

Optymalizacja rozplywu mocy biernej w maszynie asynchronicznej dwustronnie zasilanej

Streszczenie. W maszynie asynchronicznej dwustronnie zasilanej (MDZ), oprócz regulacji prędkości (lub mocy czynnej z zastosowaniach generacyjnych) możliwa jest także kontrola mocy biernej, pobieranej z sieci przez obwód stojana oraz mocy biernej przekształtnika sieciowego. W referacie przedstawiono metodykę obliczania strat mocy czynnej w poszczególnych elementach MDZ w zależności od mocy biernej w obwodzie stojana i momentu elektromagnetycznego silnika. Rozważania te zostały zilustrowane obliczeniami i charakterystykami dla układu laboratoryjnego MDZ o mocy 3 kW. Wynikiem analizy jest określenie rozplywu mocy biernej w maszynie dwustronnie zasilanej, przy założeniu całkowitej mocy biernej MDZ równej zero, dla którego sumaryczne straty mocy osiągają minimalną wartość.

Abstract. In the doubly fed induction machine (DFIM), in addition to speed control it is also possible to control the reactive power flowing from the mains to the stator circuit. The paper presents a methodology for the calculation of active power losses in each component of DFIM, depending on the reactive power in the stator circuit and electromagnetic torque of the machine. These considerations are illustrated by calculations and characteristics designated for the laboratory 3 kW laboratory model of DFIM. The result of the analysis is to determine the reactive power flow in the doubly fed induction machine, ensuring zero value of the total reactive power, for which the total power losses reaches a minimum value. (**Optimization of Reactive Power Flow in Doubly Fed Induction Machine**).

Słowa kluczowe: maszyna dwustronnie zasilana, moc bierna, sprawność

Keywords: doubly fed induction machine, reactive power, efficiency

doi:10.12915/pe.2014.06.13

Wstęp

W maszynie asynchronicznej dwustronnie zasilanej MDZ silnik pierścieniowy M zasilany jest zarówno od strony stojana (z sieci), jak i wirnika (rys.1) [1]. W obwodzie wirnika stosuje się transformator Tr i przemiennik częstotliwości umożliwiający dwukierunkowy przepływ mocy, składający się z dwóch falowników: sieciowego FNS i wirnikowego FNR. W przypadku, gdy zakres regulacji prędkości ograniczony jest do niewielkich wartości względem prędkości synchronicznej, moc przenoszona przez przekształtnik stanowi ułamek całkowitej mocy maszyny. Z tego powodu układ maszyny dwustronnie zasilanej znajduje zastosowanie m.in. w nowoczesnych układach generacyjnych o zmiennej prędkości wirowania, współpracujących np. z turbiną wiatrową [2]. Metody sterowania MDZ wywodzą się z metod sterowania silnikiem klatkowym i są to m.in.: sterowanie połowo zorientowane [3], bezpośrednie sterowanie momentem [4,5], sterowanie multiskalarne [6] oraz sterowanie wymuszające dynamikę [7].

Oprócz regulacji prędkości (lub mocy czynnej obwodu stojana), w MDZ możliwa jest również kontrola wartości mocy biernej, pobieranej z sieci zasilającej przez obwód stojana. Zwiększenie amplitudy strumienia wirnika powoduje magnesowanie maszyny od strony wirnika i zmniejszenie poboru mocy biernej w obwodzie stojana. W przypadku zastosowań silnikowych MDZ najkorzystniejsza jest praca bez poboru mocy biernej z sieci zasilającej przez uzwojenia stojana. Zwiększenie amplitudy strumienia wirnika prowadzi jednak do wzrostu wartości prądu wirnika i może być przyczyną przeciążenia tego uzwojenia [8].

Innym sposobem zapewnienia jednostkowego współczynnika mocy całego układu jest dopuszczenie poboru mocy biernej w obwodzie stojana i kompensowanie jej w przekształtniku sieciowym FNS, będącym źródłem napięcia stałego dla przekształtnika wirnikowego FNR (rys.1) [9].

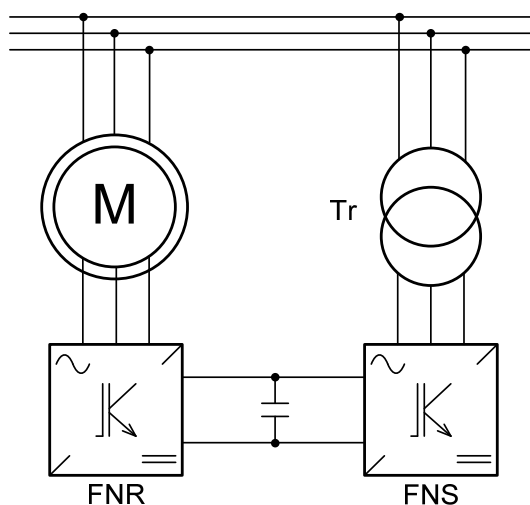
W referacie przedstawiono analizę strat mocy czynnej w układzie z maszyną asynchroniczną dwustronnie zasilaną. Jej celem jest określenie optymalnego, z uwagi na minimalizację strat mocy czynnej, rozplywu mocy biernej w MDZ przy spełnieniu warunku, że sumaryczna moc bierna pobierana z sieci jest równa zero.

