

Krzysztof KLUSZCZYŃSKI, Marek JOHR
Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych

GRAFICZNA REPREZENTACJA ODDZIAŁYWAŃ POMIĘDZY WYŻSZYMI HARMONICZNYMI PRZESTRZENNymi W INDUKCYJNEJ MASZYNIE KLATKOWEJ PRZY UWZGLĘDNIENIU NIERÓWNOMIERNEJ SZCZELINY POWIETRZNEJ

Streszczenie. W artykule przedstawiono graficzną metodę analizy oddziaływań pomiędzy wyższymi harmonicznymi przestrzennymi w maszynie klatkowej. Przedstawiono wybrane przebiegi momentu elektromagnetycznego podczas rozruchu maszyny przy uwzględnieniu obustronnie uźłobkowanej szczeliny powietrznej.

GRAPHIC REPRESENTATION OF INTERACTION BETWEEN HIGHER SPACE HARMONICS IN SQUIRREL-CAGE INDUCTION MACHINE TAKING INTO ACCOUNT IRREGULARITIES OF AIR-GAP

Summary. This paper presents graphical method of analysis of interaction among higher space harmonics in a squirrel-cage induction machine. Chosen electromagnetic torque-time curves of an induction machine which takes into account two-sided slotting air-gap are presented.

1. WPROWADZENIE

Wytwarzany w maszynie asynchronicznej strumień magnetyczny przenika przez pakiet blach stojana i wirnika oraz przez szczelinę powietrzną. Ze względu na to, że powierzchnie stojana i wirnika są uźłobkowane, rzeczywista szczelina powietrzna jest nierównomierna i jako funkcja kąta obrotu wirnika - zmieniająca się z czasem. W wielu przypadkach nierównomierność szczeliny pomija się, jeżeli jej wpływ na analizowane własności maszyny

Andrzej BOBÓŃ
Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych

SYNTEZA SCHEMATÓW ZASTĘPCZYCH MODELI MATEMATYCZNYCH WYŻSZYCH RZĘDÓW GENERATORA SYNCHRONICZNEGO

Streszczenie. W pracy przedstawiono metodę identyfikacji parametrów elektromagnetycznych maszyny synchronicznej dużej mocy dla modelu matematycznego uwzględniającego odpowiednio dwa i trzy zastępcze obwody tłumiące w wirniku w osi d i q. Metoda polega na aproksymacji charakterystyk modułowych indukcyjności widmowych $L_{do}(\nu)$, $L_{dq}^*(\nu)$ i $L_{qg}(\nu)$ otrzymanych na podstawie analizy pola elektromagnetycznego w przekroju głównym maszyny metodą elementów skończonych.

EQUIVALENT CIRCUIT SYNTHESIS FOR HIGH-ORDER MATHEMATICAL MODELS OF THE SYNCHRONOUS GENERATOR

Summary. A method of identification of the electromagnetic parameters for the high-order mathematical model of the large power synchronous machine is presented in the paper. This model consists of two and three equivalent damper circuits in d and q axes respectively in the rotor. The method is based on the approximation of magnitude characteristics of spectral inductances $L_{do}(\nu)$, $L_{dq}^*(\nu)$, and $L_{qg}(\nu)$, which are evaluated from the electromagnetic field distribution in the main cross section plane of the machine by the finite element method (FEM).

1. WPROWADZENIE

Dokładność odwzorowania nieustalonych stanów elektromagnetycznych w maszynach synchronicznych dużych mocy zależy przede wszystkim od sposobu reprezentowania obwodów prądów wirowych wirnika w modelu matematycznym maszyny. Problem ten może być

najdokładniej rozwiązany w modelach polowych maszyny, które jednak wymagają wykonywania wielokrotnych i bardzo czasochłonnych analiz rozkładu pola elektromagnetycznego w maszynie i w związku z tym nie mogą być powszechnie używane przy wykorzystaniu dostępnego sprzętu komputerowego. W badaniach symulacyjnych korzysta się z obwodowych modeli matematycznych maszyny, które reprezentowane są przez ich schematy zastępcze w osi podłużnej d i poprzecznej q . W schematach tych obwody prądów wirowych w beczie wirnika i w przewodzących klinach żłobkowych lub w klatce tłumiącej wirnika są zastępowane przez niewielką liczbę ekwiwalentnych obwodów o stałych skupionych w każdej osi. Dokładność takiego odwzorowania zależy zarówno od liczby przyjętych zastępczych obwodów tłumiących wirnika, jak i od właściwego doboru ich parametrów.

Modele obwodowe maszyny synchronicznej mogą być wyprowadzone na podstawie jej transmitancji widmowych, które wiążą ze sobą wielkości na zaciskach zastępczego uzwojenia twornika i uzwojenia wzbudzenia. Charakterystyki częstotliwościowe tych transmitancji mogą być zmierzone na rzeczywistej maszynie, lub mogą zostać obliczone na podstawie wyników analizy pola elektromagnetycznego w części aktywnej maszyny, wykorzystując jej dane konstrukcyjne i projektowe.

