

Bernard BARON  
Andrzej MARCOL

### **METODA IDENTYFIKACJI ZASTĘPCZYCH REAKTANCJI FAZOWYCH ODBIORNIKÓW TRÓJFAZOWYCH WIELKIEJ MOCY O GWIAZDOWYM SCHEMACIE ZASTĘPCZYM BEZ DOSTĘPNEGO PUNKTU ZEROWEGO ODBIORNIKA**

Streszczenie. W pracy zaprezentowano algorytm identyfikacji reaktancji fazowych trójfazowych odbiorników wielkiej mocy. Założono, że niedostępny pomiarowo jest punkt zerowy odbiornika. Prezentowany algorytm opiera się jedynie na pomiarach napięć i prądów fazowych strony wtórnej transformatora zasilającego w kilku (co najmniej 3) cyklach pomiarowych dokonanych w różnych stanach pracy odbiornika. W pracy uwzględniono obecność wyższych harmonicznnych w prądach fazowych i ich wpływ na dokładność identyfikacji.

### **METHOD OF IDENTIFICATION OF PHASE REACTANCES OF THREE-PHASE LARGE POWER LOADS WITH INACCESSIBLE NEUTRAL POINT**

Summary. In the paper an algorithm for identification of phase reactance of three-phase large power loads has been presented. It is assumed, that the neutral point of the load cannot be accessed by any measurement tool. The presented algorithm is based on measurement of phase voltages and currents of supplying transformer in several cycles (at least 3) under different working conditions of the load. In the work the presence of higher harmonics in the phase currents and their influence on the accuracy of the identification has been regarded.

### **EIN IDENTIFIZIERVERFAHREN VON ERSATZPHASENREAKTANZEN DER DREIPHASIGEN HOCHLEISTUNGSSYSTEMEN MIT STERNERSATZ- SCHALTUNG OHNE ZUGANG ZUM NEUTRALPUNKT DER LAST**

Zusammenfassung. Im Artikel wird ein Identifizierverfahren von Ersatzphasenreaktanzen der dreiphasigen Hochleistungssystemen präsentiert. Es wird angenommen, daß der Neutralpunkt der Last unzugänglich ist. Der präsentierte Algorithmus basiert nur auf den Messungen von Phasenspannungen und Strömen an der Sekundärseite des einspeisenden Transformators in einigen (mindestens 3) Meßvorgängen bei verschiedenen Betriebsbedingungen der Last. Die Anwesenheit von höheren Harmonischen und deren Einfluß auf die Genauigkeit der Identifizierung werden berücksichtigt.

## 1. WSTĘP

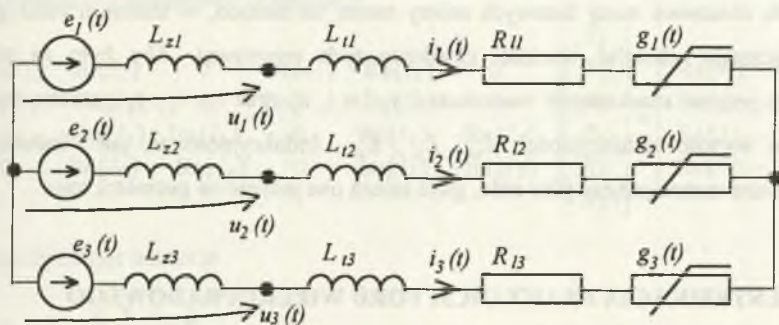
Odbiorniki trójfazowe wielkiej mocy zasilane są najczęściej z transformatora poprzez wielkopięciową sieć krótką. Na skutek asymetrii toru wielkopięciowego i występujących sprzężeń magnetycznych obserwuje się zjawisko znane pod nazwą fazy mocnej i fazy słabej. Powstaje ono na skutek zjawiska przenoszenia mocy czynnej poprzez pole magnetyczne z jednej fazy do drugiej i polega na tym, że moce fazowe odbiornika charakteryzują się dużą asymetrią. W rezultacie prowadzi to do zwiększenia asymetrii odbiornika i pogorszenia warunków jego pracy.