Stanowisko laboratoryjne

Wartości liczbowe przyjęte w obliczeniach dotyczą układu laboratoryjnego z maszyną o mocy 3 kW. Obliczenia wykonano w wielkościach względnych. W rozważaniach pominięto straty w obwodach magnetycznych silnika i transformatora oraz straty mechaniczne.

W skład stanowiska laboratoryjnego, o schemacie jak na rysunku 1, wchodzi następujące podzespoły:

1. maszyna asynchroniczna pierścieniowa, typu SUDf 112M-4a firmy Indukta o danych znamionowych:
 - $P_N = 3,0$ kW,
 - $U_{1N} = 400$ V,
 - $I_{1N} = 6,5$ A,
 - $U_{2N} = 120$ V,
 - $I_{2N} = 18,0$ A,
 - $n_N = 1390$ obr/min,
 - $\cos\phi_N = 0,82$,
2. transformator typu ET3S-3,5 produkcji Elhand o danych znamionowych:



Rys.1. Schemat układu maszyny asynchronicznej dwustronnie zasilanej

- $P_N = 3,5 \text{ kVA}$,
 - $U_{IN} = 400 \text{ V}$,
 - $U_{2N} = 70 \text{ V}$,
3. podwójny falownik trójfazowy produkcji ENEL-PC, oparty na tranzystorach SKM 300GB124D.

Straty mocy w maszynie asynchronicznej dwustronnie zasilanej

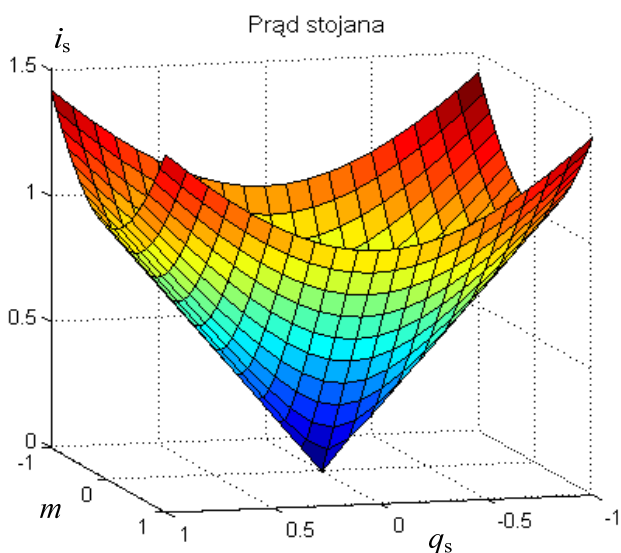
Analizę sprawności układu MDZ przeprowadzono metodą strat poszczególnych. Na sumaryczne straty mocy składają się: straty w uzwojeniach maszyny Δp_M , straty w przekształtnikach – odpowiednio Δp_{FNR} i Δp_{FNS} oraz straty w uzwojeniach transformatora Δp_{Tr} :

$$(1) \quad \Delta p = \Delta p_M + \Delta p_{FNS} + \Delta p_{FNR} + \Delta p_{Tr}.$$

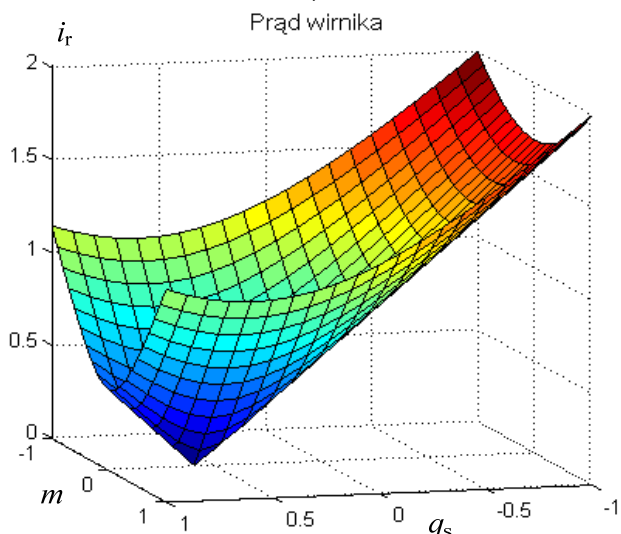
Straty w maszynie wyznaczono rozdzielając je na straty w uzwojeniach stojana Δp_s i wirnika Δp_r , opisane zależnościami:

$$(2) \quad \Delta p_s = i_s^2 r_s,$$

$$(3) \quad \Delta p_r = i_r^2 r_r,$$



a)



b)

Rys.2. Prąd stojana oraz prąd wirnika w funkcji momentu maszyny oraz mocy bieiernej stojana

gdzie: r_s, r_r – rezystancje uzwojeń stojana i wirnika, i_r, i_s – amplituda wektora przestrzennego prądu stojana.