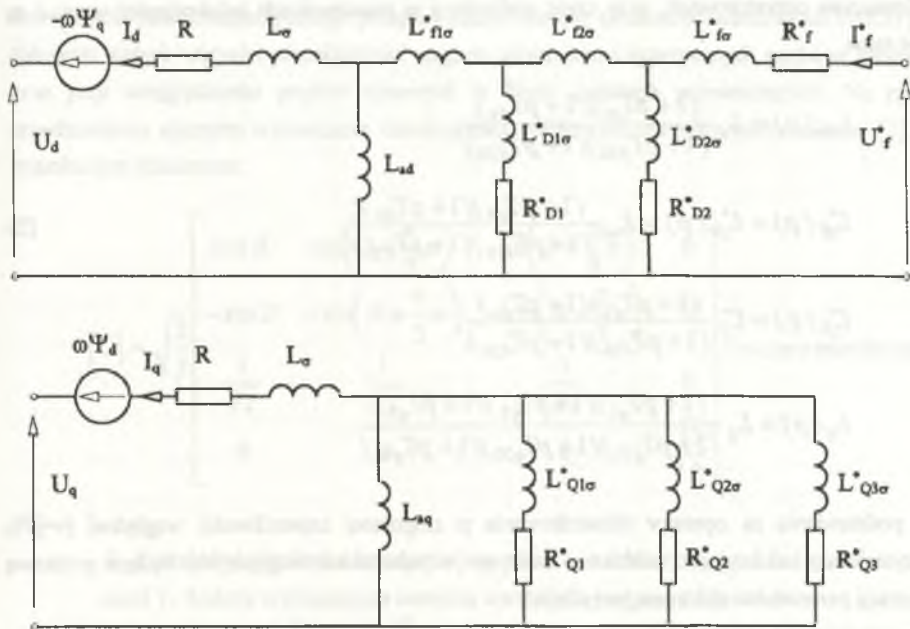
Dla zadanej struktury schematów zastępczych maszyny ich parametry elektromagnetyczne mogą być wyznaczone na podstawie aproksymacji wyznaczonych wcześniej charakterystyk częstotliwościowych transmitancji widmowych.

W pracy przedstawiono metodę wyznaczania parametrów elektromagnetycznych modelu matematycznego maszyny synchronicznej wyższego rzędu (typu (3,3) [2]), polegającą na aproksymacji modułowych charakterystyk częstotliwościowych indukcyjności widmowych. Indukcyjności te otrzymano na podstawie wyników analizy pola elektromagnetycznego w przekroju głównym maszyny przeprowadzonej metodą elementów skończonych. W wyniku aproksymacji indukcyjności widmowych otrzymano stałe czasowe indukcyjności operatorowych, które następnie posłużyły do wyznaczenia parametrów schematów zastępczych maszyny.

2. MODEL MATEMATYCZNY WYŻSZEGO RZĘDU MASZYN SYNCHRONICZNEJ I JEGO INDUKCYJNOŚCI OPERATOROWE

W modelu matematycznym maszyny synchronicznej, wyrażonym w układzie współrzędnych Parka, uwzględnia się w ogólnym przypadku odpowiednio n_d , n_q zastępczych obwodów tłumiących w wirniku w osiach d i q . Powiększenie liczby tych obwodów umożliwia

dokładniejsze odwzorowanie zjawisk elektromagnetycznych w wirniku. Wzrastający jednak przy tym rząd równań stanu oraz trudności w identyfikacji parametrów modelu ograniczyły praktyczne zastosowania do modeli zawierających $n_d=2$ i $n_q=3$ (lub mniej) zastępczych obwodów tłumiących w wirniku (tzw. typ modelu (3,3) [2]). Na rys.1 przedstawiono schematy zastępcze maszyny synchronicznej w osiach d i q dla modelu typu (3,3). W osi wzdłużnej d występują indukcyjności różnicowe L_{σ}^* , $L_{D1\sigma}^*$, $L_{D2\sigma}^*$ związane ze strumieniami magnetycznymi sprzęgającymi ze sobą obwody tłumiące i uzwojenie wzbudzenia.



Rys.1. Schematy zastępcze modelu typu (3,3) maszyny synchronicznej w osi d i q
 Fig.1. Equivalent circuits of synchronous machine model of type (3,3) in d and q axes

Przy założeniu liniowych charakterystyk magnesowania rdzeni ferromagnetycznych, na podstawie przedstawionych schematów zastępczych maszyny można zdefiniować następujące indukcyjności operatorowe

$$L_{do}(p) = \frac{\Psi_d(p)}{I_d(p)} \Big|_{I_f^*=0}, \quad L_{df}^*(p) = \frac{\Psi_f^*(p)}{I_d(p)} \Big|_{I_f^*=0}, \quad (1)$$

$$L_{fd}^*(p) = \frac{\Psi_d^*(p)}{I_f^*(p)} \Big|_{I_d=0}, \quad L_{fo}^*(p) = \frac{\Psi_f^*(p)}{I_f^*(p)} \Big|_{I_d=0}, \quad L_q(p) = \frac{\Psi_q(p)}{I_q(p)}.$$

Dla modelu typu (3,3) indukcyjności operatorowe (1) mogą być wyrażone w postaci ilorazu dwóch wielomianów operatorowych, przy czym wielomiany w mianownikach indukcyjności w osi d są takie same

$$L_{do}(p) = L_d \frac{(1 + pT_{d1})(1 + pT_{d2})}{(1 + pT_{d10})(1 + pT_{d20})},$$

$$L_{df}^*(p) = L_{fd}^*(p) = L_{ad} \frac{(1 + pT_{d3})(1 + pT_{d4})}{(1 + pT_{d10})(1 + pT_{d20})}, \quad (2)$$

$$L_{fo}^*(p) = L_f \frac{(1 + pT_{d5})(1 + pT_{d6})}{(1 + pT_{d10})(1 + pT_{d20})},$$

$$L_q(p) = L_q \frac{(1 + pT_{q1})(1 + pT_{q2})(1 + pT_{q3})}{(1 + pT_{q10})(1 + pT_{q20})(1 + pT_{q30})}.$$

Po podstawieniu za operator różniczkowania p zespolonej częstotliwości względnej $jv = j\omega/\omega_N$ otrzymuje się indukcyjności widmowe maszyny (w jednostkach względnych) będące podstawą estymacji parametrów elektromagnetycznych

$$\underline{L}_{do}(v) = L_{do}(p = jv), \quad \underline{L}_{df}^*(v) = L_{df}^*(p = jv) \quad (3)$$

$$\underline{L}_{fo}^*(v) = L_{fo}^*(p = jv), \quad \underline{L}_q(v) = L_q(p = jv)$$

Jako jednostki odniesienia przyjęto

$$L_{odn} = \frac{U_N^2}{S_N \omega_N}, \quad T_{odn} = \frac{1}{\omega_N}, \quad \omega_N = 2\pi f_N \quad (4)$$

gdzie:

U_N, S_N, f_N - napięcie, moc pozorna, częstotliwość znamionowa maszyny synchronicznej.

