

Józef KWICZAŁA

Instytut Metrologii i Automatyki Elektrotechnicznej

TRANSFORMATORY POMIAROWE O ZMODYFIKOWANYCH STRUKTURACH I PARAMETRACH MAGNETOWODÓW¹

Streszczenie. Wymagania stawiane transformatorom pomiarowym dotyczą przede wszystkim obwodów magnetycznych. Ich konstrukcja ma zapewnić przetwarzanie sygnału z wystarczającą dokładnością. Bezstratna transformacja energii w magnetowodach transformatorów pomiarowych wymaga od materiałów zastosowanych do ich konstrukcji coraz lepszych właściwości magnetycznych – minimalnych strat oraz maksymalnych przenikalności względnych. W pracy opisano nową konstrukcję magnetowodów prądowych transformatorów pomiarowych, których budowę oparto na współczesnych amorficznych materiałach magnetycznych. Przedstawiono wyniki badań i właściwości metrologiczne przekładników zbudowanych z tych materiałów.

MEASURING TRANSFORMERS WITH MODIFIED STRUCTURES AND PARAMETERS OF MAGNETIC CORES

Summary. The requirements towards measuring transformers concern first of all magnetic circuits. Their construction has to assure signal transformation with sufficient accuracy. The loss-free transformation of energy in magnetic cores of measuring transformers requires application of materials of better and better magnetic properties, that is- maximum relative permeability and minimum losses. The new construction of measuring current transformer magnetic cores built of modern amorphous magnetic materials is presented in the paper. The results of investigations and metrological properties of the transformers using such cores are given in the paper as well.

1. WPROWADZENIE

Dokładność transformatorów pomiarowych zależy przede wszystkim od właściwości materiału magnetycznego użytego do konstrukcji magnetowodów [2, 10]. Dotychczas stosowane materiały magnetyczne przestają jednak spełniać wymagania konstruktorów [8, 12]. Coraz

¹ Projekt badawczy nr 4 T10C 025 23. *Badania właściwości metrologicznych transformatorów pomiarowych o zmodyfikowanych strukturach i parametrach magnetowodów.*

większe staje się bowiem zapotrzebowanie na przekładniki o zwiększonej dokładności oraz rozszerzonym zakresie częstotliwości transformowanych sygnałów [7, 8]. Istotnym wymaganiem stawianym przekładnikom jest również niski koszt ich produkcji.

Prace nad konstrukcją przekładników trwają od dziesiątków lat. Błąd przekładni osiągnął jednak dolną granicę i dalsza jego minimalizacja następuje poprzez elektroniczne układy aktywne. Postęp w dziedzinie technologii materiałów magnetycznych wskazuje na możliwości zwiększenia dokładności transformatorów pomiarowych poprzez modyfikację zarówno ich konstrukcji, jak i właściwości magnetycznych rdzeni [2, 7, 10, 11].

Za główny cel postawiono zatem zbadanie wpływu parametrów współczesnych materiałów magnetycznych, zwłaszcza nanokrystalicznych [1, 9, 11], na dokładność przekładników pomiarowych oraz opracowanie struktur magnetowodów kompozytowych ukierunkowanych na zastosowanie w przekładnikach. W pracy zbadano oraz opisano:

- możliwość zastosowania w przekładnikach pomiarowych rdzeni z materiałów amorficznych, np. typu FINEMET lub METGLAS, które charakteryzują się bardzo dużą przenikalnością (rzędu setek tysięcy) oraz bardzo małą stratnością (rzędu mW/kg),

- możliwość zastosowania w konstrukcji przekładników pomiarowych rdzeni kompozytowych – rdzeni złożonych z materiałów o różnych właściwościach magnetycznych. Jednego o dużej przenikalności magnetycznej i małej indukcji nasycenia, drugiego – o małej przenikalności lecz dużej indukcji nasycenia. Udział we wspólnym obwodzie magnetycznym (przekrój rdzeni i średnia droga magnetyczna) jest zależny od wymagań co do dokładności i mocy znamionowej przekładnika. Zastosowanie tego typu rdzeni pozwoli podwyższyć klasę dokładności przekładników, przy nieznacznie tylko zwiększonym koszcie magnetowodu.

Realizacja pracy stanowi kolejny krok w kierunku rozszerzenia wiedzy poznawczej w zakresie przekładników pomiarowych. Pozwoli na zoptymalizowanie parametrów magnetycznych magnetowodów oraz konstrukcji rdzeni z punktu widzenia właściwości metrologicznych przekładników pomiarowych. Pozwoli to, w konsekwencji, na wytwarzanie przekładników pomiarowych o bardzo dużej wierności transformacji, tj. małych błędach amplitudowych i kątowych. Pozwoli również dokonać usprawnień w technologii produkcji materiałów magnetycznie miękkich, zoptymalizuje konstrukcję transformatorów pomiarowych oraz zmniejszy koszty ich wytwarzania.

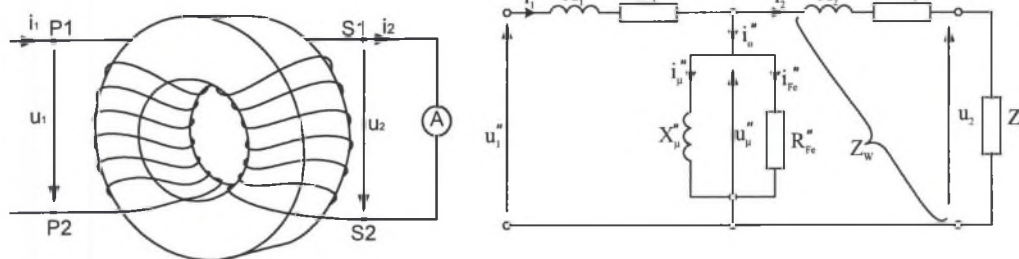
Zagadnienie to jest aktualne. Istnieje bowiem bardzo duże zapotrzebowanie na przekładniki pomiarowe o wysokich klasach dokładności. Jest to związane z ich zastosowaniem w obwodach pomiarowych o istotnym znaczeniu ekonomicznym, np. w procesie rozliczeń energii elektrycznej, w których przekładniki służą do zasilania bardzo dokładnych i kosztownych cyfrowych liczników energii elektrycznej.

1.1. Schemat zastępczy przekładnika

Głównymi elementami przekładnika są uzwojenia pierwotne i wtórne, nawinięte na wspólnym obwodzie magnetycznym. Uzwojenia pierwotne i wtórne, znajdujące się na wspólnym rdzeniu, są sprzężone magnetycznie, co umożliwia przenoszenie energii elektrycznej z obwodu pierwotnego do obwodu wtórnego. Przekładniki prądowe odwzorowuje się najczęściej przy użyciu schematu zastępczego sprowadzonego na stronę obwodu wtórnego.

Przyczyną takiego postępowania jest nieliniowość charakterystyki magnesowania, która powoduje odkształcenie prądu w gałęzi poprzecznej. Odkształcenie to w transformatorach pomiarowych nie jest jednak znaczne i praktycznie udział wyższych harmonicznych w prądzie wtórnym nie przekracza kilku procent [2]. Pominięcie odkształcenia prądu gałęzi poprzecznej

pozwala na konstrukcję schematu zastępczego o parametrach liniowych, przedstawionego na rys. 1, i umożliwia analizę pracy przekładnika za pomocą metody symbolicznej.