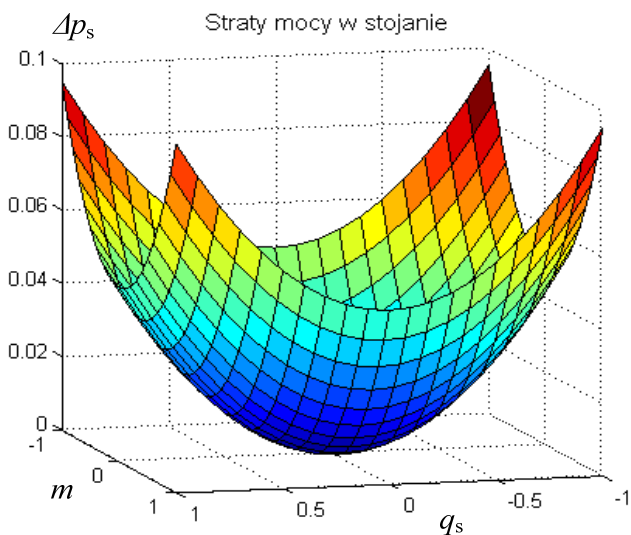
Z modelu matematycznego maszyny asynchronicznej można wyznaczyć dla stanu ustalonego zależność amplitudy wektora przestrzennego prądu wirnika i_r od momentu elektromagnetycznego m i mocy bieiernej w obwodzie stojana q_s [4] (wartość dodatnia q_s oznacza pobór mocy bieiernej indukcyjnej):

$$(4) \quad i_r = \frac{l_s}{l_M \psi_s} \sqrt{m^2 + \left(\frac{\psi_s^2}{l_s} - \frac{q_s}{\omega_s} \right)^2}$$

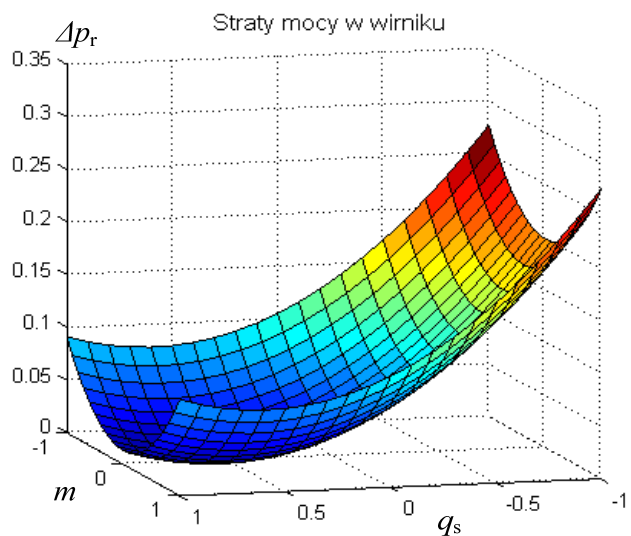
oraz analogiczną zależność dla amplitudy wektora przestrzennego prądu stojana i_s :

$$(5) \quad i_s = \frac{1}{\psi_s} \sqrt{m^2 + \frac{q_s^2}{\omega_s^2}},$$

gdzie: l_s, l_M – indukcyjność własna uzwojeń stojana i indukcyjność główna, ψ_s – amplituda wektora przestrzennego strumienia stojana, ω_s – prędkość synchroniczna.



a)



Rys.3. Straty mocy w uzwojeniach stojana i wirnika w funkcji momentu maszyny oraz mocy bieiernej stojana

Zależności te w postaci charakterystyk dla wartości parametrów zastosowanej maszyny pierścieniowej przedstawiono na rysunku 2.

Prąd wirnika generuje w falowniku wirnikowym FNR straty mocy Δp_{FNR} , które można podzielić na [10]:

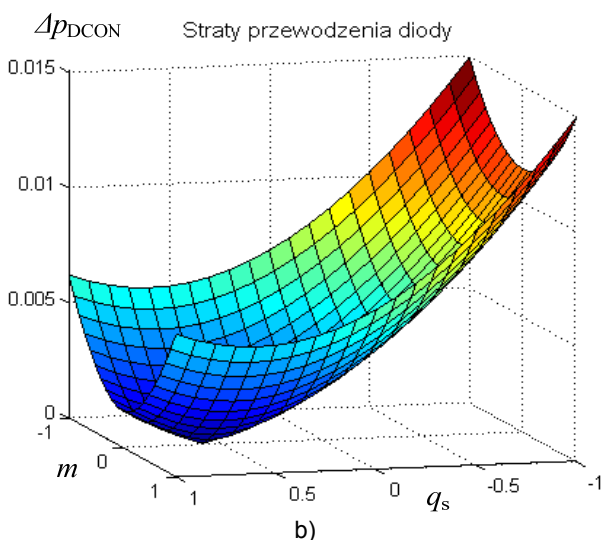
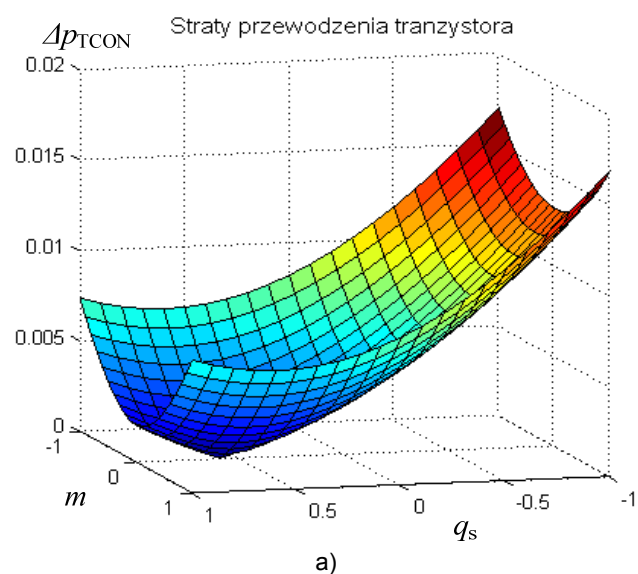
- straty przewodzenia tranzystora Δp_{TCON} i diody Δp_{DCON} ,
- straty przełączania tranzystora Δp_{Tsw} ,
- straty przy wyłączeniu diody, spowodowane jej prądem wstecznym Δp_{DREC} .