3. WYZNACZENIE INDUKCYJNOŚCI WIDMOWYCH NA PODSTAWIE ANALIZY POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO W MASZYNIE

Indukcyjności widmowe maszyny synchronicznej, odpowiadające zależnościom definicyjnym (1), (3), wyznaczono na podstawie analizy rozkładu pola elektromagnetycznego w przekroju głównym maszyny przy wymuszonych sinusoidalnych prądach o zmiennej częstotliwości w zakresie 0.001÷100 Hz, w kolejno zasilanych uzwojeniach maszyny (uzwojenia fazowe twornika A,B,C, uzwojenie wzbudzenia f) i przerwanych uzwojeniach nie zasilanych. Analizę rozkładu dwuwymiarowego pola elektromagnetycznego przeprowadzono metodą elementów skończonych (MES) przy założeniu stałych wartości przenikalności magnetycznych ferromagnetycznych części w maszynie, oraz przy uwzględnieniu prądów wirowych w litych częściach przewodzących. Na rys. 2 przedstawiono algorytm wyznaczania indukcyjności widmowych maszyny synchronicznej [1]. Na rysunku tym oznaczono:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \cos\left(\vartheta + \frac{4}{3}\pi\right) & \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & 0 \\ -\sin \vartheta & -\sin\left(\vartheta + \frac{4}{3}\pi\right) & -\sin\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \text{ - macierz transformacji,}$$

ϑ - kąt między osią fazy A uzwojenia twornika a osią d maszyny,

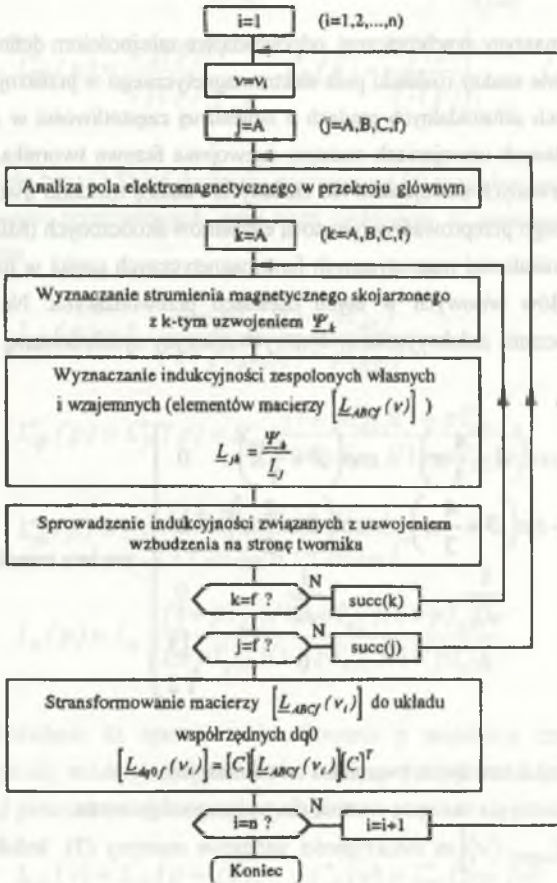
$\text{succ}(\cdot)$ - funkcja wyznaczająca następną wartość dla podanego argumentu.

Elementami macierzy $[L_{dq0f}(\nu)]$ są indukcyjności widmowe maszyny (3). Indukcyjności widmowe $L_{d0}(\nu)$, $L_{f0}^*(\nu)$ oraz $L_q(\nu)$ powiększono o indukcyjności rozproszenia czoł uzwojeń twornika i wzbudzenia (na podstawie obliczeń projektowych), przy założeniu że są one stałe, niezależne od częstotliwości.

4. APROKSYMACJA INDUKCYJNOŚCI WIDMOWYCH

Synteza schematów zastępczych maszyny synchronicznej polega na takim doborze ich parametrów elektromagnetycznych - dla przyjętej struktury schematów - aby wyznaczone na ich

podstawie charakterystyki częstotliwościowe transmitancji operatorowych możliwie wiernie odtwarzały transmitancje widmowe otrzymane przy wykorzystaniu metody elementów skończonych.



Rys.2. Algorytm wyznaczania indukcyjności widmowych maszyny synchronicznej
Fig.2. Flow chart for determination of synchronous machine spectral inductances

W celu wyznaczenia parametrów elektromagnetycznych modelu maszyny typu (3,3) (rys. 1) przeprowadzono aproksymację modułowych charakterystyk częstotliwościowych indukcyjności widmowych $\underline{L}_{do}(v)$ i $\underline{L}_{df}^*(v)$ w osi wzdłużnej d oraz indukcyjności $\underline{L}_q(v)$ w osi poprzecznej q wyznaczonych metodą MES. Ograniczenie się do aproksymacji tylko charakterystyk modułowych indukcyjności widmowych upraszcza algorytm aproksymacji, nie wpływając przy tym w istotny sposób na dokładność uzyskanych parametrów [3].

Aproksymacja charakterystyki modułowej indukcyjności widmowej $|\underline{L}(v)|$ za pomocą funkcji aproksymującej o postaci indukcyjności operatorowej (2) $|L(p = jv)|$ polega na takim dobraniu stałych czasowych będących parametrami indukcyjności operatorowych, przy których nastąpi minimalizacja błędu średniokwadratowego

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^n (|\underline{L}(v_i)| - |L(p = jv_i)|)^2 = \min \quad (5)$$

gdzie:

$|\underline{L}(v_i)|$ - modułowa charakterystyka indukcyjności widmowej wyznaczona metodą MES i określona dla i -tej wartości względnej pulsacji v_i ,

$|L(p = jv_i)|$ - modułowa charakterystyka częstotliwościowa indukcyjności operatorowej postaci (2) wyrażonej przez zbiór poszukiwanych stałych czasowych.