Rys. 1. Konstrukcja przekładnika prądowego oraz jego schemat zastępczy
 Fig. 1. Construction of current transformer and its equivalent circuit

gdzie:

- u_1, u_2 – napięcia strony pierwotnej i wtórnej, występujące na zaciskach przekładnika,
- i_1, i_2 – prądy strony pierwotnej i wtórnej przekładnika,
- i_0 – prąd płynący w gałęzi poprzecznej schematu zastępczego.

Sprowadzenie schematu na stronę wtórna jest również uzasadnione jedną wartością skuteczną znamionowego prądu wtórnego, podczas gdy wartości skuteczne znamionowych prądów pierwotnych mogą być bardzo różne. Zjawiska związane z magnesowaniem ferromagnetycznego rdzenia sinusoidalnym strumieniem odwzorowują na schemacie zastępczym elementy gałęzi magnesowania X_{μ}'' oraz R_{Fe}'' . Reaktancja X_{μ}'' odwzorowuje istnienie roboczego strumienia magnetycznego, a rezystancja R_{Fe}'' – straty spowodowane histerezą i prądami wirowymi.

1.2. Błędy przekładnika prądowego

Poprawność transformacji przekładnika prądowego jest ilościowo określona za pomocą błędów, które określa się jako:

- błąd prądowy,
- błąd kątowy.

Błąd prądowy, wg normy [13], inaczej błąd przekładni, to błąd transformacji prądu, wynikający z tego, że przekładnia rzeczywista nie jest równa przekładni znamionowej. Błąd prądowy ΔI to inaczej różnica między wartością skuteczną prądu wtórnego pomnożoną przez przekładnie znamionową, wyrażoną w procentach prądu pierwotnego.

$$\Delta I = \frac{I_2 \mathcal{G}_N - I_1}{I_1} \cdot 100, \quad (1)$$

gdzie:

- \mathcal{G}_N – przekładnia znamionowa;
- I_1 – rzeczywisty prąd pierwotny;
- I_2 – rzeczywisty prąd wtórny, odpowiadający prądowi I_1 w warunkach pomiaru.

Błąd kątowy δ_i , wg normy [13], jest to kąt fazowy między wektorami prądów pierwotnego i wtórnego, jeżeli zwroty tych wektorów są tak dobrane, że w idealnym przypadku kąt jest równy zeru. Błąd kątowy jest określany jako dodatni, jeżeli wektor prądu wtórnego wyprzedza wektor prądu pierwotnego. Zwykle jest on wyrażony w minutach lub centyradianach. Definicja ta jest ścisła tylko w przypadku prądów sinusoidalnych.

Analizując błędy przekładnika prądowego często stosuje się pojęcie błędu wektorowego określonego zależnością:

$$\delta_I = \frac{N_2 I_2 - N_1 I_1}{N_1 I_1}, \quad (2)$$

gdzie:

I_1, I_2 – prądy strony pierwotnej i wtórnej,

N_1, N_2 – liczby zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego.

Wartości błędów przekładnika zależą zarówno od właściwości konstrukcyjnych przekładnika, określających impedancję gałęzi magnesowania oraz impedancję obwodu wtórnego, jak i od parametrów eksploatacyjnych określonych modułem i argumentem impedancji obciążenia oraz wartością skuteczną prądu pierwotnego [2, 10].

Przeanalizowanie zależności błędów przekładnika prądowego od wartości skutecznej prądu pierwotnego I_1 , przy stałej impedancji Z_W obwodu przyłączonego do zacisków wtórnych, można sprowadzić – w celu uproszczenia analizy – do zbadania zależności tych błędów od wartości skutecznej prądu wtórnego I_2 .

W pracy [2] wykazano, że słuszne są wzory:

$$\Delta I = -\frac{c_5}{\mu} - c_6 = f_1(I_2), \quad (3)$$

$$\delta i = \frac{c_7}{\mu} - c_8 = f_2(I_2), \quad (4)$$

gdzie:

c_5, c_6, c_7, c_8 – stałe współczynniki

Z zależności (3) wynika, że nie korygowany błąd prądowy, przy stałej wartości modułu obciążenia ($|Z_W| = \text{const}$) i zmiennej wartości prądu wtórnego, jest sumą dwóch składników. Oba te składniki mają znaki ujemne. Pierwszy składnik pochodzi od składowej biernej prądu jałowego i zależy od statycznej przenikalności magnetycznej μ materiału rdzenia, odpowiadającej danej wartości indukcji B_m . Składnik ten jest funkcją wartości skutecznej I_2 prądu wtórnego. Składnik drugi, pochodzący od składowej czynnej prądu jałowego, jest wielkością stałą i niezależną od wartości skutecznej I_2 prądu wtórnego.

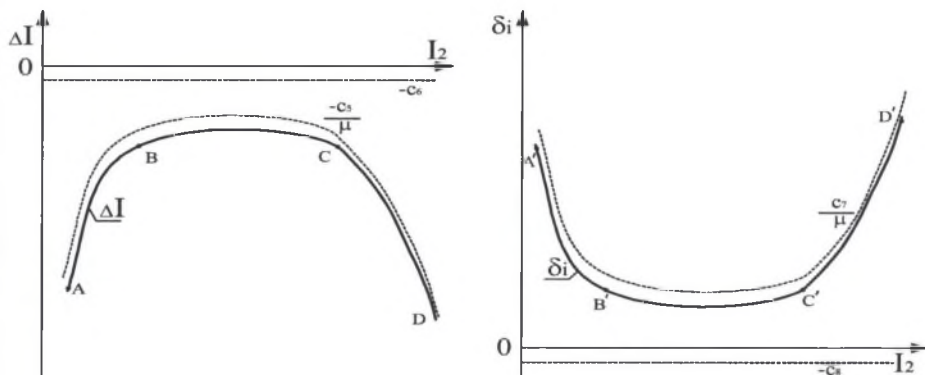
Na rys. 2 przedstawiono zależności błędów prądowego oraz kąowego w funkcji prądu strony wtórnej przekładnika [2]. Założono stałą wartość modułu impedancji obciążenia ($|Z_W| = \text{const}$) przekładnika.

Uzyskanie dużych dokładności transformacji, czyli małych błędów przekładników prądowych, może być osiągnięte poprzez zmniejszenie prądu jałowego. Wymaga to jednak najbardziej posuniętego ograniczenia wartości maksymalnej indukcji B_m w rdzeniu.

W tych warunkach zwykła praca przekładnika prądowego (tzn. w warunkach od 10% do 120% prądu znamionowego) musi odbywać się zazwyczaj na stromym odcinku AB krzywej

$\Delta I = f(I_2)$. Prowadzi to do tego, że nie korygowany błąd prądowy przy zmianach wartości skutecznej prądu pierwotnego (a tym samym i wtórnego) ulega znacznym zmianom.