Optymalizacja warunków pracy odbiorników dużej mocy natrafia na wiele przeszkód, z których główną jest nieznanosc parametrów elektrycznych toru wielkopięciowego. W układach o gwiazdowym schemacie zastępczym bardzo często niedostępny pomiarowo jest punkt neutralny (o potencjale równym 0) odbiornika, przez co nie można dokonać pomiaru napięć fazowych. Uniemożliwia to z kolei wyznaczenie w prosty sposób fazowych mocy odbiornika. Zazwyczaj jedynymi dostępnymi pomiarowo wielkościami są prądy fazowe i napięcia fazowe strony wtórnej transformatora zasilającego. Bez znajomości reaktancji fazowych toru wielkopięciowego nie można wyznaczyć mocy fazowych na podstawie tych pomiarów. Bardzo dobrym przykładem takiego odbiornika jest piec oporowo-lukowy. W tym przypadku znajomość parametrów toru wielkopięciowego jest niezbędna do określenia optymalnych warunków pracy pieca. Dalsze rozważania prowadzone będą na podstawie modelu pieca oporowo-lukowego.

## 2. ZASTĘPCZY SCHEMAT SIECI KRÓTKIEJ

W skład toru wielkopięciowego wchodzi: strona wtórna transformatora, pakiety rurek miedzianych wiodących prąd i impedancje odbiornika. Ze względów konstrukcyjnych tory dla każdej z faz nie są symetryczne, tzn. impedancje zarówno własne, a w szczególności wzajemne toru w poszczególnych fazach nie są równe. Celem niniejszej pracy nie jest jednak znalezienie dokładnego modelu sieci krótkiej, a jedynie wyznaczenie pewnych zastępczych wielkości charakteryzujących tor wielkopięciowy pod kątem ich przydatności w wyznaczaniu

rzeczywistych mocy fazowych odbiornika. W układzie trójfazowym można zastąpić układ sprzężony magnetycznie równoważnym układem bez sprzężeń. Do dalszych rozważań przyjęto schemat zastępczy toru wielkopiętowego przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Schemat zastępczy toru wielkopiętowego wraz z odbiornikiem

Fig. 1. Substitute circuit of high current system with a load

Poszczególne elementy reprezentują:

$e_1(t), e_2(t), e_3(t)$  - napięcia fazowe transformatora piecowego,

$L_{z1}, L_{z2}, L_{z3}$  - indukcyjności zastępcze transformatora po przejściu na układ bez sprzężeń,

$L_{l1}, L_{l2}, L_{l3}$  - indukcyjności zastępcze toru prądowego po przejściu na układ bez sprzężeń,

$R_{l1}, R_{l2}, R_{l3}$  - liniową część rezystancji obciążenia,

$g_1(t), g_2(t), g_3(t)$  - konduktancje łuku elektrycznego.

Wielkości dostępne pomiarowo:

$u_1(t), u_2(t), u_3(t)$  - napięcia fazowe na zaciskach transformatora piecowego,

$i_1(t), i_2(t), i_3(t)$  - prądy fazowe.

Występujące w schemacie zastępczym rezystancje, zarówno liniowa jak i nieliniowa, są wielkościami reprezentującymi moc fazową odbiornika:

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^T [R_{li} + R_{ni}(t)] i_i(t) dt, \quad i = 1, 2, 3 \quad (1)$$

gdzie  $R_{ni}(t) = \frac{1}{g_i(t)}$  - chwilowe rezystancje łuku elektrycznego.

Rezystancje te zależą ogólnie od bardzo wielu czynników, których wyznaczenie jest praktycznie niemożliwe. Część nieliniowa jest przy tym źródłem wyższych harmonicznych pojawiających się w prądach fazowych.

W celu obliczenia mocy fazowych należy zatem na bieżąco, w trakcie trwania procesu technologicznego, określać wartości chwilowe tych rezystancji. Aby było to możliwe, dysponując jedynie zmierzonymi wartościami  $u_1, u_2, u_3$  oraz  $i_1, i_2, i_3$ , należy wcześniej wyznaczyć wartości indukcyjności  $L_{11}, L_{12}, L_{13}$ . Indukcyjności te, jak i indukcyjności transformatora można przyjąć jako stałe, gdyż zależą one jedynie od geometrii toru.