Minimalizację błędu ε przeprowadzono metodą Levenberga-Marquardta, powszechnie stosowaną w zadaniach nieliniowej estymacji parametrów. W obliczeniach numerycznych wykorzystano algorytm tej metody zaimplementowany w programie Mathematica [6].

Aproksymację charakterystyk modułowych w osi wzdłużnej d przeprowadzono oddzielnie dla indukcyjności $\underline{L}_{do}(v)$ i $\underline{L}_{df}^*(v)$. Po dobraniu stałych czasowych T_{d1} , T_{d2} , T_{d10} , T_{d20} indukcyjności $\underline{L}_{do}(v)$ aproksymowano charakterystykę modułową indukcyjności $\underline{L}_{df}^*(v)$ dobierając stałe czasowe T_{d3} , T_{d4} , a zakładając jako znane stałe czasowe T_{d10} , T_{d20} .

5. OSZACOWANIE POCZĄTKOWYCH WARTOŚCI PARAMETRÓW SCHEMATÓW ZASTĘPCZYCH I STAŁYCH CZASOWYCH INDUKCYJNOŚCI OPERATOROWYCH

Algorytm Levenberga-Marquardta, zastosowany do aproksymacji indukcyjności widmowych, będących nieliniowymi funkcjami poszukiwanych parametrów, wymaga trafego wyboru punktu startowego (początkowych wartości tych parametrów). Dlatego, w celu polepszenia zbieżności procesu iteracyjnego do właściwego rozwiązania, dokonano oszacowania wartości stałych czasowych indukcyjności operatorowych (2).

Graniczne wartości indukcyjności widmowych dla częstotliwości $v \rightarrow 0$ określają indukcyjności stanu ustalonego uzwojeń twornika i wzbudzenia

$$\begin{aligned}
 L_d &= \lim_{\nu \rightarrow 0} \underline{L}_{do}(\nu), & L_{ad} &= \lim_{\nu \rightarrow 0} \underline{L}_{df}^*(\nu) \\
 L_f^* &= \lim_{\nu \rightarrow 0} \underline{L}_{fo}^*(\nu), & L_q &= \lim_{\nu \rightarrow 0} \underline{L}_q(\nu).
 \end{aligned} \quad (6)$$

Na podstawie indukcyjności (6) wyznaczono indukcyjność rozproszenia twornika L_σ , indukcyjność oddziaływania twornika L_{aq} w osi q oraz - przyjmując $L_{f1\sigma}^* \approx L_{f2\sigma}^* \approx 0$ - indukcyjność rozproszenia wzbudzenia $L_{f\sigma}^*$

$$L_\sigma = L_d - L_{ad}, \quad L_{aq} \approx L_q - L_\sigma, \quad L_{f\sigma}^* \approx L_f^* - L_{ad}. \quad (7)$$

Parametry obwodów tłumiących w osi d i q oszacowano na podstawie wartości indukcyjności widmowych twornika $\underline{L}_{do}(\nu)$, $\underline{L}_q(\nu)$ dla dużej częstotliwości (np. $f=100$ Hz, $\nu=2$), przy której wpływ obwodów tłumiących jest dominujący [4]. Przyjmując dla uproszczenia, że impedancje obwodów tłumiących są jednakowe, otrzymuje się zależności

$$\underline{L}_{do}(\nu=2) \approx L_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{L_{ad}} + \frac{2j\nu}{\underline{Z}_{D1}}} \bigg|_{\nu=2}, \quad \underline{L}_q(\nu=2) \approx L_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{L_{aq}} + \frac{3j\nu}{\underline{Z}_{Q1}}} \bigg|_{\nu=2} \quad (8)$$

z których można wyznaczyć przybliżone wartości parametrów obwodów tłumiących

$$\begin{aligned}
 \underline{Z}_{D1} &= R_{D1}^* + j\nu L_{D1\sigma}^* \approx \frac{2j\nu}{\frac{1}{\underline{L}_{do}(\nu=2) - L_\sigma} - \frac{1}{L_{ad}}} \bigg|_{\nu=2} \\
 \underline{Z}_{Q1} &= R_{Q1}^* + j\nu L_{Q1\sigma}^* \approx \frac{3j\nu}{\frac{1}{\underline{L}_q(\nu=2) - L_\sigma} - \frac{1}{L_{aq}}} \bigg|_{\nu=2} \\
 R_{D1}^* &= \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{D1}\} & L_{D1\sigma}^* &= \frac{1}{2} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{D1}\} \\
 R_{Q1}^* &= \operatorname{Re}\{\underline{Z}_{Q1}\}, & L_{Q1\sigma}^* &= \frac{1}{2} \operatorname{Im}\{\underline{Z}_{Q1}\}.
 \end{aligned} \quad (9)$$

Dla poprawy zbieżności iteracyjnego procesu aproksymacji impedancje obwodów tłumiących w każdej osi zróżnicowano między sobą, powiększając indukcyjność rozproszenia drugiego obwodu tłumiącego (i ewentualnie następnych) o małą liczbę (np. 0.01).

Początkowe wartości stałych czasowych oszacowano wykorzystując związki między nimi a parametrami schematów zastępczych. Związki tę wykorzystane również do wyznaczania parametrów schematów zastępczych na podstawie wyznaczonych stałych czasowych indukcyjności operatorowych, przedstawiono w następnym rozdziale.