Przechodząc do analizy zależności błędu kąтового przekładnika prądowego od wartości skutecznej prądu wtórnego, przy założeniu $|Z_W| = \text{const}$, zauważamy, że ze wzoru (4) wynika, że błąd ten jest sumą dwóch składników. Pierwszy z nich – zależny od przenikalności magnetycznej materiału rdzenia μ – pochodzi od składowej biernej prądu jałowego; drugi – stały – pochodzi od składowej czynnej prądu jałowego.



Rys. 2. Zależności błędu prądowego oraz błędu kąowego od wartości skutecznej prądu wtórnego
 Fig. 2. Current and phase errors and their dependence on secondary current of current transformer

Dla przeciętnie występujących w praktyce warunków krzywa obrazująca zależność (4) ma wygląd przedstawiony na rys. 2. Zwykła praca przekładnika prądowego (w zakresie od 10% do 120% I_{1zn}) odbywa się na stromym odcinku A'B' tej krzywej. Zakresowi małych przetężeń odpowiada odcinek B'C'; zaś zakresowi przetężeń dużych – odcinek C'D'.

1.3. Minimalizacja błędów przekładnika prądowego

Wartości błędów przekładnika jednoznacznie charakteryzuje się za pomocą parametrów schematu zastępczego oraz wartości impedancji obciążenia. Wszystkie zabiegi konstrukcyjne zmierzające do minimalizacji błędów można interpretować jako zmiany tych parametrów.

Z poprzednich rozważań wynika, że aby zmniejszyć błędy, należy zwiększyć impedancję gałęzi poprzecznej Z_μ oraz zmniejszyć impedancję uzwojenia wtórnego Z_2 . Jest wiele sposobów konstrukcyjnych umożliwiających uzyskanie tych efektów [2, 10].

Pierwszym z nich jest takie wzajemne ukształtowanie uzwojenia pierwotnego, uzwojenia wtórnego i rdzenia, aby indukcyjność rozproszenia L_2 była możliwie mała. Jeśli jednak analizować schemat zastępczy przekładnika, to łatwo zauważyć, że indukcyjność ta jest trudna do obliczenia na podstawie znajomości konstrukcji transformatora. Na podstawie literatury [2] można stwierdzić, że w celu zmniejszenia wspomnianej indukcyjności – a więc i błędów przekładnika – należy wykonać uzwojenie wtórne w postaci cewek możliwie równomiernie rozłożonych na obwodzie rdzenia. Jest to typowe dla toroidalnych rdzeni magnetowodu, dlatego też można przyjmować, że indukcyjność rozproszenia cewek obwodu wtórnego jest bliska zero.

Obok zmniejszania indukcyjności rozproszenia L_2 można zwiększyć impedancję Z_μ . Jednym ze sposobów jest zwiększanie liczby zwojów uzwojenia wtórnego. Wiąże się to z jednoczesnym wzrostem liczby zwojów uzwojenia pierwotnego przekładnika, przekładnia N_2/N_1 musi bowiem pozostać nie zmieniona. Jest to niekiedy – np. w przekładnikach przepustowych – niemożliwe, a niemal zawsze wiąże się ze skomplikowaniem technologii wytwarzania. Ponadto zwiększenie liczby zwojów N_2 zwiększa zarówno rezystancję R_2 , jak i indukcyjność L_2 . Jednocześnie, zachowując stałą powierzchnię przekroju poprzecznego rdzenia, przy zwiększaniu liczby zwojów, zmniejsza się maksymalną indukcję w rdzeniu, odpowiadającą znamionowemu prądowi wtórnemu I_{2n} i znamionowemu obciążeniu S_n . Powoduje to zmniejszenie przenikalności magnetycznej μ – co ogranicza efekt zwiększania liczby zwojów.

W praktyce istnieją zależności, które pozwalają na wybranie optymalnego przepływu znamionowego ($I_{2n}N_2$), zapewniającego minimalizację błędu przy jednoczesnym uwzględnieniu wszystkich ograniczeń, wynikających z wymiarów przekładnika, minimalnego przekroju przewodu wtórnego itp.

Impedancję Z_μ można także zwiększyć przez skrócenie zastępczej średniej drogi strumienia magnetycznego l_{sr} lub przez powiększenie przekroju rdzenia s . Ten pierwszy sposób zwiększa zarówno reaktancję, jak i rezystancję gałęzi magnesowania, jednak może być stosowany w bardzo ograniczonym zakresie; minimalna długość drogi jest bowiem zdeterminowana odstępami wynikającymi z niezbędnej izolacji między uzwojeniem pierwotnym i wtórnym. Powiększenie przekroju poprzecznego s powoduje wzrost reaktancji magnesowania. Jednocześnie zwiększając przekrój rdzenia zwiększa się rezystancję uzwojenia wtórnego.

Podsumowując powyższe rozważania na temat sposobów minimalizacji błędów przekładników prądowych stwierdzić trzeba, iż najprostszym sposobem ich zmniejszenia (zwiększania modułu impedancji $|Z_W|$) jest zastosowanie w konstrukcji rdzenia przekładnika materiałów magnetycznych o dużej przenikalności i małej stratności. Sposób ten jest jednak kosztowny, Cena szlachetnych materiałów magnetycznych jest bowiem wysoka. Dlatego też podjęto badania mające na celu sprawdzenie, czy istnieje możliwość obniżenia kosztów zastosowania w konstrukcji magnetowodów przekładników współczesnych materiałów magnetycznych (np. nanokrystalicznych), nie tracąc przy tym na klasie dokładności wytwarzanych z nich przekładników prądowych.

2. KLASYFIKACJA MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH MAGNETOWODÓW

Wymagania stawiane materiałom magnetycznym przeznaczonym do budowy rdzeni magnetycznych dotyczą przede wszystkim ich jak najmniejszej stratności, co prowadzi do wysokiej sprawności przetwarzania energii, bardzo dużych przenikalności magnetycznych, jak również dużej indukcji magnetycznej w zakresie zmian natężenia i częstotliwości pola magnetycznego, określanych warunkami pracy urządzenia elektrycznego, co pozwala na uzyskanie wymaganych parametrów użytkowych tego urządzenia.

Ogólnie można wyróżnić dwa kierunki rozwojowe w inżynierii materiałów magnetycznych wykorzystywanych do produkcji rdzeni. Pierwszy z nich polega na poprawie parametrów magnetycznych materiałów konwencjonalnych, jak: blachy elektrotechniczne oraz stopy N-Fe. Do blach elektrotechnicznych zaliczamy stal krzemową walcowaną na zimno. Stal krzemowa anizotropowa walcowana na zimno, dzięki zastosowaniu odpowiedniej technologii obróbki plastycznej i termicznej, charakteryzuje się znacznie mniejszą stratnością i większą przenikal-

nością magnetyczną w stosunku do stali walcowanej na gorąco. Anizotropia tych blach powoduje, że najlepsze właściwości mają rdzenie pierścieniowe. W przypadku rdzeni magnetycznych pracujących przy częstotliwościach wyższych niż przemysłowa, uzupełnieniem stosowanych powszechnie blach elektrotechnicznych są stopy permalojowe (stopy żelazo-niklowe domieszkowane innymi metalami) [9]. Kształtowanie właściwości magnetycznych w tych stopach odbywa się głównie przez zmianę zawartości niklu i wprowadzanie różnych domieszek oraz obróbkę cieplną.

