0,1665 \text{ S},$$

$$B_{k_2} = -0,1665 \text{ S}.$$

Jeden z możliwych dwójników reaktancyjnych spełniający powyższe zależności dla wybranych harmonicznych opisany jest funkcją reaktancyjną

$$B_r(\omega) = \frac{0,33 \omega}{3 - \omega^2},$$

którego struktura przedstawiona jest na rys.7 (por. kompensator K_r z



rys.2). Układ do całkowitej kompensacji niepożądanych składowych prądu przedstawiono na rys.2, gdzie w miejsce odpowiednich kompensatorów K_r , K_s należy włączyć dwójniki przedstawione na rys.6 i rys.7. Prąd źródła i jego składowe przed kompensacją opisane

Rys.7.

są zależnościami:

- całkowity prąd źródła

$$i(t) = \sqrt{2} \text{Re} [(0,5 - j 0,5) 100 \exp jt + (0,1 - j 0,3) 30 \exp j3t] = \sqrt{2} (50 \cos t + 50 \sin t + 3 \cos 3t + 9 \sin 3t).$$

Wartość skuteczna tego prądu $\|i\| = 71,34 \text{ A}$.

- składowa aktywna (czynna) prądu źródła

$$i_a(t) = \sqrt{2} (46,69 \cos t + 14 \cos 3t).$$

Wartość skuteczna prądu czynnego $\|i_a\| = 48,74 \text{ A}$.

- składowa rozproszenia prądu źródła

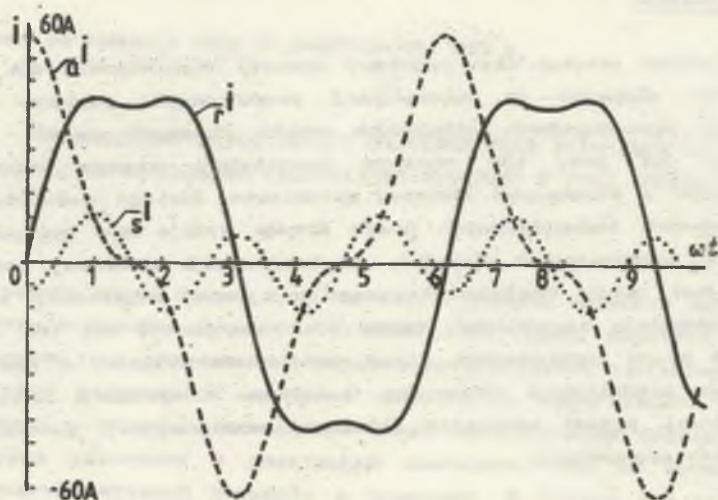
$$i_s(t) = \sqrt{2} (3,37 \cos t - 11 \cos 3t).$$

Wartość skuteczna prądu rozproszenia $\|i_s\| = 11,51 \text{ A}$.

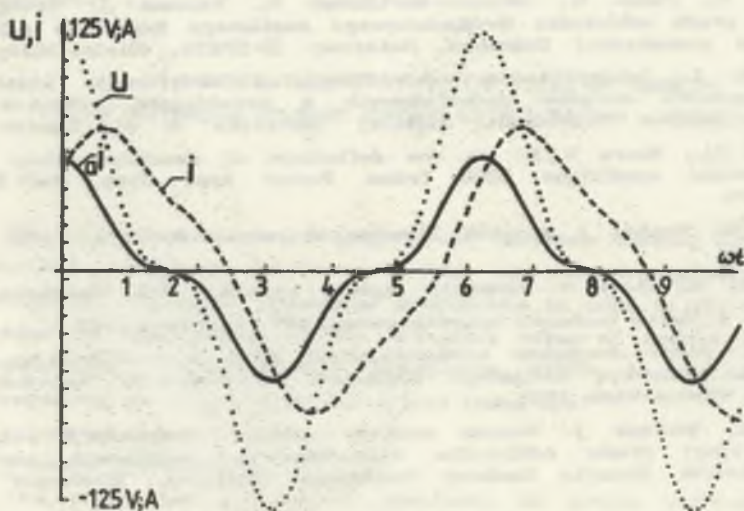
- składowa reaktancyjna prądu źródła

$$i_r(t) = \sqrt{2} (50 \sin t + 9 \sin 3t).$$

Wartość skuteczna prądu reaktancyjnego $\|i_r\| = 50,8 \text{ A}$.



Rys.8.



Rys.9.

Na rys.8 przedstawiono poszczególne składowe prądu dla rozpatrywanego

obwodu, natomiast na rys.9 przedstawiono przebieg napięcia źródła, prądu źródła przed kompensacją i prądu źródła po kompensacji składowej reaktancyjnej i składowej rozproszenia (czyli a).