6. WYZNACZENIE PARAMETRÓW ELEKTROMAGNETYCZNYCH SCHEMATÓW ZASTĘPCZYCH

Na podstawie wyznaczonych stałych czasowych indukcyjności operatorowych $L_{do}(p)$, $L_{dq}^*(p)$, $L_q(p)$ wyznaczono parametry rezystancyjne i indukcyjne schematów zastępczych maszyny w osiach d i q. Dla rozpatrywanego modelu maszyny synchronicznej typu (3,3) indukcyjności operatorowe w osi d, wyrażone z jednej strony przez stałe czasowe, z drugiej strony zaś przez parametry schematów zastępczych, mają następującą ogólną postać

$$L(p) = L \frac{1 + p(T_1 + T_2) + p^2 T_1 T_2}{1 + p(T_{10} + T_{20}) + p^2 T_{10} T_{20}} \equiv L \frac{1 + a_1(W_d)p + a_2(W_d)p^2}{1 + b_1(W_d)p + b_2(W_d)p^2} \quad (10)$$

gdzie:

$a_1(W_d)$, $a_2(W_d)$, $b_1(W_d)$, $b_2(W_d)$ - znane funkcje parametrów schematów zastępczych,
 $W_d = \{ L_{\beta 1 \sigma}^*, L_{\beta 2 \sigma}^*, L_{D1 \sigma}^*, L_{D2 \sigma}^*, R_{D1}^*, R_{D2}^* \}$ - zbiór poszukiwanych parametrów w osi d.

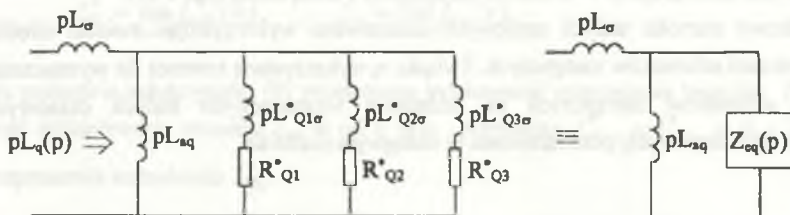
Przez porównanie współczynników przy jednakowych potęgach operatora różniczkowania p w wielomianach licznika i mianownika obu postaci indukcyjności operatorowych otrzymuje się równania wiążące ze sobą stałe czasowe i parametry schematów zastępczych

$$\begin{aligned} T_1 + T_2 &= a_1(W_d) & T_1 T_2 &= a_2(W_d) \\ T_{10} + T_{20} &= b_1(W_d) & T_{10} T_{20} &= b_2(W_d) \end{aligned} \quad (11)$$

przy czym równania o postaci (11) utworzono zarówno dla indukcyjności $L_{do}(p)$, jak i $L_{dq}^*(p)$.

W wyniku przekształceń równań (11) uzyskuje się zależności analityczne umożliwiające wyznaczenie parametrów schematu zastępczego w osi d [7] (dodatek D1).

W celu wyznaczenia parametrów schematu zastępczego w osi q rozpatrzono impedancję operatorową wimika $Z_{eq}(p)$ (rys.3).



Rys.3. Przekształcony schemat zastępczy maszyny synchronicznej w osi q
Fig.3. Reduced form of equivalent circuit in q axis

Podobnie jak dla indukcyjności operatorowych w osi d , przez porównanie współczynników przy jednakowych potęgach operatora różniczkowania p w wielomianach licznika i mianownika impedancji operatorowej $Z_{eq}(p)$, wyrażonej z jednej strony przez parametry schematu zastępczego, z drugiej strony zaś przez znane stałe czasowe indukcyjności operatorowej $L_q(p)$, otrzymuje się równania, których rozwiązaniem są parametry schematu zastępczego w osi q . Równania te przedstawiono w dodatku D2.

7. WYNIKI IDENTYFIKACJI PARAMETRÓW ELEKTROMAGNETYCZNYCH TURBOGENERATORA O MOCY 200 MW

Przedstawiony algorytm aproksymacji indukcyjności widmowych i estymacji parametrów elektromagnetycznych zastosowano dla turbogeneratora TWW-200-2 o danych znamionowych: $S_N=235.3$ MVA, $P_N=200$ MW, $U_N=15.75$ kV, $I_N=8625$ A.

Na rys.4 przedstawiono modułowe i fazowe charakterystyki częstotliwościowe indukcyjności widmowych maszyny w osiach d i q wyznaczone za pomocą metody elementów skończonych (zaznaczone symbolami \bullet , \blacktriangle).

W tabeli 1 podano parametry indukcyjności operatorowych (stałe czasowe) i parametry schematów zastępczych w osi d i q dla modelu turbogeneratora typu (3,3). Stałe czasowe spełniają nierówności

$$T_{d1} > T_{d2}, \quad T_{d10} > T_{d20}, \quad T_{d10} > T_{d1}, \quad T_{d20} > T_{d2} \text{ itd.}$$

wynikające z przeplatania się zer i biegunów transmitancji operatorowych maszyny.

Tabela 1

Parametry indukcyjności operatorowych i parametry schematów zastępczych modelu typu (3,3)