Drugi, konkurencyjny kierunek rozwoju technologii materiałów stosowanych do budowy rdzeni magnetycznych jest związany z produkcją materiałów o strukturze amorficznej [1, 11].

W podzespołach indukcyjnych urządzeń elektrotechnicznych, czyli m.in. przekładników prądowych, konkurencyjne dla stosowanych obecnie stopów Fe-Ni są materiały amorficzne, zasadniczo o dwóch podstawowych składach. Pierwszy z nich to stop o podstawowym składzie $Fe_{78}(SiB)_{22}$, który posłużył firmie Allied Chemical Corporaton do pełnego opanowania technologii produkcji taśmy METGLAS 2605 TCA. Drugi to stop o składzie podstawowym $(Co-FeMnMo)_{77.5}(SiB)_{22.5}$, wytwarzany w Europie przez niemiecką firmę Vacuumschmelze, która używa tego materiału do produkcji szeregu rdzeni toroidalnych do zastosowań w elektrotechnice. W Polsce producentem tego typu materiałów o roboczych nazwach METGLAS oraz FINEMET na znacznie mniejszą skalę jest Instytut Metali Nieżelaznych w Gliwicach [1, 11].

Zbadano parametry przedstawionych materiałów magnetycznych, konstruując odpowiedni system pomiarowy wspomagany komputerem.

3. UKŁAD DO POMIARU PARAMETRÓW MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH

Do pomiaru parametrów rdzeni magnetycznych użyto FERROMETRU – systemu pomiarowego zbudowanego na bazie komputera [6]. Oprogramowanie systemu umożliwia wyznaczenie parametrów próbki - rdzenia ferromagnetycznego, a równocześnie pozwala określić parametry schematu zastępczego przetwornika zbudowanego w oparciu o ten rdzeń.

System zbudowany jest na bazie komputera wyposażonego w kartę akwizycji danych o programowalnym wzmacnieniu. Ze względu na wymagania narzucone parametrami technicznymi karty pomiarowej, system wymaga zastosowania dodatkowych urządzeń zewnętrznych:

- przetwornika prąd-napięcie (I/U),
- wzmacniacza mocy (PA) - umożliwiającego odpowiednie zasilanie próbek.

Karta pomiarowa pozwala na wielokanałowe przetwarzanie analogowo-cyfrowe. W rozpatrywanym systemie zastosowano kartę pomiarową analizującą trzy sygnały wejściowe, oznaczone odpowiednio jak na rys. 3.

"1" - napięcie na wejściu obiektu pomiarowego, "2" - napięcie na wyjściu obiektu pomiarowego, "3" - prąd na wejściu obiektu pomiarowego (po przetworzeniu na napięcie).

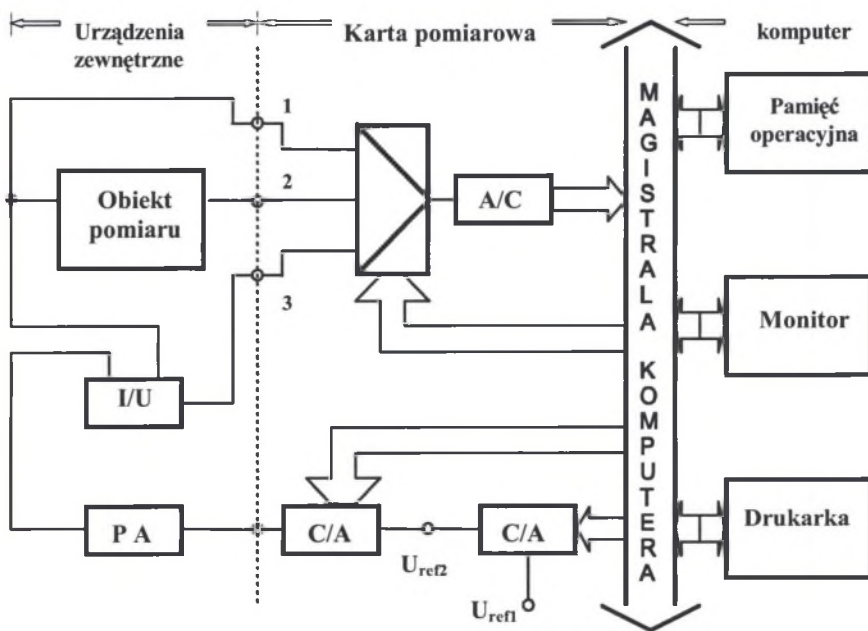
Parametry magnetyczne badanego materiału są obliczane na podstawie zmierzonych wartości dwóch sygnałów:

- napięcia nieobciążonej strony wtórnej,
- prądu strony pierwotnej zasilanej sygnałem testującym (po konwersji prądu na napięcie).

Oba analizowane sygnały są próbkowane przez kartę i na podstawie zbioru próbek wyliczane są z definicji, wg norm [13, 14, 15], wielkości charakterystyczne tych sygnałów (wartość skuteczna, wartość maksymalna, amplituda pierwszej harmonicznej, itd.). Następnie obliczane

są odpowiednie parametry badanej próbki. FERROMETR realizuje cztery odmienne opcje pomiarowe:

- pomiary w funkcji czasu - przebiegi czasowe prądu magnesującego, napięcia wyjściowego, indukcji, natężenia pola lub pętlę histerezy,
- pomiary w funkcji sygnału wymuszającego - wszystkie charakterystyki parametrów magnetycznych próbek, łącznie z parametrami ich schematu zastępczego, przedstawionego w konfiguracji szeregowej lub równoległej. Łącznie wykresy 17 różnych wielkości. Najistotniejsze z nich dla oceny materiału magnetycznego to: B_{\max} (H_{\max}), $P(B_{\max})$ i $\mu(H)$,
- pomiary w funkcji częstotliwości - wszystkie istotne parametry próbki dla jednej ustalonej wartości sygnału, lecz różnych częstotliwości, dowolnie wybranych z zakresu (10, ..., 1000) Hz,
- pomiary indukcji maksymalnej oraz strat mocy dla wybranych wartości skutecznych lub maksymalnych natężenia pola oraz częstotliwości. Wyniki podawane są w formie tabelarycznej.



Rys. 3. Schemat blokowy systemu pomiarowego

Fig. 3. Schematic diagram of measuring system

System pozwala na wizualizację oraz wydruk charakterystyk parametrów badanych materiałów. O wyborze charakterystyki decyduje użytkownik, wybierając opcjonalnie dla osi X oraz osi Y wartości następujących wielkości:

- I , I_{\max} – wartość skuteczna lub maksymalna prądu w uzwojeniu magnesującym,
- H , H_{\max} – wartość skuteczna lub maksymalna natężenia pola,
- B_{\max} – indukcja maksymalna,

P/m – stratność badanego materiału,

S – moc pozorna,

φ – przesunięcie fazowe pierwszych harmoniczných indukcyj oraz natężenia pola,

μ, μ', μ'' – moduł oraz składowe zespolonej przenikalności magnetycznej.

Niepewność pomiaru indukcyj maksymalnej B_{max} , natężenia pola H oraz strat mocy czynnej i pozornej nie przekracza $\pm 1,5\%$.