### 3. IDENTYFIKACJA REAKTANCJI TORU WIELKOPRĄDOWEGO

Jak już wspomniano, jedynymi wielkościami dostępnymi pomiarowo w rozważanym układzie są prądy fazowe oraz napięcia fazowe transformatora. Niedostępny jest również punkt zerowy odbiornika. Zatem dla przedstawionego na rys.1 schematu zastępczego sieci krótkiej pieca oporowo-lukowego można napisać jedynie dwa liniowo niezależne równania drugiego prawa Kirchhoffa, które dla pierwszej harmonicznej prądu mają następującą postać symboliczną:

$$\begin{aligned} (R_1 + jX_1)I_1 - (R_2 + jX_2)I_2 &= U_1 - U_2 \\ (R_2 + jX_2)I_2 - (R_3 + jX_3)I_3 &= U_2 - U_3 \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie  $X_i = \omega L_i, \quad i=1,2,3,$

$$R_i = R_h + R_m, \quad i=1,2,3,$$

$R_m$  - uśredniona wartość rezystancji łuku,

$\omega$  - pulsacja pierwszej harmonicznej.

Wyższe harmoniczne prądów fazowych można traktować jako zakłócenie procesu identyfikacji odwzorowujące rzeczywiste warunki panujące podczas pracy odbiornika.

Rozbijając równania (2) na część rzeczywistą i urojoną otrzymujemy układ czterech równań:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{I_1\}R_1 - \operatorname{Im}\{I_1\}X_1 - \operatorname{Re}\{I_2\}R_2 + \operatorname{Im}\{I_2\}X_2 &= \operatorname{Re}\{U_1 - U_2\}, \\ \operatorname{Im}\{I_1\}R_1 + \operatorname{Re}\{I_1\}X_1 - \operatorname{Im}\{I_2\}R_2 - \operatorname{Re}\{I_2\}X_2 &= \operatorname{Im}\{U_1 - U_2\}, \\ \operatorname{Re}\{I_2\}R_2 - \operatorname{Im}\{I_2\}X_2 - \operatorname{Re}\{I_3\}R_3 + \operatorname{Im}\{I_3\}X_3 &= \operatorname{Re}\{U_2 - U_3\}, \\ \operatorname{Im}\{I_2\}R_2 + \operatorname{Re}\{I_2\}X_2 - \operatorname{Im}\{I_3\}R_3 - \operatorname{Re}\{I_3\}X_3 &= \operatorname{Im}\{U_2 - U_3\}, \end{aligned} \quad (3)$$

o sześciu niewiadomych :  $R_1, R_2, R_3, X_1, X_2, X_3$ . Układ ten nie posiada jednoznacznego rozwiązania; stąd wynika, że na podstawie pojedynczego pomiaru i bez dodatkowych założeń nie można wyznaczyć parametrów schematu zastępczego. W postaci macierzowej można układ równań (3) przedstawić następująco:

$$\begin{bmatrix} -\operatorname{Im}\{I_1\} & \operatorname{Im}\{I_2\} & 0 & \operatorname{Re}\{I_1\} & -\operatorname{Re}\{I_2\} & 0 \\ \operatorname{Re}\{I_1\} & -\operatorname{Re}\{I_2\} & 0 & \operatorname{Im}\{I_1\} & -\operatorname{Im}\{I_2\} & 0 \\ 0 & -\operatorname{Im}\{I_2\} & \operatorname{Im}\{I_3\} & 0 & \operatorname{Re}\{I_2\} & -\operatorname{Re}\{I_3\} \\ 0 & \operatorname{Re}\{I_2\} & -\operatorname{Re}\{I_3\} & 0 & \operatorname{Im}\{I_2\} & -\operatorname{Im}\{I_3\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ R_1 \\ R_2 \\ R_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{U_1 - U_2\} \\ \operatorname{Im}\{U_1 - U_2\} \\ \operatorname{Re}\{U_2 - U_3\} \\ \operatorname{Im}\{U_2 - U_3\} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

lub dekomponując macierze

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_X & \mathbf{A}_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{R} \end{bmatrix} = \mathbf{F} \quad (4a)$$

Kluczowym założeniem prezentowanego algorytmu wyznaczania reaktancji sieci krótkiej jest niezmiennosc tych reaktancji w trakcie pracy odbiornika. Reaktancje  $X_1, X_2, X_3$  zależą jedynie od geometrii toru wieloprądowego i samego odbiornika. Badania symulacyjne modelu sieci krótkiej pieca oporowo-łukowego za pomocą metod teorii pola elektromagnetycznego wykazały, że zmiany tych reaktancji spowodowane np. ruchem elektrod doprowadzających energię do wsadu pieca w bardzo szerokim zakresie pracy odbiornika są bardzo nieznaczne.