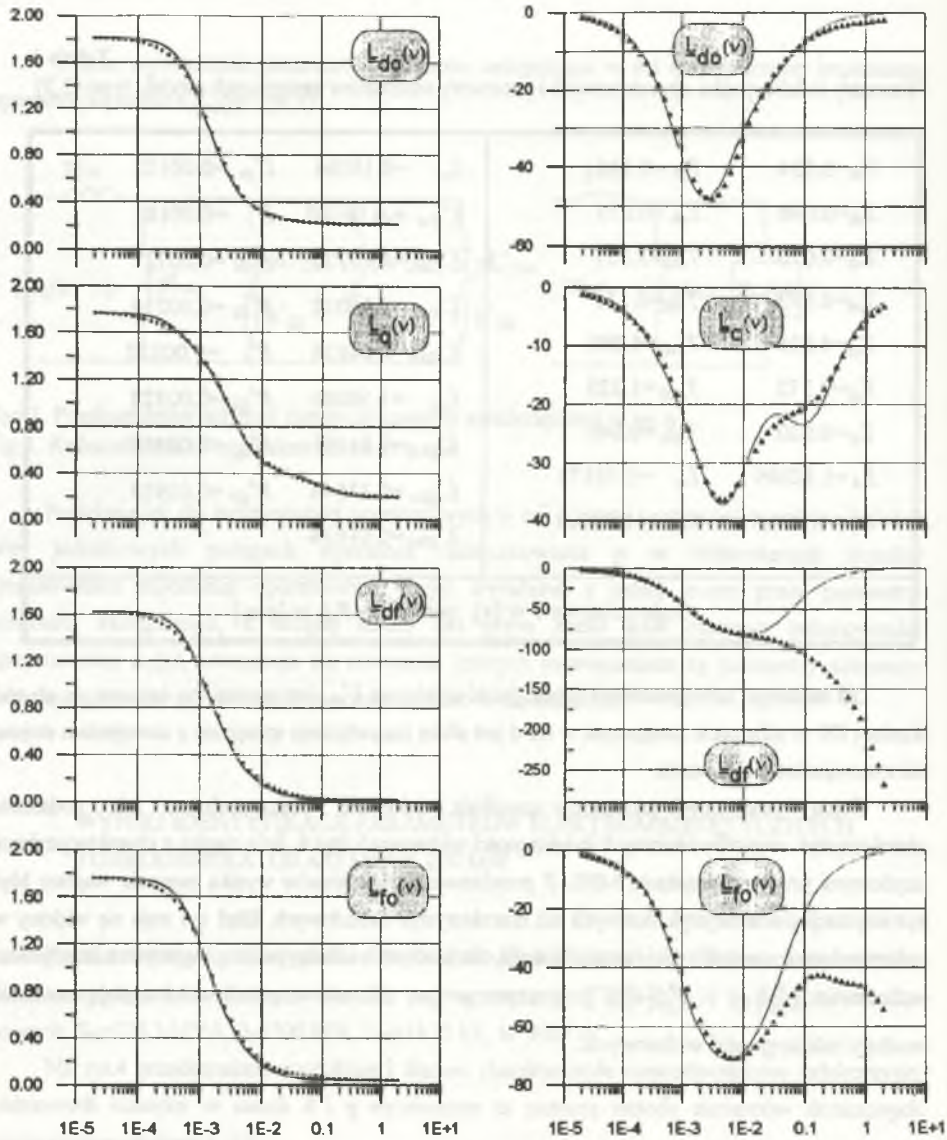
$T_{d1}=0.534$	$T_{d3}=0.146$	$L_{\sigma} =-0.18086$	$L_{f\sigma}^* =0.00103$
$T_{d2}=0.098$	$T_{d6}=0.075$	$L_{f1\sigma}^* =-0.06180$	$R =-0.00181$
$T_{d3}=0.070$	$T_{d10}=3.357$	$L_{f2\sigma}^* =-0.19270$	$R_{D1}^* =0.00727$
$T_{d4}=0.073$	$T_{d20}=0.131$	$L_{D1\sigma}^* =-0.16012$	$R_{D2}^* =0.00210$
$T_{q1}=4.925$	$T_{q10}=6.093$	$L_{D2\sigma}^* =-0.04834$	$R_f^* =0.00122$
$T_{q2}=0.372$	$T_{q20}=1.325$	$L_{\sigma q} =1.58086$	$R_{Q1}^* =0.00522$
$T_{q3}=0.020$	$T_{q30}=0.041$	$L_{Q1\sigma}^* =7.91255$	$R_{Q2}^* =0.00433$
$L_d =1.80809$	$L_q =1.76172$	$L_{Q2\sigma}^* =0.33544$	$R_{Q3}^* =0.01935$
$L_f^* =1.75917$	$L_{\sigma d} =1.62723$	$L_{Q3\sigma}^* =0.01634$	
Stale czasowe T w [s], parametry R, L w [p.u.]			

Dla badanego turbogenerators indukcyjnosć różnicowa $L_{f\sigma}^*$ jest ujemna, co oznacza, że obwód tłumiący D1 w schemacie zastępczym w osi d jest silniej magnetycznie sprzężony z uzwojeniem stojana niż z uzwojeniem wzbudzenia.

Ocenę wyznaczonych parametrów umożliwia porównanie obliczonych na ich podstawie charakterystyk częstotliwościowych indukcyjności widmowych (rys.4, linie ciągłe) z charakterystykami uzyskanymi przy wykorzystaniu MES. Z przedstawionych wykresów wynika znacznie większy błąd aproksymacji charakterystyk fazowych niż charakterystyk modułowych. Błąd ten staje się większy w zakresie dużych częstotliwości (szczególnie dla charakterystyk indukcyjności związanych z uzwojeniem wzbudzenia $\underline{L}_{df}^*(\nu)$ i $\underline{L}_{f\sigma}^*(\nu)$), przy czym w tym zakresie częstotliwości maleją znacznie moduły indukcyjności widmowych.

8. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE

W przedstawionej w pracy metodzie identyfikacji parametrów elektromagnetycznych maszyny synchronicznej dużej mocy wykorzystano indukcyjności widmowe maszyny obliczone za pomocą metody elementów skończonych. Podejście takie umożliwia uzyskanie parametrów elektromagnetycznych różnych typów modeli matematycznych maszyny synchronicznej na



Rys. 4. Charakterystyki częstotliwościowe indukcyjności widmowych turbogenerators TWW-200-2:

- charakterystyki modułowe, MES, ——— - charakterystyki modułowe, parametry R,L ,
- ▲▲▲- charakterystyki fazowe, MES, ——— - charakterystyki fazowe, parametry R,L

Fig. 4. Frequency plots for spectral inductances of TWW-200-2 turboalternator

- magnitude plots, FEM, ——— - magnitude plots, R,L parameters,
- ▲▲▲- phase plots, FEM, ——— - phase plots, R,L parameters

podstawie danych konstrukcyjnych i projektowych, a więc na etapie projektowania maszyny. W szczególności, podaną metodą mogą być wyznaczone parametry elektromagnetyczne w osi q oraz parametry modeli wyższych rzędów, zwykle nie podawane przez wytwórców dużych maszyn synchronicznych. Poprawę aproksymacji charakterystyk fazowych indukcyjności widmowych można uzyskać przez zastosowanie równoczesnej aproksymacji charakterystyk modułowych i fazowych. Podobnie, przez zastosowanie równoczesnej aproksymacji indukcyjności widmowych w osi d $\underline{L}_{do}(v)$ i $\underline{L}_{df}^{\circ}(v)$ można otrzymać model matematyczny dokładniej odwzorowujący nieustalone zjawiska elektromagnetyczne zachodzące w uzwojeniu wzbudzenia.