Podstawowe dane techniczne systemu pomiarowego:

zakres częstotliwości	10, ..., 1000 Hz,
amplituda sygnału wejściowego	0,05, ..., 30,00 V,
długość średniej drogi magnetycznej	0,01, ..., 99,00 cm,
liczby zwojów uzwojeń N_1 i N_2	1, ..., 10000,
przekrój poprzeczny próbki	0,01, ..., 99,00 cm ² .

4. UKŁAD DO POMIARU BŁĘDÓW PRZEKŁADNIKÓW PRĄDOWYCH

Do wyznaczania błędów pomiarowych przekładników prądowych, z uwagi na ich klasę dokładności, wykorzystuje się magnetyczny komparator prądów przemiennych [3, 4]. Podstawowe układy, w których jest stosowany komparator prądów, przedstawiono na rys. 4.

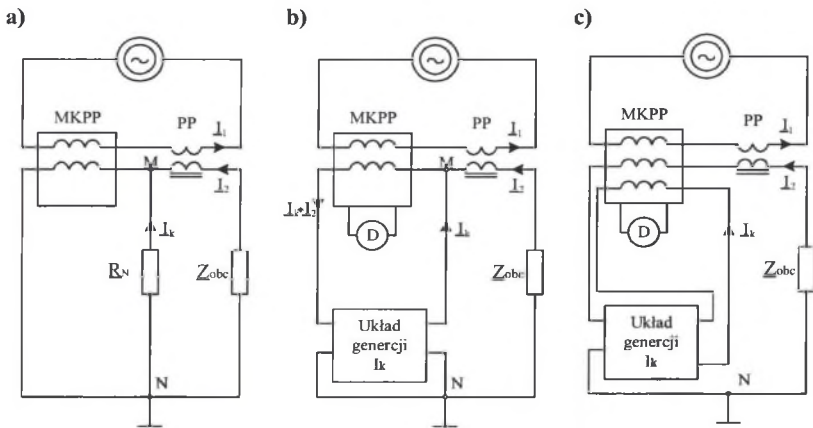
Układ przedstawiony na rys. 4a jest zmodyfikowanym układem różnicowym Hohlego, w którym komparator prądów pełni rolę wzorcowego przekładnika. W układzie różnicowym z kompensacją prądów (rys. 4b) komparator prądów jest wzorcem stosunku prądów, przy czym detektor komparatora stwierdza stan kompensacji prądów w węźle M. W pracy do pomiaru błędów przekładnika zastosowano układ różnicowy z kompensacją sił magnetomotorycznych, przedstawiony na rys. 4c.

Z wcześniejszych rozważań wynika, że głównym źródłem błędu przekładnika prądowego są impedancje gałęzi poprzecznej (X_{μ} oraz R_{Fe}) schematu zastępczego (rys.1). Prąd I_0 płynący w tej gałęzi reprezentuje strumień magnetyczny oraz straty mocy czynnej związane z histerezą i prądami wirowymi. Prąd ten odpowiada sile magnetomotorycznej:

$$\begin{aligned}\Theta_0 &= I_0 N_1 = I_1 N_1 - I_2 N_2, \\ \Theta_0 &= \Theta_1 - \Theta_2.\end{aligned}\quad (5)$$

Wyznaczając zatem błędy przekładnika prądowego za pomocą magnetycznego komparatora prądów należy wytworzyć siłę magnetomotoryczną kompensującą różnicę sił magnetomotorycznych Θ_1 i Θ_2 . Zaproponowano układ, w którym wykorzystano sterowane źródła prądu kompensacyjnego [5], zsynchronizowane z prądem wtórnym przekładnika I_2 . Schemat układu przedstawiono na rys. 5.

Przedstawiony układ znacznie upraszcza i przyspiesza proces kompensacji. Zaletą zastosowanego układu jest również to, że wartości prądów I_{K1} oraz I_{K2} źródeł prądowych określają bezpośrednio wartości składowych błędów badanego przekładnika.

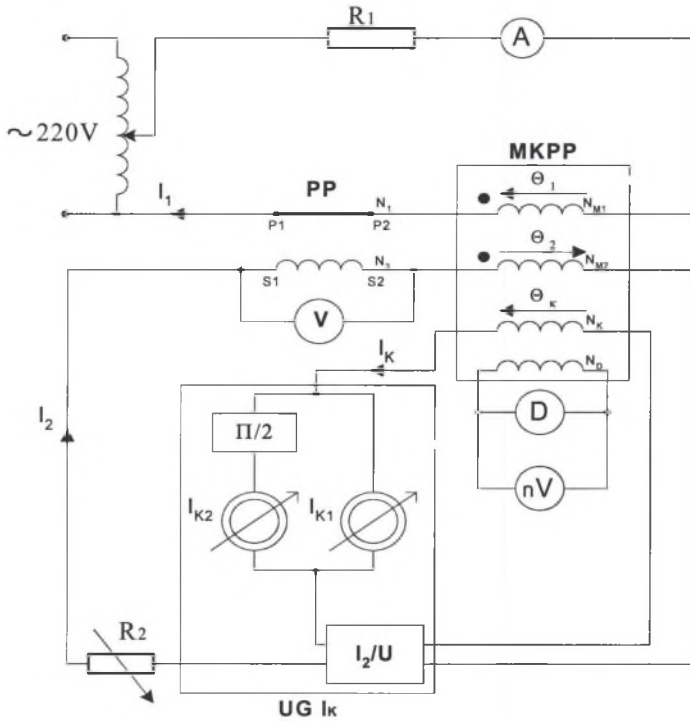


Rys. 4. Układy do wyznaczania błędów przekładników prądowych za pomocą MKP:

a) zmodyfikowany układ Hohlego, b) układ różnicowy z kompensacją prądów,

c) układ różnicowy z kompensacją sił magnetomotorycznych

Fig. 4. System for current transformer error determination: a) Hohle system, b) differential system with current compensation, c) differential system with magnetomotive force compensation



Rys. 5. Wykorzystanie źródeł prądowych w układzie różnicowej kompensacji sił magnetomotorycznych z wykorzystaniem MKPP

Fig. 5. Use of current sources for compensation of magnetomotive forces in MKPP

Elementy układu pomiarowego stanowią:

- PP – badany przekładnik prądowy,
- MKPP – magnetyczny komparator prądów przemiennych,
- UGI_k – układ generacji prądu kompensacyjnego,
- D – detektor zmiennoprądowy, np. oscyloskop oraz nanowoltomierz.

Wykonane urządzenie przewidziane jest do pracy przy znamionowej częstotliwości $f=50$ Hz. Zmiana częstotliwości sygnału wejściowego wymaga zmiany kąta przesunięcia przesuwnika fazy. Źródła prądowe mogą wygenerować prądy kompensacyjne w zakresie od 0 do 0,6 A, co odpowiada prądom strony wtórnej przekładnika prądowego I_2 od 0 do 6 A. Układ pozwala zatem na określenie błędów przekładników prądowych od 0 do 10% i został podzielony na cztery podzakresy:

- I podzakres $(0 \div 0,01)\%$,
- II podzakres $(0 \div 0,1)\%$,
- III podzakres $(0 \div 1)\%$,
- IV podzakres $(0 \div 10)\%$.