4. Zakończenie

Przedstawiony artykuł daje podstawy syntezy (teoretyczne dla konstrukcji) obwodów służących do minimalizacji prądu źródła poprzez niezależną kompensację poszczególnych składowych prądu. Pokazany sposób całkowitej kompensacji już przy tak prostym przykładzie wymaga użycia dwóch kompensatorów o stosunkowo złożonej strukturze. Dlatego całkowita kompensacja składowych bezużytecznych prądu źródła wydaje się być celowa, dla małej liczby harmonicznych. Ponadto, do kompensacji składowej rozproszenia konieczne jest użycie dwójnika aktywnego o ujemnej rezystancji co jeszcze bardziej komplikuje zagadnienie. Należy więc zastanowić się nad celowością kompensacji prądu rozproszenia, który jest ściśle związany z częstotliwościową zmianą konduktancji odbiornika. O wyborze kompensacji całkowitej czy też częściowej, przede wszystkim składowej reaktancyjnej, zdecydować powinny aspekty ekonomiczne.

LITERATURA

- [1] Brodzki M., Pasko M., Umińska-Bortliczek M., Walczak J.: Ortogonalny rozkład prądu odbiornika dwuzaciskowego zasilanego napięciem odkształconym w przestrzeni Sobolewa. Materiały XI-SPETO, Gliwice-Wiśła 1988.
- [2] Czarnecki L.: Interpretacja, identyfikacja i modyfikacja właściwości energetycznych obwodów jednofazowych z przebiegami odkształconymi. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej "Elektryka" z. 91, Gliwice 1984.
- [3] Kusters N.L., Moore W.J.M.: On the definition of reactive power under nonsinusoidal conditions. IEEE Trans. Power Appl. Syst. Vol Pas-99. Sept. 1980.
- [4] Mitra S.K.: Analiza i synteza układów aktywnych liniowych. WNT, Warszawa 1974.
- [5] Mostowski A., Stark M.: Elementy algebry wyższej. PWN, Warszawa 1970.
- [6] Osiowski J.: Zarys rachunku operatorowego. WNT, Warszawa 1965.
- [7] Pasko M.: Dobór dwójników kompensujących składową reaktancyjną prądu odbiornika liniowego zasilanego napięciem odkształconym. Materiały XII - SPETO. Gliwice-Wiśła 1989.
- [8] Pasko M., Walczak J.: Metoda syntezy układów kompensacji składowej reaktancyjnej prądu odbiornika dwuzaciskowego zasilanego napięciem odkształconym. Zeszyty Naukowe Politechnik Śląskiej, "Elektryka" z.113 (druku).
- [9] Pasko M., Walczak J.: A synthesis of a current reactance component of two-terminal receiver with deformed voltage supply. XIV Int. Conf. "Math. Opt-theory and Appl." Eisenach, Dec. 1989.

- [10] Walczak J., Pasko M.: O pewnym zastosowaniu operatorów dodatnich w syntezie dwójników aktywnych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej "Elektryka" z. 120, (w druku).

Recenzent: doc. dr hab. inż. Jan Chojčan

Wpłynęło do redakcji dnia 10 października 1990 r.

МИНИМИЗАЦИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ЗНАЧЕНИЯ ТОКА ИСТОЧНИКА ПИТАЮЩЕГО НЕСИНУСОИДАЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПРИЕМНИК В ВИДЕ ДВУХПОЛЮСНИКА

Резюме

В работе использована одна из многих теории мощности для потребителей с несинусоидальным питанием. Базисом этой теории является ортогональное разложение тока источника на взаимно ортогональные слагаемые. Опираясь на эту теорию рассмотрена проблема минимизации эффективного значения тока источника с помощью компенсации таких нежелательных слагаемых тока как: слагаемая рассеяния и реактивная слагаемая. Они не принимают участия в передаче активной мощности в приемник. В статье дан синтез активных двухполюсников служащих для компенсации слагаемой рассеяния тока источника. Представлена также проблема синтеза LC-двухполюсников служащих компенсации реактивной слагаемой тока приемника. Теория пояснена примерами.

MINIMIZATION OF EFFECTIVE VALUE OF CURRENT FOR DISTORSED VOLTAGE SOURCE SUPPLYING TWO - TERMINAL LOAD

Summary

In the paper one of the many power theories allowing for systems with distorted periodical functions basing on the decomposition of source current into mutually orthogonal components is used in order to solve the problem of minimization of the effective value of source current by the compensating of undesirable components which do not take part in transporting of active power to a load those are:

- scattered component,
- reactive component.

In the paper the problem of synthesis of active two-terminal circuits allowing to compensate the scattered component of source current as well as the problem of synthesis of two-terminal reactive circuits enabling compensation of the reactive component of source current is described. Some examples are given illustrating the presented considerations.