Założenie niezmiennosci reaktancji toru wieloprądowego pozwala na zredukowanie liczby niewiadomych w równaniach (3) w kolejnych cyklach pomiarowych dokonanych w różnych stanach pracy odbiornika (przy różnych prądach, napięciach i różnych przesunięciach fazowych między prądami i napięciami). W każdym kolejnym cyklu otrzymuje się kolejne cztery równania o postaci (3) oraz tylko trzy nowe niewiadome  $R'_1, R'_2, R'_3$  gdzie  $i$  oznacza numer kolejnego cyklu. Jak łatwo zauważyć, po wykonaniu  $k$  cykli mamy  $4k$  równań oraz  $3(k+1)$  niewiadomych. Rozwiązując zatem nierówność  $4k \geq 3(k+1)$  otrzymujemy minimalną liczbę cykli pomiarowych niezbędnych do rozwiązania podanego układu równań równą 3.

Ogólnie mówiąc, do wyznaczenia reaktancji zastępczych sieci krótkiej potrzeba co najmniej 3 cykli pomiarowych. Przy większej ilości cykli ma się do czynienia z nadokreślonym układem równań liniowych, tzn. takim, w którym ilość równań przewyższa ilość niewiadomych. Większa ilość danych pomiarowych pozwala na redukcję błędów, a przez to na pewniejsze wyznaczenie poszukiwanych reaktancji. Ponadto, aby możliwe było otrzymanie wiarygodnego rozwiązania układu równań, jego macierz powinna być dobrze uwarunkowana.

Oznacza to konieczność wykonania poszczególnych cykli pomiarowych w możliwie bardzo różniących się od siebie stanach pracy odbiornika.

Po wykonaniu  $k$  cykli pomiarowych nadokreślony układ równań przybiera postać:

$$\begin{bmatrix} A_X^1 & A_R^1 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ A_X^2 & 0 & A_R^2 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ A_X^3 & 0 & 0 & A_R^3 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_X^i & 0 & 0 & \dots & A_R^i & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_X^k & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & A_R^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ R^1 \\ R^2 \\ \dots \\ R^i \\ \dots \\ R^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^1 \\ F^2 \\ F^3 \\ \dots \\ F^i \\ \dots \\ F^k \end{bmatrix}, \quad (5)$$

gdzie:  $i$  - numer kolejnego cyklu pomiarowego

$$A_X^i = \begin{bmatrix} -\text{Im}\{I'_1\} & \text{Im}\{I'_2\} & 0 \\ \text{Re}\{I'_1\} & -\text{Re}\{I'_2\} & 0 \\ 0 & -\text{Im}\{I'_2\} & \text{Im}\{I'_3\} \\ 0 & \text{Re}\{I'_2\} & -\text{Re}\{I'_3\} \end{bmatrix}, \quad A_R^i = \begin{bmatrix} \text{Re}\{I'_1\} & -\text{Re}\{I'_2\} & 0 \\ \text{Im}\{I'_1\} & -\text{Im}\{I'_2\} & 0 \\ 0 & \text{Re}\{I'_2\} & -\text{Re}\{I'_3\} \\ 0 & \text{Im}\{I'_2\} & -\text{Im}\{I'_3\} \end{bmatrix},$$

$$0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}, \quad R^i = \begin{bmatrix} R'_1 \\ R'_2 \\ R'_3 \end{bmatrix}, \quad F^i = \begin{bmatrix} \text{Re}\{U'_1 - U'_2\} \\ \text{Im}\{U'_1 - U'_2\} \\ \text{Re}\{U'_2 - U'_3\} \\ \text{Im}\{U'_2 - U'_3\} \end{bmatrix}$$

Rozwiązując nadokreślony układ równań liniowych o postaci (5) otrzymuje się wektor zawierający szukane reaktancje  $X_1, X_2, X_3$  oraz szereg wartości rezystancji odpowiadających poszczególnym stanom pracy odbiornika. Rezystancje te z punktu widzenia algorytmu identyfikacji reaktancji nie mają większego znaczenia.