5. KONSTRUKCJA MAGNETOWODÓW TRANSFORMATORÓW POMIAROWYCH

W pracy zbadano możliwości zastosowania w konstrukcji przekładników pomiarowych rdzeni kompozytowych – magnetowodów złożonych z rdzeni o różnych właściwościach magnetycznych [7]. Wykonano następujące rdzenie kompozytowe, które wykorzystano w konstrukcji przekładników prądowych:

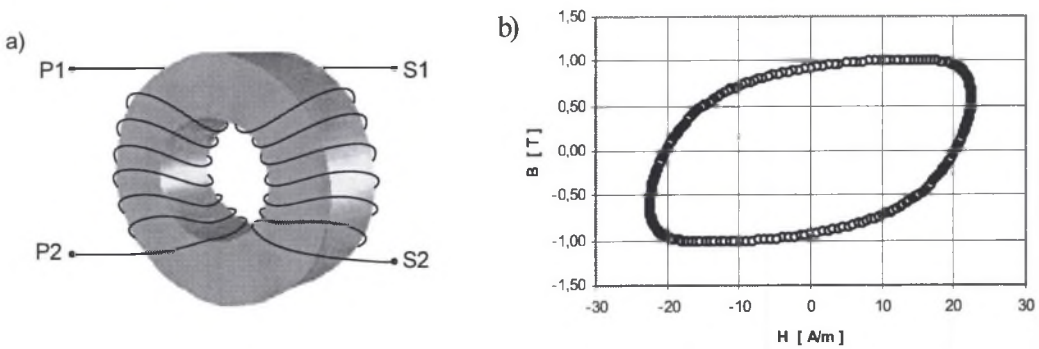
- a) rdzeń ze stali krzemowej (089-27-N5) – o małej przenikalności magnetycznej, dużej stratności, lecz wysokiej indukcji nasycenia ($B_{\max} = 1,8$ T, $H_c = 28$ A/m, $\mu_{\max} = 30\ 000$),
- b) rdzeń kompozytowy składający się z materiału ze stali krzemowej oraz materiału amorficznego (metglas) ($B_{\max} = 1,4$ T, $H_c = 5$ A/m, $\mu_{\max} = 150\ 000$),
- c) rdzeń kompozytowy składający się z materiału ze stali krzemowej oraz materiału nanokryształicznego (finemet) ($B_{\max} = 1,0$ T, $H_c = 1,2$ A/m, $\mu_{\max} = 450\ 000$),
- d) rdzeń kompozytowy składający się z materiału amorficznego (metglas) oraz materiału nanokryształicznego (finemet).

Przypadek (a) stanowi standardową konstrukcję rdzenia przekładnika prądowego. Konstrukcje (b) oraz (c) są przykładami rdzeni kompozytowych, gdzie pewną część materiału standardowego (stali krzemowej) zastąpiono materiałami o lepszych właściwościach magnetycznych. Przypadek (d) jest konstrukcją rdzenia kompozytowego z zastosowaniem tylko współczesnych materiałów magnetycznych [8].

Do badań skonstruowano przekładniki o następujących parametrach:

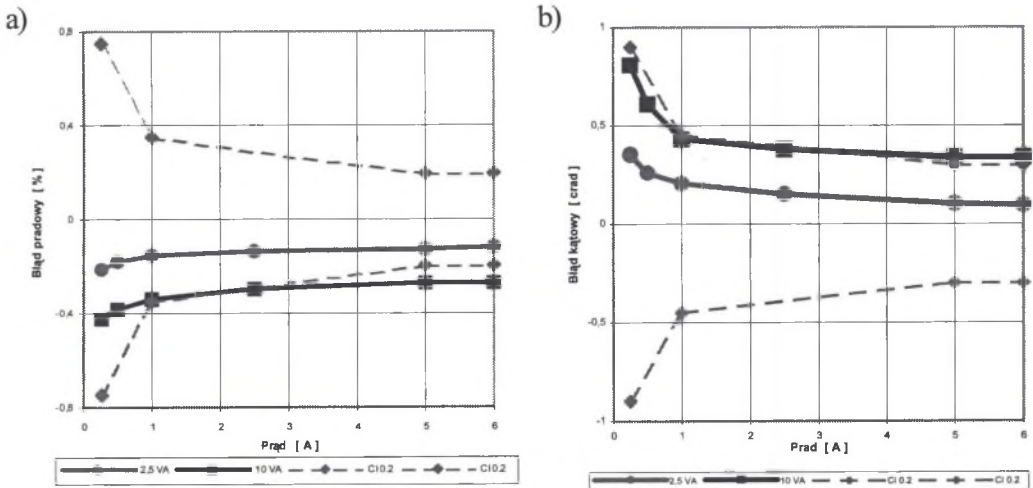
- przekładnia prądowa przekładnika $I_2/I_1 = 5/5$ A/A
- znamionowa wartość siły magnetomotorycznej przekładnika: $\Theta_N = 300$ A,
- średnica drutu uzwojeń: $D=1$ mm,
- wymiary geometryczne rdzeni : (120 x 95 x 10) mm,
- moc znamionowa $S_N = 10$ V·A.

Na rys. 6a przedstawiono rdzeń przekładnika prądowego wykonany ze standardowego materiału magnetycznego (stali krzemowej o symbolu technicznym 089-27-N5), natomiast na rys. 6b kształt pętli histerezy materiału tego rdzenia. Maksymalna wartość indukcji magnetycznej w rdzeniu jest uzależniona od spadku napięcia na impedancji gałęzi poprzecznej schematu zastępczego przy znamionowym obciążeniu (10V·A) i wynosi dla tej konstrukcji przekładnika ok. 1 T.



Rys. 6. Magnetowód (a) oraz pętla histerezy (b) stali krzemowej
 Fig. 6. Magnetic core (a) and hysteresis loop (b) of silicon-iron steel

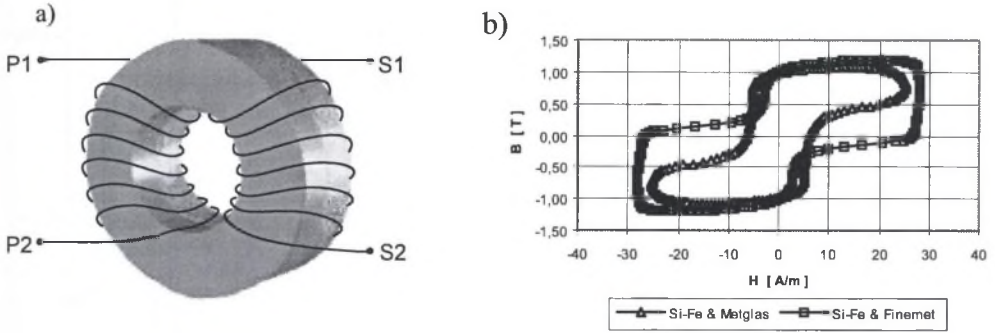
Charakterystyki błędów prądowego oraz kąтового tego przekładnika, w funkcji prądu strony wtórnej, dla różnych wartości jego obciążenia (2,5 V·A oraz 10 V·A) przedstawiono odpowiednio na rys. 7a oraz rys. 7b. Błędy prądowe oraz kątowe tego przekładnika, dla znamionowej mocy obciążenia 10 V·A, są większe od błędów dopuszczalnych przekładników klasy 0,2 [13].