Straty przewodzenia tranzystora i diody można wyrazić w następujący sposób:

$$(6) \quad \Delta p_{TCON} = u_T i_T = u_{T0} i_T + r_T i_T^2,$$

$$(7) \quad \Delta p_{DCON} = u_D i_D = u_{D0} i_D + r_D i_D^2,$$

gdzie: u_{T0} , u_{D0} - napięcie progowe tranzystora i diody, r_T , r_D - rezystancja dynamiczna tranzystora i diody, i_T , i_D - prądy tranzystora i diody.



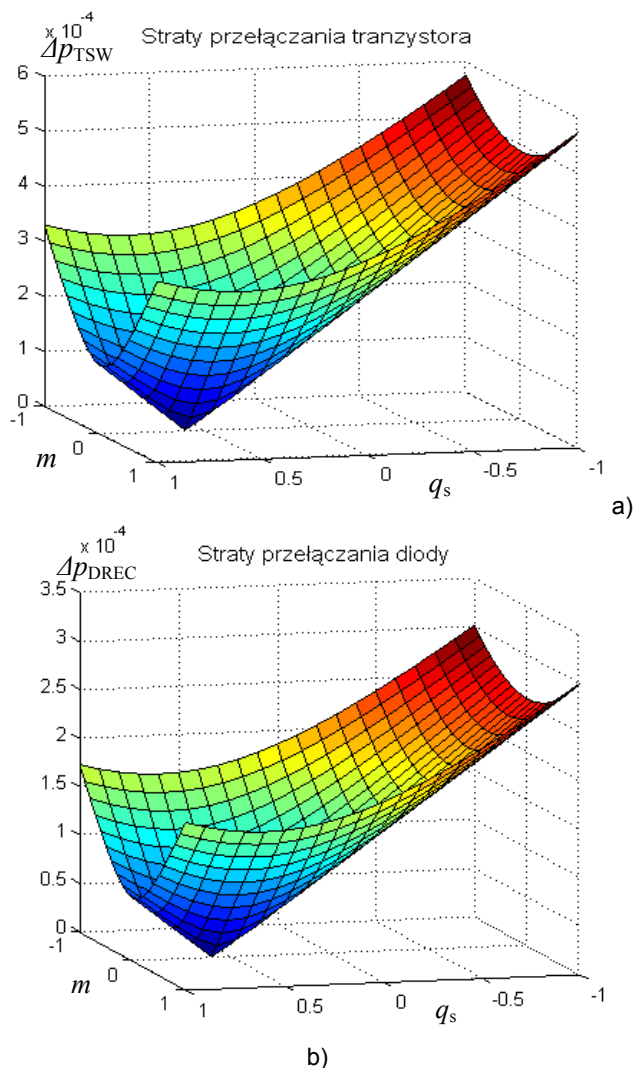
Rys.4. Straty przewodzenia tranzystora i diody w funkcji momentu maszyny oraz mocy biernej stojana

Podane parametry odczytuje się z charakterystyk podanych przez producenta danego typu tranzystora. W analizowanym przypadku wynoszą one w jednostkach bezwzględnych: $U_{T0} = 0,7 \text{ V}$, $R_T = 0,016 \Omega$, $U_{D0} = 0,5 \text{ V}$, $R_D = 0,016 \Omega$.

Rozpływ prądu wirnika maszyny na tranzystor i diodę falownika w danej fazie zależy od amplitudy prądu i jego przesunięcia fazowego oraz od głębokości modulacji, a

zatem od mocy czynnej (związanej z momentem i prędkością) i mocy biernej MDZ. Rozpływ ten może być opisany funkcjami stanu zaworów, które są trudne do wyznaczenia w ogólnym przypadku. Przyjęto założenie upraszczające, polegające na tym, że sumaryczny czas przewodzenia tranzystora w okresie prądu równy jest sumarycznemu czasowi przewodzenia diody. W takim przypadku straty w tranzystorze i diodzie kształtują się jak na rysunku 4. Parametry ($u_{T(D)0}$, $r_{T(D)}$) tranzystora i diody są zbliżone i w związku z tym zmienność ich udziału w przewodzeniu prądu będzie miała niewielki wpływ na wartość sumarycznych strat przewodzenia.