#### 4. METODA ORTOGONALNYCH PRZEMNOŻEŃ ROZWIĄZYWANIA NADOKREŚLONEGO UKŁADU RÓWNAŃ

Jeżeli dany jest układ nadokreślony równań liniowych o postaci:

$$AX = F, \quad (6)$$

gdzie  $A$  - macierz o  $m$  wierszach i  $n$  kolumnach ( $m \geq n$ ),

$X$  - wektor niewiadomych o  $n$  elementach,

$F$  - wektor wyrazów wolnych o  $m$  elementach,

oraz jednokolumnową macierz residuów:

$$R = AX - F, \quad (7)$$

to pseudorozwiązaniem tego układu równań nazywamy wektor  $X^*$ , dla którego norma wektora  $R$  jest minimalna. Metoda ortogonalnych przemnożeń opiera się na twierdzeniu, że przemnożenie obu stron układu (6) przez macierz ortogonalną, tzn. taką, że  $Q^T = Q^{-1}$ , przekształca dany układ w układ równoważny, tzn. o takim samym pseudorozwiązaniu. Dzięki odpowiedniemu doborowi elementów macierzy  $Q$  metoda ta przekształca układ (6) w układ równoważny, w którym macierz  $A$  jest macierzą górną trójkątną. Jako normę wektora residuów przyjmuje się sumę kwadratów jego elementów.

W kolejnym kroku przekształceń macierz  $Q$  ma postać:

$$Q_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & q_k \end{bmatrix}, \quad (8)$$

a jej elementy są tak dobrane, by po przemnożeniu w kolejnym kroku macierzy  $A$  przez  $Q_k$  pod pierwszą przekątną w  $k$ -tej kolumnie pojawiły się elementy zerowe, a macierz  $Q_k$  była ortogonalna.

Wyjściowy układ równań po wszystkich przekształceniach przybiera postać [2]:

$$\begin{bmatrix} a_{11} + a_{12} + \dots + a_{1n} \\ a_{22} + \dots + a_{2n} \\ \dots \dots \dots \dots \dots \\ a_{nn} \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \\ f_{n+1} \\ \dots \\ f_m \end{bmatrix} \quad (9)$$

Pseudorozwiązanie tego układu otrzymuje się rozwiązując układ określony przez macierz utworzoną przez odrzucenie ostatnich  $m-n$  wierszy przekształconej macierzy  $A$ , którego prawą stroną jest wektor powstały przez odrzucenie ostatnich  $m-n$  elementów przekształconego wektora  $F$ .

Szczegółowy algorytm tworzenia ortogonalnych macierzy  $Q$ , przez które kolejno przemnażany jest wyjściowy układ równań w celu osiągnięcia postaci (6), znajduje się w pracy [2]. Badania eksperymentalne przeprowadzono opierając się na programie podanym w pracy [5].

## 5. BADANIA SYMULACYJNE PREZENTOWANEGO ALGORYTMU

W celu przetestowania algorytmu opracowano symulacyjny program komputerowy. Dzięki niemu można ocenić dokładność identyfikacji parametrów porównując zidentyfikowane wartości z zadanymi parametrami modelu. W programie symulacyjnym zamodelowano sieć krótką opierając się na przedstawionym schemacie zastępczym. Przyjęto wartości parametrów sieci oszacowane za pomocą metod analitycznych. Występujący w modelu element nieliniowy ma za zadanie jedynie wprowadzenie do prądów fazowych wyższych harmonicznych w ilości porównywalnej z zawartością wyższych harmonicznych w układzie rzeczywistym. Nie jest przy tym istotne dokładne zamodelowanie łuku elektrycznego występującego podczas pracy pieca. Dlatego też przyjęto najprostszy model łuku elektrycznego, którego konduktancja opisana jest następującym równaniem różniczkowym:

$$\frac{dg_k(t)}{dt} = \frac{g_k(t)}{\Theta_k} \left( \frac{i_k^2(t)}{g_k^2(t)U_k^2} - 1 \right) \quad , \quad k = 1, 2, 3 \quad (10)$$

gdzie :  $g_k$  - konduktancja łuku w k-tej fazie,

$\Theta_k$  - parametr łuku k-tej fazy,

$i_k$  - prąd łuku k-tej fazy,

$U_k$  - napięcie skuteczne łuku k-tej fazy.

Przyjęto przy tym takie wartości parametrów  $\Theta$  i  $U$  łuku, aby w prądach fazowych otrzymać wyższe harmoniczne w ilości 0,5-1,5% , co odpowiada faktycznym warunkom pracy pieca. Harmoniczne te traktowane są jako zakłócenie wpływające na zmniejszenie dokładności wyznaczenia reaktancji zastępczych toru wieloprądowego.