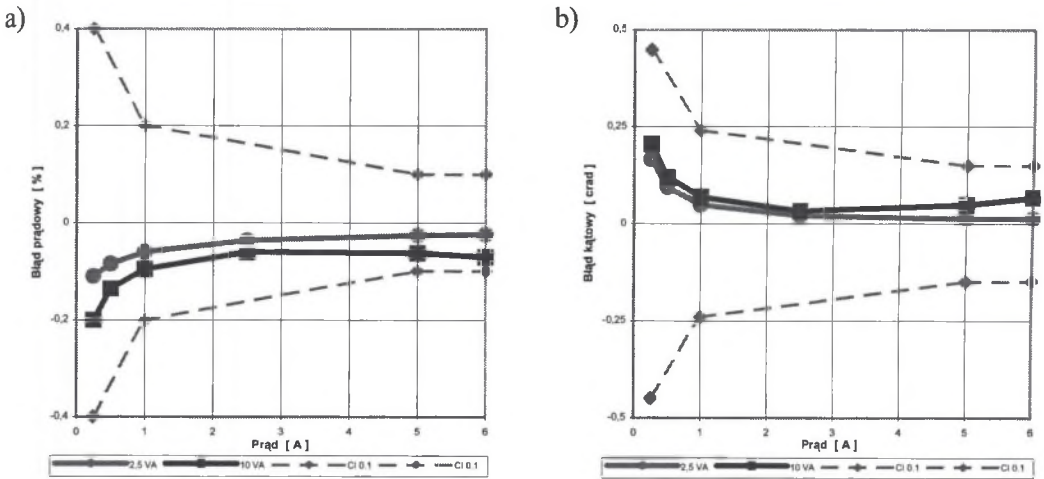
Rys. 7. Błąd prądowy (a) i kątowy (b) przekładnika prądowego z magnetowodem ze stali krzemowej
 Fig. 7. Current error (a) and phase error (b) of current transformer silicon-iron steel core

Strukturę rdzeni kompozytowych przedstawiono na rys. 8a. Wypadkowe charakterystyki magnesowania takich złożonych rdzeni przedstawiono na rys. 8b. Do badań zastosowano rdzenie o identycznych wymiarach geometrycznych. Pierwszy z rdzeni był zrobiony ze stali krzemowej, natomiast drugi – z metglasu (rdzeń kompozytowy Si-Fe & metglas) lub z finemetu

(rdzeń kompozytowy Si-Fe & finemet). Taki wypadkowy „materiał magnetyczny” charakteryzuje się dużą przenikalnością początkową, małym stosunkiem przenikalności maksymalnej do początkowej i małą stratnością (mniejsza powierzchnia pętli histerezy). Natomiast indukcja nasycenia wypadkowego „materiału magnetycznego” rdzenia jest równa indukcji nasycenia stali krzemowej.



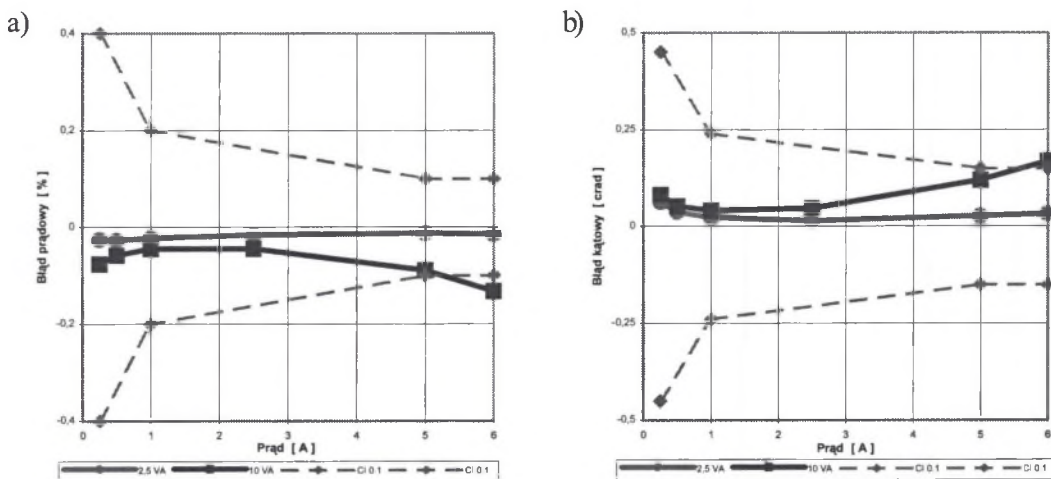
Rys. 8. Struktura rdzeni kompozytowych (a) oraz ich pętle histerezy (b)
 Fig. 8. Structure of composite magnetic cores (a) and their hysteresis loops (b)



Rys. 9. Błąd prądowy (a) oraz błąd kątowy (b) przekładnika prądowego z rdzeniem kompozytowym typu Fe-Si & Metglas
 Fig. 9. Current (a) and phase error (b) of current transformer with silicon-iron steel and Metglas composite core

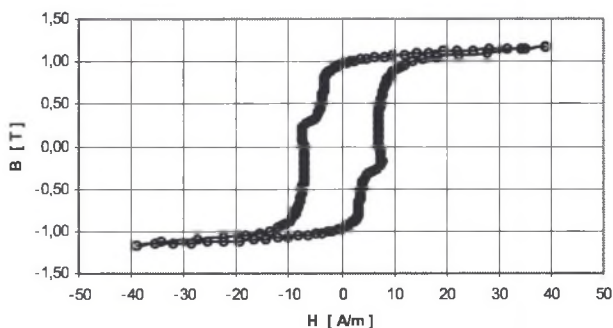
Charakterystyki błędów prądowego oraz kąтового przekładnika, zbudowanego na rdzeniu kompozytowym Fe-Si & metglas, w funkcji prądu strony wtórnej, dla różnych wartości jego obciążenia (2,5 V·A oraz 10 V·A) przedstawiono odpowiednio na rys. 9a i 9b. Błędy prądowe oraz kątowe tego przekładnika, dla znamionowej mocy obciążenia 10 V·A, nie są większe od błędów dopuszczalnych przekładników klasy 0,1 [13].

Błędy przekładnika prądowego z rdzeniem kompozytowym z wykorzystaniem finemetu przedstawiono na rys. 10. Dla mniejszych wartości prądów ($< 40\% I_N$) i małych mocy obciążeń ($2,5V \cdot A$), błędy tego przekładnika są mniejsze od wartości błędów przekładnika z rdzeniem kompozytowym z wykorzystaniem metglasu. W miarę jednak wzrostu prądu i zwiększania się impedancji obciążenia błędy te zwiększają się i dla znamionowych prądów przekraczają dopuszczalne wartości błędów dla przekładników klasy 0,1. Wytłumaczeniem tego zjawiska jest fakt, iż finemet, pomimo lepszych właściwości magnetycznych (większa przenikalność i mniejsza stratność), ulega wcześniej nasyceniu niż metglas.