LITERATURA

1. Paszek W., Boboń A., Kudła J.: Dynamic properties of the synchronous generator equipped with voltage regulator, estimated from the frequency plots evaluated by FEM. International Conference on Electrical Machines, ICEM'94, 5-8.Sep.1994, Paryż.
2. Boboń A., Kudła J., Żywiec A.: Ocena przydatności modeli matematycznych wyższych rzędów turbogeneratorów w badaniach stanów zakłóceńowych w systemach elektroenergetycznych. VII Międzynarodowa Konferencja Naukowa "Aktualne problemy w elektroenergetyce", Gdańsk-Jurata, 12-14.06.1995r., tom II, ss.135-142.
3. Umans S.D., Mallick J.A., Wilson G.L.: Modeling of solid rotor turbogenerators. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-97, Pts. I,II, 1978, pp. 269-291.
4. Yusun Jin, El-Serafi A.M.: Application of Marquardt algorithm to the determination of synchronous machine parameters from their frequency response data. Beijing International Conference on Electrical Machines, BICEM'87, pp. 218-221.
5. Kamwa I., Viarouge P.: On equivalent circuit structures for empirical modeling of turbine-generators. IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol.9, No.3, Sept. 1994, pp. 579-586.
6. Wolfram S.: MATHEMATICA. A System for Doing Mathematics by Computer. Wolfram Research, Inc. 1991.
7. Keyhani A., Tsai H.: Identification of High-Order Synchronous Generator Models from SSFR Data. IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol.9, No.3, Sept. 1994, pp.593-600.
8. Chari M.V.K., Minnich S.M., Schulz R.P. i inni: Improvement in Accuracy of Prediction of Electrical Machine Constants and Generator Models for Subsynchronous Resonance Conditions. Vol.2, General Electric Company, Research Projects - Final Report, April 1984.

DODATEK 1. Zależności analityczne umożliwiające wyznaczenie parametrów schematu zastępczego w osi d na podstawie znanych stałych czasowych indukcyjności operatorowych $L_{ad}(p)$ i $L_{d\sigma}^*(p)$

$$L_{f1\sigma}^* = \frac{w_4 - L_{ad}w_2 - T_{d3}(w_3 - L_{ad}w_1)}{w_5}, \quad R_{D1}^* = \frac{T_{d4} - T_{d3} + w_6}{w_5},$$

$$R_{D2}^* = \frac{T_{d4} - T_{d3} + w_6}{w_1(T_{d4} + w_6) - w_2}, \quad L_{\sigma D1}^* = R_{D1}^* T_{d3}, \quad L_{D2\sigma}^* = R_{D2}^* T_{d4},$$

$$L_{f2\sigma}^* = R_{D2}^* w_6, \quad L_{f\sigma}^* = L_f^* - (L_{ad} + L_{f1\sigma}^* + L_{f2\sigma}^*).$$

W powyższych wzorach wprowadzono oznaczenia:

$$w_1 = \frac{L_d}{L_{ad}^2} (T_{d10} + T_{d20} - T_{d1} - T_{d2}), \quad w_2 = \frac{L_d}{L_{ad}^2} (T_{d10}T_{d20} - T_{d1}T_{d2}),$$

$$w_3 = T_{d10} + T_{d20} - T_{d3} - T_{d4}, \quad w_4 = T_{d10}T_{d20} - T_{d3}T_{d4},$$

$$w_5 = w_2 - T_{d3}w_1, \quad w_6 = \frac{w_3w_2 - w_1w_4}{w_5}.$$

DODATEK 2. Wyznaczenie parametrów schematu zastępczego w osi q na podstawie znanych stałych czasowych indukcyjności operatorowych $L_q(p)$

Impedancja $Z_{eq}(p)$ wyrażona przez parametry schematu zastępczego może być przedstawiona w postaci

$$Z_{eq}(p) = \frac{1}{\frac{1}{R_{Q1}^* + pL_{Q1\sigma}^*} + \frac{1}{R_{Q2}^* + pL_{Q2\sigma}^*} + \frac{1}{R_{Q3}^* + pL_{Q3\sigma}^*}} = \frac{1 + pc_1 + p^2c_2 + p^3c_3}{d_0 + pd_1 + p^2d_2} \quad (D.1)$$

gdzie:

$$c_1 = T_{Q1\sigma} + T_{Q2\sigma} + T_{Q3\sigma}, \quad c_2 = T_{Q1\sigma}T_{Q2\sigma} + T_{Q2\sigma}T_{Q3\sigma} + T_{Q3\sigma}T_{Q1\sigma},$$

$$c_3 = T_{Q1\sigma}T_{Q2\sigma}T_{Q3\sigma}, \quad T_{Q1\sigma} = \frac{L_{Q1\sigma}^*}{R_{Q1}^*}, \quad T_{Q2\sigma} = \frac{L_{Q2\sigma}^*}{R_{Q2}^*}, \quad T_{Q3\sigma} = \frac{L_{Q3\sigma}^*}{R_{Q3}^*},$$

$$d_1 = \frac{1}{R_{Q1}^*} (T_{Q2\sigma} + T_{Q3\sigma}) + \frac{1}{R_{Q2}^*} (T_{Q1\sigma} + T_{Q3\sigma}) + \frac{1}{R_{Q3}^*} (T_{Q1\sigma} + T_{Q2\sigma}),$$

$$d_2 = \frac{1}{R_{Q1}^*} T_{Q2\sigma} T_{Q3\sigma} + \frac{1}{R_{Q2}^*} T_{Q1\sigma} T_{Q3\sigma} + \frac{1}{R_{Q3}^*} T_{Q1\sigma} T_{Q2\sigma}, \quad d_0 = \frac{1}{R_{Q1}^*} + \frac{1}{R_{Q2}^*} + \frac{1}{R_{Q3}^*}$$