Symulacja pomiaru następowała poprzez numeryczne całkowanie układu równań opisujących schemat sieci krótkiej:

$$\frac{di_1(t)}{dt} = \frac{A_1(L_2+L_3)+A_2L_2}{L_2L_3+(L_2+L_3)L_1} \quad , \quad (11a)$$

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{A_2L_2-A_1L_3}{L_2L_3+(L_2+L_3)L_1} \quad , \quad (11b)$$

gdzie

$$A_1 = u_1(t) - u_2(t) - R_1i_1(t) + R_2i_2(t) - \frac{i_1(t)}{g_1(t)} + \frac{i_2(t)}{g_2(t)} \quad , \quad (12a)$$



$$A_2 = u_2(t) - u_3(t) - R_2 i_2(t) + R_3(-i_1(t) - i_2(t)) - \frac{i_2(t)}{g_2(t)} + \frac{-i_1(t) - i_2(t)}{g_3(t)}, \quad (12b)$$

oraz trzy równania konduktancji łuku (dla każdej z faz) według zależności (10).

Symulację prowadzono w ten sposób, że całkowano układ równań różniczkowych (11) z automatycznym doбором kroku całkowania aż do osiągnięcia przez system stanu ustalonego. Następnie kontynuowano całkowanie równań ze stałym krokiem całkowania wynoszącym 1/512 lub 1/1024 okresu stosując algorytm Fehlberga [6] za pomocą procedury z pracy [5] cz. II. Otrzymane w ten sposób wektory próbek prądów i napięć fazowych poddano następnie szybkiej transformacji Fouriera (FFT). Do algorytmu identyfikacji przyjmowano obliczone w ten sposób zespolone wartości pierwszych harmonicznych prądów i napięć. Różne warunki pracy pieca w poszczególnych cyklach pomiarowych uzyskano zmieniając wartości rezystancji oraz sił elektromotorycznych występujących w modelu.

Na podstawie metod analitycznych oszacowano następujące wartości reakcji:

$$X_1 = 0,9 \text{ m}\Omega, \quad X_2 = 0,3 \text{ m}\Omega, \quad X_3 = 0,6 \text{ m}\Omega.$$

Wartości te założono w programie symulacyjnym, i badano dokładność ich odtworzenia za pomocą algorytmu identyfikacji.

Tabela 1

Przykładowe wyniki identyfikacji na podstawie komputerowej symulacji pomiaru

Ilość cykli pom.	X1 [mΩ]	X2 [mΩ]	X3 [mΩ]	Maksymalny błąd %
3	0,951	0,313	0,630	5,7
3	0,939	0,336	0,616	11,9
3	1,185	0,177	0,491	41
4	0,943	0,315	0,631	5,2
4	1,010	0,279	0,589	12,2
4	1,055	0,186	0,732	38
5	0,941	0,315	0,633	5,4
5	0,937	0,318	0,637	6,2
5	0,945	0,322	0,623	7,2
10	0,948	0,312	0,632	5,4
10	0,941	0,315	0,634	5,6
10	0,945	0,321	0,622	7

Przykładowe wyniki przedstawiono w tabeli 1. Jak widać z zestawienia, dla identyfikacji na podstawie 3 bądź 4 cykli pomiarowych otrzymano wyniki obarczone dużym błędem,

wynikającym głównie z pominięcia wyższych harmonicznych w prądach fazowych i zależnym w bardzo dużym stopniu od warunków pomiaru (doboru rezystancji i napięć fazowych modelu). Dopiero dla ilości cykli większej od 5 błędy identyfikacji kształtują się w granicach 5 - 7 % dla wszystkich warunków pomiaru. Wynika to z faktu, że błędy pomiarowe poszczególnych cykli kompensowały się wzajemnie. W przypadku braku wyższych harmonicznych w prądach fazowych (tzn. przy usunięciu z modelu elementów nieliniowych) wyniki identyfikacji pokrywały się dokładnie z założonymi wartościami reaktancji toru już przy trzech cyklach pomiarowych. Można stąd wywnioskować, że prezentowany algorytm jest czuły na błędy pomiarowe.