Rys. 10. Błąd prądowy (a) oraz błąd kątowy (b) przekładnika prądowego z rdzeniem kompozytowym typu Fe-Si & finemet

Fig. 10. Current (a) and phase (b) error of current transformer with silicon-iron steel and Finemet composite core



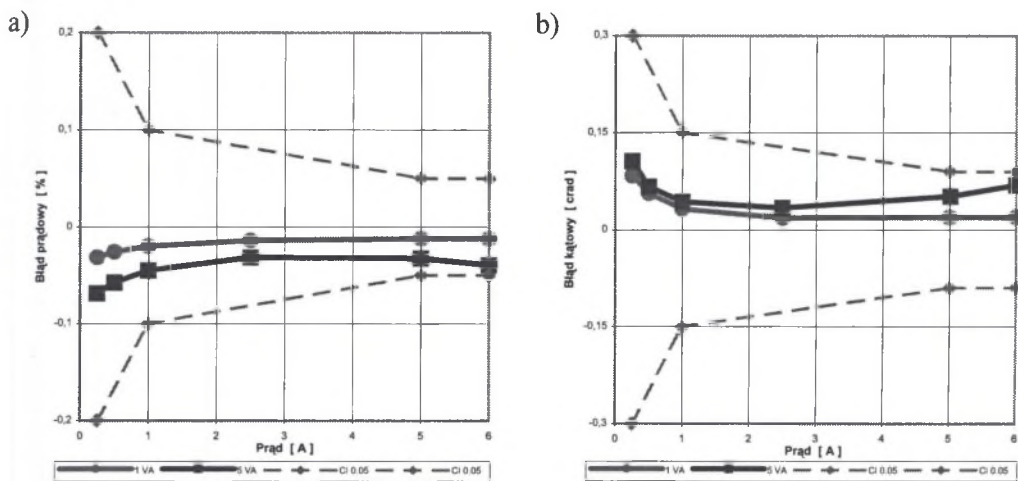
Rys. 11. Pętla histerezy rdzenia kompozytowego typu metglas & finemet

Fig. 11. Hysteresis loop of Metglas and Finemet composite core

Sposobem zwiększenia dokładności takiego przekładnika, przy większych obciążeniach i większych wartościach prądów, jest obniżenie „punktu pracy” na charakterystyce magnesowania. Efekt ten osiąga się poprzez zwiększenie liczby zwojów uzwojeń przekładnika, tj. poprzez zwiększenie znamionowej siły magnetomotorycznej przekładnika.

Zweryfikowano doświadczalnie ten sposób minimalizacji błędów konstruując rdzeń kompozytowy z wykorzystaniem metglasu oraz finemetu. Zmniejszono wartość mocy obciążenia do 5 V·A oraz zwiększono do 500 A znamionową siłę magnetomotoryczną przekładnika.

Charakterystykę magnesowania rdzenia o takiej konstrukcji przedstawiono na rys. 11. Natomiast błędy przekładnika z rdzeniem kompozytowym metglas & finemet przedstawiono na rys. 12. Nie przekraczają one wartości dopuszczalnych błędów dla przekładnika klasy 0,05.



Rys. 12. Błąd prądowy (a) oraz błąd kątowy (b) przekładnika prądowego z rdzeniem kompozytowym typu metglas & finemet

Fig. 12. Current (a) and phase (b) error of a current transformer with Metglas and Finemet composite core

6. WNIOSKI

Zaprezentowane wyniki pomiarów przemawiają za celowością konstruowania kompozytowych rdzeni magnetycznych. W realiach gospodarki rynkowej, budując rdzeń kompozytowy z taniego materiału, o średnich właściwościach magnetycznych oraz drogiego, cechującego się bardzo dobrymi parametrami, można uzyskać rdzeń, którego właściwości metrologiczne spełnią założenia konstruktora co do wysokiej klasy dokładności przekładnika oraz ograniczą środki finansowe przeznaczone na realizację zadania celowego.

Zagadnienie to jest aktualne. Istnieje bowiem bardzo duże zapotrzebowanie na przekładniki pomiarowe o wysokich klasach dokładności. Jest to związane z ich zastosowaniem w obwodach pomiarowych o istotnym znaczeniu ekonomicznym, np. w procesie rozliczeń energii elektrycznej, w których przekładniki służą do zasilania bardzo dokładnych i kosztownych cyfrowych liczników energii elektrycznej.

Praca naukowa finansowana ze środków Komitetu Badań Naukowych w latach (2002-2005) jako projekt badawczy Nr 4 T10C 025 23.

LITERATURA

1. Kolano A., Mateja-Kaczmarek K.: JMMM, pp. 432-433 (2003).
2. Koszmider A., Olak J., Piotrowski Z.: *Przekładniki prądowe*, WNT, Warszawa 1985.
3. Kusters N.L.: *The Precise Measurement of Current Ratios*; IEEE Trans. on Instr. and Meas., Vol. IM-13, 1964, pp. 197-209.
4. Kwiczala J., Miłek M.: *A Current Transfer Method and Its Application to Calibrating a Current Comparator*; IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. IM-38, 1989, pp. 979-983.
5. Kwiczala J.: *Orthogonal current sources in a system for current transformer error determination*, Metrology and Measurements Systems, Vol. X, Number 4 (2003), pp. 395-408.
6. Kwiczala J., Kasperczyk B.: *Ferrometryczny system pomiarowy*. Materiały Konferencyjne Metrologia Wspomagana Komputerowo (MWK). Warszawa-Waplewo 2003.
7. Kwiczala J.: *Composite core and its application to current transformer*. 16th Soft Magnetic Materials Conference. Duesseldorf (Germany) 2003.
8. Parasuram M.: *Instruments Transformers*, Kappa Electricals. Delhi 2002.
9. Sołtyski M.: *Materiały magnetyczne w technice*. COSiW SEP, Warszawa 2001.
10. Wiszniewski A.: *Przekładniki w elektroenergetyce*. WNT, Warszawa 1992.
11. Wójcik N., Kolano R., Kolano A.: *Construction and magnetic properties of the amorphous-nanocrystalline cores*. JMMM, pp. 215-216, (2000).
12. Wright A.: *Current Transformers*. Chapman and Hall, Ltd. London 1968.
13. PN-EN 60044-1:2000/A1:2002. *Przekładniki. Przekładniki prądowe*.
14. PN-72/T-01019: *Słownictwo teleelektryczne: Magnetyzm - Nazwy i określenia*
15. IEC Standard 404-2: *Magnetic materials*.

Abstract

The parameters of a composite core and metrological properties of a current transformer using this core are described in the paper. The paper presents the results of investigations of the current transformer consisting of two toroidal cores of the same geometrical dimensions: the first one made of silicon-iron steel, the standard magnetic material used for construction of current transformers and the other one made of Metglas tape ($B_{max}=1.4$ T, $H_c=5$ A/m, $\mu_{max}=150000$) or Finemet tape ($B_{max}=1.0$ T, $H_c=1.2$ A/m, $\mu_{max}=450000$). The Institute of Non-Ferrous Metals in Gliwice manufactured the both tapes [1,11]. The errors of the current transformer using the composite core are smaller than those of the transformer using the standard magnetic materials.

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 kwietnia 2004 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Jacek Przygocki, prof. Pol. Warszawskiej