Straty mocy przełączania tranzystora Δp_{Tsw} są proporcjonalne do prądu, częstotliwości przełączeń tranzystorów w falowniku oraz podanych przez producenta wartości strat energii przy załączaniu i wyłączeniu.



Rys.5. Straty przełączania tranzystora i diody w funkcji momentu maszyny oraz mocy biernej stojana

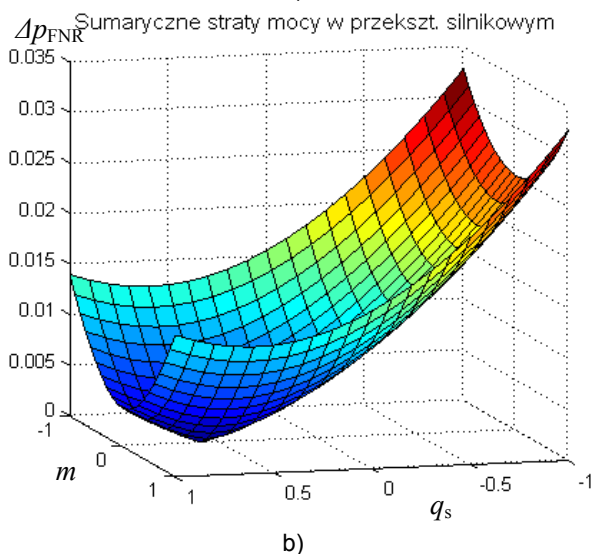
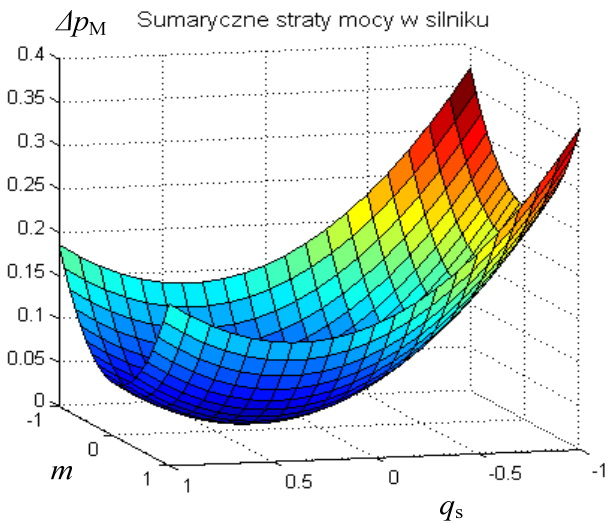
Charakterystyki strat energii z noty katalogowej tranzystora aproksymowano funkcją liniową $e_{Tsw} = ai_T + b$ w zakresie zmienności prądu oraz dla wartości napięcia na tranzystorze odpowiadającej analizowanemu układowi. Współczynniki funkcji strat wynoszą: $a = 9,62 \cdot 10^{-9}$, $b = 0$. Straty mocy diody Δp_{DREC} wiążą się z odprowadzaniem ładunku przejściowego Q_{IT} z diody podczas jej wyłączenia. Zależą one od częstotliwości przełączania diody, prądu oraz wartości ładunku, którą odczytuje się z charakterystyk. Energię strat przełączania można wyliczyć wg zależności:

$$(8) \quad E_{DREC} = \frac{1}{2} U_{CE} Q_{tr}(I).$$

W analizowanym przypadku funkcję $E_{DREC}(I)$ aproksymowano liniowo i otrzymano współczynniki równania (w wielkościach względnych): $a = 5,05 \cdot 10^{-9}$, $b = 0$. Charakterystyki strat mocy przełączania tranzystora oraz wyłączania diody, przy uwzględnieniu częstotliwości przełączeń tranzystorów równej 5 kHz, przedstawiono na rysunku 5.

Charakterystyki sumarycznych strat mocy w maszynie Δp_M oraz w przekształtniku silnikowym Δp_{FNR} przedstawiono na rysunku 6.

Straty mocy w przekształtniku sieciowym Δp_{FNS} wynikają z przepływu mocy czynnej obwodu wirnika do sieci zasilającej oraz mocy biernej. Przyjęto założenie, że całkowity współczynnik mocy układu, widziany od strony sieci zasilającej, jest równy jedności, a zatem przez przekształtnik sieciowy przepływa taka sama moc bierna, co przez stojan maszyny, lecz ze znakiem przeciwnym. Dodatkowo w przekształtniku sieciowym należy skompensować prąd magnesowania transformatora, aby nie wpływał on na zmianę założonego jednostkowego współczynnika mocy MDZ.