Błąd maksymalny obliczony został jako  $\max \left| \frac{X_i - X_{zi}}{X_{zi}} \right| * 100\%$ ,  $i=1, 2, 3$  dla założonych wartości reaktancji fazowych  $X_{z1} = 0.9 \text{ m}\Omega$ ,  $X_{z2} = 0.3 \text{ m}\Omega$ ,  $X_{z3} = 0.6 \text{ m}\Omega$ .

## 7. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE

Prezentowany algorytm pozwala na wyznaczenie zastępczych reaktancji toru wieloprądowego na podstawie pomiarów jedynie prądów i napięć fazowych transformatora, bez pomiaru napięć fazowych odbiornika z zadowalającą dokładnością. W przypadku braku wyższych harmonicznych w prądach fazowych daje on dokładne wartości reaktancji już przy 3 cyklach pomiarowych. Zawartość wyższych harmonicznych bardzo wpływa na dokładność identyfikacji. Otrzymane wyniki zależą ponadto od warunków pomiaru. Aby maksymalnie wyeliminować błędy powstające na skutek obecności wyższych harmonicznych, należy przeprowadzać identyfikację opierając się na możliwie dużej ilości cykli pomiarowych dokonanych w możliwie różnych stanach pracy odbiornika (różne wartości prądów i przesunięć fazowych).

Aby możliwe było wykorzystanie podanego algorytmu identyfikacji na obiekcie rzeczywistym, niezbędne jest posiadanie odpowiedniego systemu pomiarowego zdolnego do dokonywania co najmniej 512 pomiarów na okres w 6 kanałach równocześnie z dokładnością około 1%. Równoczesność pomiarów jest istotna ze względu na popełniany błąd pomiaru kąta.

## LITERATURA

1. Mańczak K.: Metody identyfikacji wielowymiarowych obiektów sterowania. WNT, Warszawa 1971.

2. Legras J.: Praktyczne metody analizy numerycznej. WNT, Warszawa 1974.
3. Kurbiel A.: Elektrotermiczne urządzenia łukowe. WNT, Warszawa 1988.
4. Bolkowski S.: Elektrotechnika teoretyczna. WNT, Warszawa 1986.
5. Baron B.: Wybrane algorytmy numeryczne zagadnień matematycznych elektrotechniki w języku Turbo Pascal. Skrypt Politechniki Śląskiej nr 1653 Gliwice 1991 cz. I i cz. II (w druku).
6. Krupowicz A.: Metody numeryczne zagadnień początkowych równań różniczkowych zwyczajnych. PWN, Warszawa 1986.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Andrzej Jordan

Wpłynęło do Redakcji 25 marca 1994 r.

### Abstract

In the paper an algorithm for identification of phase reactances of three-phase large power loads with star-connected substitute circuit with inaccessible neutral point has been presented. The only accessible quantities are phase currents and voltages on the secondary winding of a supplying transformer. Because of the asymmetry of high current lines and high current values, resulting from the effect of power transmission through the magnetic field, an asymmetry of load phase powers appears. It aggravates working conditions of a load.

In a three-phase system a substitute equivalent circuit without magnetic coupling is defined (Fig.1). The knowledge of phase voltages and currents of the supplying transformer as well as phase reactances allows calculation of phase powers of the load.

For the circuit shown in Fig.1 two independent complex equations (2), or dividing them into real and imaginary parts, four equations (3)(4) with six unknown phase reactances and resistances are constructed. Repeating the measurement cycle at different voltage and current values, another similar system of equations is constructed. Assuming constant values of the phase reactances, every following measurement cycle provides four new equations and only three new unknowns are added. After three measurement cycles the equation system consists of 12 equations with 12 unknowns. Adding more measurement cycles an overdetermined system

of linear equations (5) is constructed. A pseudosolution of the system contains the identified substitute reactances.

The overdetermined equation system (5) is solved using the orthogonal matrix multiplying algorithm described in [2] implemented in a computer program described in [5].

In order to test the algorithm a simulation computer program has been created. A circuit shown in Fig. 1 has been modelled there. The nonlinear parts are described by the equation (10) and their aim is to insert higher harmonics into the phase currents. The higher harmonics are seen as a disturbance of the identifying process. The sampled values of phase currents and voltages are subjected to Fast Fourier Transformation (FFT). Then obtained complex values are put into the equation (5).

In Tab. 1 the results of the identification for different number of measurement cycles are presented. A maximal identification error of 7% has been achieved. The presented algorithm can be used in the real system under condition that proper measurement tools are used.