Z drugiej strony, impedancję $Z_{eq}(p)$ można wyrazić za pomocą stałych czasowych indukcyjności operatorowej $L_q(p)$

$$Z_{eq}(p) = \frac{1}{\frac{1}{pL_q(p)} - \frac{1}{pL_{\sigma}}} = \frac{1 + pg_1 + p^2g_2 + p^3g_3}{h_0 + ph_1 + p^2h_2}, \quad (D.2)$$

gdzie:

$$g_1 = \frac{1}{L_{aq}} (L_q z_1 - L_{\sigma} z_2), \quad g_2 = \frac{1}{L_{aq}} (L_q z_3 - L_{\sigma} z_4), \quad g_3 = \frac{1}{L_{aq}} (L_q z_5 - L_{\sigma} z_6),$$

$$h_0 = \frac{L_q}{L_{aq}^2} (z_2 - z_1), \quad h_1 = \frac{L_q}{L_{aq}^2} (z_4 - z_3), \quad h_2 = \frac{L_q}{L_{aq}^2} (z_6 - z_5),$$

$$z_1 = T_{q1} + T_{q2} + T_{q3}, \quad z_2 = T_{q10} + T_{q20} + T_{q30}, \quad z_3 = T_{q1}T_{q2} + T_{q2}T_{q3} + T_{q3}T_{q1},$$

$$z_4 = T_{q10}T_{q20} + T_{q20}T_{q30} + T_{q30}T_{q10}, \quad z_5 = T_{q1}T_{q2}T_{q3}, \quad z_6 = T_{q10}T_{q20}T_{q30}.$$

Przez porównanie współczynników przy jednakowych potęgach operatora różniczkowania p w wielomianach licznika wyrażeń (D.1) i (D.2) otrzymuje się układ trzech nieliniowych równań algebraicznych

$$\left. \begin{aligned} T_{Q1\sigma} + T_{Q2\sigma} + T_{Q3\sigma} &= g_1 \\ T_{Q1\sigma}T_{Q2\sigma} + T_{Q2\sigma}T_{Q3\sigma} + T_{Q3\sigma}T_{Q1\sigma} &= g_2 \\ T_{Q1\sigma}T_{Q2\sigma}T_{Q3\sigma} &= g_3 \end{aligned} \right\} \quad (D.3)$$

Rozwiązaniem układu równań (D.3) są stałe czasowe $T_{Q1\sigma}$, $T_{Q2\sigma}$, $T_{Q3\sigma}$.

Podobnie, przez porównanie współczynników przy jednakowych potęgach operatora różniczkowania p w wielomianach mianownika wyrażeń (D.1) i (D.2) otrzymuje się układ trzech liniowych równań algebraicznych

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ T_{Q2\sigma} + T_{Q3\sigma} & T_{Q1\sigma} + T_{Q3\sigma} & T_{Q1\sigma} + T_{Q2\sigma} \\ T_{Q2\sigma}T_{Q3\sigma} & T_{Q1\sigma}T_{Q3\sigma} & T_{Q1\sigma}T_{Q2\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{Q1}^*} \\ \frac{1}{R_{Q2}^*} \\ \frac{1}{R_{Q3}^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \quad (D.4)$$

którego rozwiązaniem są rezystancje zastępczych obwodów tłumiących R_{Q1}^* , R_{Q2}^* , R_{Q3}^* . Indukcyjności rozproszenia obwodów tłumiących wyznacza się z relacji

$$L_{Q1\sigma}^* = R_{Q1}^* T_{Q1\sigma}, \quad L_{Q2\sigma}^* = R_{Q2}^* T_{Q2\sigma}, \quad L_{Q3\sigma}^* = R_{Q3}^* T_{Q3\sigma}. \quad (D.5)$$

Recenzent: Dr hab. inż. Ernest Mendrela, prof. WSI Opole

Wpłynęło do Redakcji dnia 2 grudnia 1995 r.

Abstract

A method of identification of electromagnetic parameters for the high-order mathematical model of the large power synchronous machine is presented. This model consists of two equivalent damper circuits in d axis with differential mutual leakages, and three analogous circuits in q axis in the rotor (Fig. 1). The method is based on the approximation of spectral inductances $\underline{L}_{do}(\nu)$, $\underline{L}_{df}^*(\nu)$, $\underline{L}_{f0}^*(\nu)$, $\underline{L}_q(\nu)$ defined by operational inductances of the machine (1) and relations (3). These spectral inductances have been evaluated for variable frequencies (0.001÷100 Hz) from the 2D electromagnetic field distribution in the main cross section plane of the machine using finite element method. Fig. 2 shows the algorithm of the determination of synchronous machine spectral inductances. The inductance matrix $[\underline{L}_{dq0f}(\nu)]$ in the dq0 coordinate system has been obtained from the inductance matrix $[\underline{L}_{ABCf}(\nu)]$ in the phase coordinate system using the transformation matrix $[C]$. In order to determine the electromagnetic parameters approximation of the magnitude characteristics of the spectral inductances $\underline{L}_{do}(\nu)$, $\underline{L}_{df}^*(\nu)$ and $\underline{L}_q(\nu)$ has been performed. Hence, the time constants of operational inductances have been obtained (see Table 1). The electromagnetic parameters of the equivalent circuits have been determined using the nonlinear relationships given in appendixes D1 and D2. Fig. 4 shows the comparison of magnitude and phase characteristics of spectral inductances calculated by FEM with corresponding characteristics calculated by using equivalent circuit parameters.