Rys.6. Straty mocy w silniku i przekształtniku silnikowym FNR w funkcji momentu maszyny oraz mocy biernej stojana

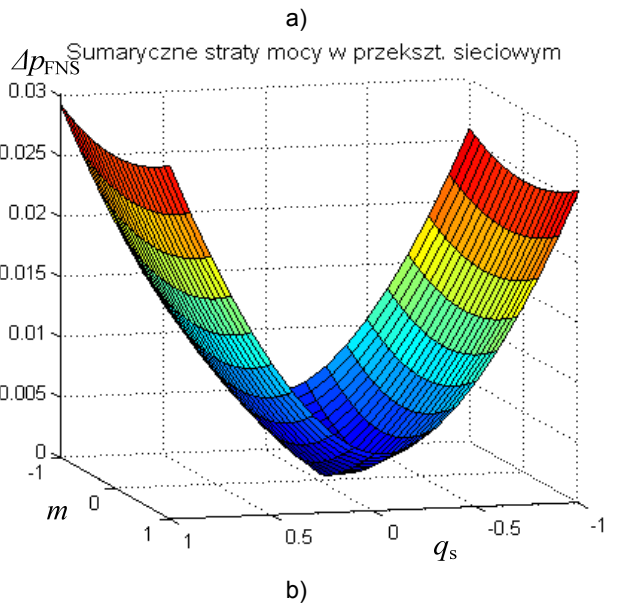
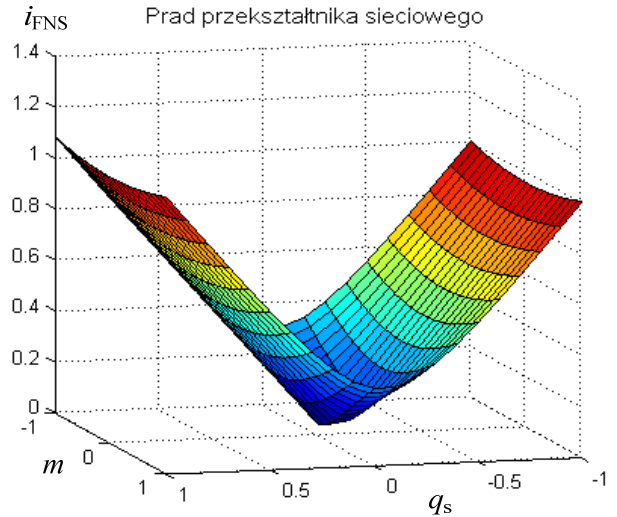
Moc elektryczna (czynna) obwodu wirnika jest opisana zależnością:

$$(9) \quad p_r = m \omega_s s,$$

gdzie: ω_s - prędkość synchroniczna, s - poślizg maszyny,

a zatem składowa czynna i_{FNScz} prądu falownika sieciowego (przy pominięciu strat mocy czynnej w falowniku wirnikowym) wynosi:

$$(10) \quad i_{FNScz} = \frac{p_r}{u_s} = \frac{m \omega_s s}{u_s}.$$



Rys.7. Prąd przekształtnika sieciowego FNS oraz jego straty mocy w funkcji momentu maszyny oraz mocy biernej stojana

W wielkościach względnych $\omega_s = 1$, $u_s = 1$. Wartość składowej czynnej prądu zależy od momentu i poślizgu (czyli od prędkości) maszyny. W obliczeniach przyjęto maksymalną wartość poślizgu stosowaną w układzie laboratoryjnym, która wynosi 0,33.

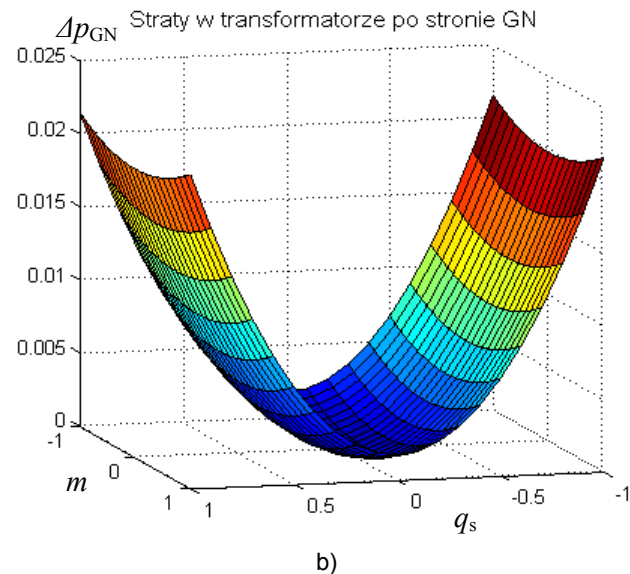
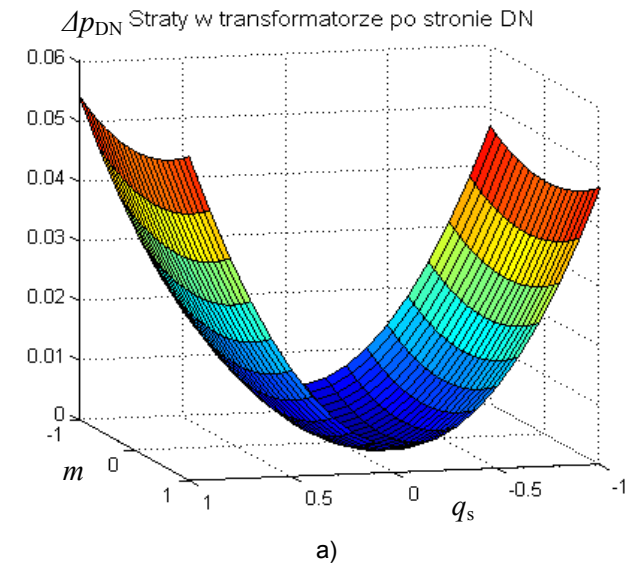
Analogicznie składowa bierna prądu falownika sieciowego i_{FNSb} , zapewniająca kompensację mocy biernej obwodu stojana, wyrażona jest wzorem:

$$(11) \quad i_{FNSb} = \frac{-q_s}{u_s}.$$

Składowa bierna prądu falownika sieciowego, kompensująca prąd magnesowania transformatora, została zmierzona i wynosi $i_{\mu} = 0,043$. Amplitudę wektora prądu falownika sieciowego i_{FNS} opisuje zależność:

$$(12) \quad i_{FNS} = \sqrt{i_{FNScz}^2 + i_{FNSb}^2} = \sqrt{\frac{m^2 \omega_s^2 s^2}{u_s^2} + \left(\frac{-q_s}{u_s} - i_{\mu}\right)^2}$$

Straty mocy dla przekształtnika sieciowego FNS (rys.7) wyznaczono analogicznie jak dla przekształtnika silnikowego FNR.



Rys.8. Straty mocy w uzwojeniach transformatora w funkcji momentu maszyny oraz mocy biernej stojana

Straty mocy w uzwojeniach transformatora Δp_{Tr} obejmują straty w uzwojeniu odpowiednio: dolnego Δp_{DN} oraz górnego Δp_{GN} napięcia, opisane zależnościami:

$$(13) \quad \Delta p_{DN} = i_{DN}^2 r_{DN},$$

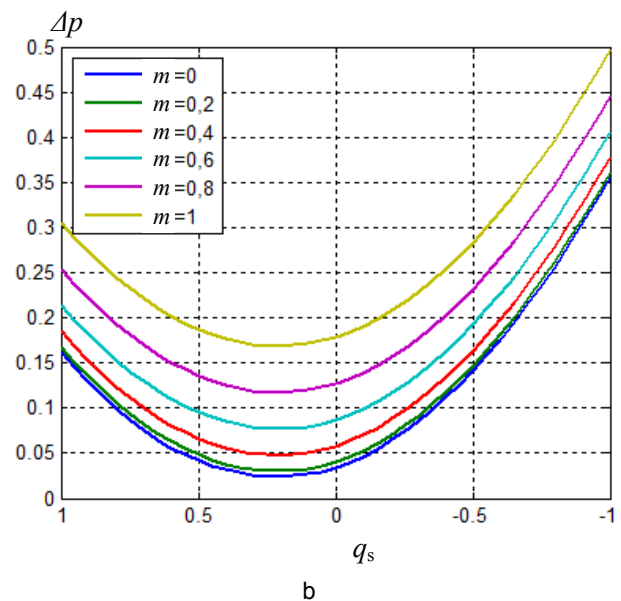
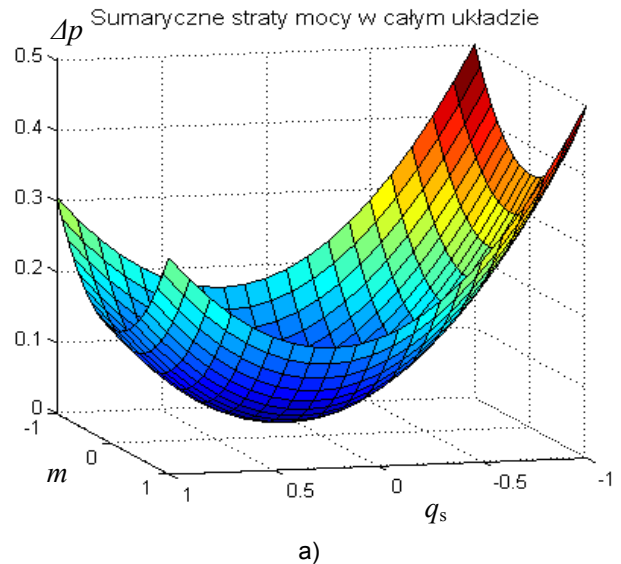
$$(14) \quad \Delta p_{GN} = i_{GN}^2 r_{GN},$$

gdzie:

r_{DN}, r_{GN} - rezystancje uzwojeń transformatora odpowiednio strony dolnego i górnego napięcia.

Prąd uzwojenia dolnego napięcia transformatora jest równy prądowi falownika sieciowego FNS, natomiast prąd w uzwojeniach górnego napięcia różni się od niego prądem magnesującym transformatora. Poziom strat mocy w transformatorze można odczytać z charakterystyk przedstawionych na rysunku 8.

Sumując poszczególne straty mocy otrzymuje się straty całkowite maszyny asynchronicznej dwustronnie zasilanej. Charakterystykę sumarycznych strat mocy dla rozważanego układu laboratoryjnego MDZ przedstawia rysunek 9.



Rys.9. Sumaryczne straty mocy w układzie z maszyną dwustronnie zasilaną w funkcji momentu maszyny oraz mocy biernej stojana

Podsumowanie

W maszynie asynchronicznej dwustronnie zasilanej na całkowitą moc bierną pobieraną z sieci składa się moc bierna w obwodzie stojana maszyny pierścieniowej i moc bierna przekształtnika sieciowego. Przez odpowiednie sterowanie przekształtnika wirnikowego FNR oraz przekształtnika sieciowego FNS można wpływać na wartości obydwu tych mocy. W referacie przeanalizowano zależność całkowitych strat mocy czynnej w układzie MDZ od momentu elektromagnetycznego i rozdziału mocy biernej między maszyną asynchroniczną a przekształtnik sieciowy, przy założeniu, że sumaryczna moc bierna układu

jest równa zero. Przedstawioną metodę analizy można również wykorzystać do minimalizacji strat mocy czynnej przy dowolnym poziomie sumarycznej mocy biernej MDZ, co jest istotne przy wykorzystaniu generacyjnym MDZ, np. w energetyce wiatrowej.

W analizie wzięto pod uwagę straty w uzwojeniach silnika i transformatora oraz straty przewodzenia i przełączania tranzystorów i diod w przekształtnikach. Zaprezentowaną metodę analizy zilustrowano wynikami obliczeń dla układu laboratoryjnego małej mocy.

Postępując wg metody przedstawionej w referacie można wyznaczyć dla zadanej wartości całkowitej mocy biernej układu jej rozplływ między obwód stojana maszyny pierścieniowej a falownik sieciowy, przy którym straty mocy czynnej w układzie będą minimalne. Dla rozpatrywanego układu laboratoryjnego minimum strat wystąpiło dla mocy biernej silnika $q_s=0,2_{ind}$ oraz mocy biernej falownika sieciowego $q_{FNS}=0,2_{poj}$ (znamionowa wartość mocy biernej silnika wynosi $q_s=0,57_{ind}$).

Rozważając rozplwy mocy miernej w maszynie asynchronicznej dwustronnie zasilanej, oprócz strat mocy czynnej (kosztów eksploatacyjnych), należy brać pod uwagę również koszty inwestycyjne:

- zmniejszenie wartości mocy biernej indukcyjnej w obwodzie stojana silnika pierścieniowego poniżej wartości znamionowej wiąże się z wprowadzeniem do wirnika maszyny prądu magnesującego, a tym samym ze zmniejszeniem obciążalności maszyny momentem (mocą czynną) i koniecznością przewymiarowania maszyny oraz przekształtnika wirnikowego,
- praca falownika sieciowego ze współczynnikiem mocy różnym od jedności wiąże się ze wzrostem obciążenia prądowego przekształtnika oraz transformatora, i tym samym zwiększenia ich parametrów znamionowych.
-

LITERATURA

- [1] Tunia H., Kaźmierkowski M., Automatyka napędu przekształtnikowego, PWN, Warszawa, (1987)
- [2] Lubośny Z., Elektrownie wiatrowe w systemie elektroenergetycznym, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa (2006)

- [3] Bogalecka E., Zagadnienia sterowania maszyną dwustronnie zasilaną pracującą jako prądnica w systemie elektroenergetycznym, Wydawnictwo Uczelniane WSM w Gdyni, Gdynia (1997)
- [4] Gierlotka K., Jeleń M., Control of Double-Fed Induction Machine Using DTC method, *International Conference on Electrical Drives and Power Electronics EDPE'03, High Tatras, Slovakia*, (2003), 476-481
- [5] Jeleń M.: Bezpośrednie sterowanie momentu i mocy biernej maszyny asynchronicznej dwustronnie zasilanej, rozprawa doktorska, *Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny* (2007)
- [6] Krzemiński Z.: Sensorless Multiscalar Control of Double Fed Machine for Wind Power Generators, *Power Conversion Conference PCC'02, Osaka, Vol. 1*, (2002), 334-339
- [7] Jarek G.: Sterowanie wymuszające dynamikę prędkości i mocy biernej maszyny asynchronicznej dwustronnie zasilanej, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2010), nr 2, 201-205
- [8] Soens J., K. de Brabandere, Driesen J., Belmans R., Doubly Fed Induction Machine: Operating Regions and Dynamic Simulation, *EPE 2003 – Toulouse*, (2003)
- [9] Michalak J., Jeleń M.: Badania symulacyjne i eksperymentalne skompensowanego przemiennika częstotliwości, *Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria Elektryka*, z. 198, Gliwice (2006).
- [10] Zygmantowski M., Analiza porównawcza właściwości wybranych wielopoziomowych przekształtników energoelektronicznych przeznaczonych do układów kondycjonowania energii elektrycznej, rozprawa doktorska, *Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Gliwice* (2009).

Autorzy: dr inż. Michał Jeleń, Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, e-mail: Michal.Jelen@polsl.pl;
 dr inż. Grzegorz Jarek, Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, e-mail: Grzegorz.Jarek@polsl.pl; dr hab. inż. Kazimierz Gierlotka, prof. Pol. Śl., Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, ul. B. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice, e-mail: Kazimierz.Gierlotka@polsl.pl