

Określenie podstawowych parametrów energetycznych układu napędowego z silnikiem indukcyjnym pracującym w stanach ekstremalnych przeciążeń dynamicznych

Przeprowadzono analizę parametrów energetycznych układu napędowego prądu przemiennego z silnikiem indukcyjnym klatkowym pracującym w trybie ekstremalnych przeciążeń momentem elektromagnetycznym. Silnik zasilany jest z zespołu przekształtników AC–DC–AC składającego się z wejściowego aktywnego prostownika z modulacją szerokości impulsów, obwodu prądu stałego i wyjściowego falownika zasilającego silnik indukcyjny. Tranzystorowe przekształtniki wejściowy i wyjściowy wykonane są w postaci trójpoziomowego układu falownika napięcia z diodami poziomującymi połączonymi z punktem neutralnym (NPC). Wyznaczono podstawowe straty statyczne i dynamiczne w falowniku trójpoziomowym i silniku indukcyjnym pracujących w trybie ekstremalnych przeciążeń dynamicznych.

1. WSTĘP

Układy napędowe z silnikami indukcyjnymi klatkowymi stanowią podstawę stosowanych obecnie elektrycznych układów napędowych we wszystkich dziedzinach techniki. Oprócz klasycznych, nieregulowanych układów zasilanych bezpośrednio z sieci, masowo stosowane są układy sterowania częstotliwościowego zasilane z przekształtników. Maszyna indukcyjna (asynchroniczna) zasilana z przekształtnika częstotliwości, posiadającego najczęściej obwód pośredniczący prądu stałego, wykazuje wiele dodatkowych zalet w porównaniu z napędem zasilanym bezpośrednio z sieci przemysłowej. Pojawia się przede wszystkim możliwość płynnej regulacji prędkości kątowej, ograniczenia wartości poślizgów do wartości mniejszych od krytycznych $s < s_{kr}$, możliwość regulacji i ograniczenia momentu i wiele innych, czasami bardzo zaawansowanych funkcji. Podstawowe natomiast niedogodności silnika indukcyjnego związane są z dużymi wartościami prądów rozruchowych, małą wartością momentu rozruchowego i stosunkowo niskim, zmiennym w funkcji obciążenia, współczynnikiem mocy – $\cos\phi$, są sto-

sunkowo łatwe do wyeliminowania lub niezauważalne dla użytkownika.

Prowadzone od wielu lat intensywne badania i prace konstrukcyjne układów napędowych z silnikami indukcyjnymi zasilanymi z przekształtników częstotliwości skupiają się głównie na nowych topologiach obwodów mocy przekształtników [1, 2, 3] i nowych typach układów sterowania, w tym głównie układów sterowania wektorowego i bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym silnika [4]. Koncentruje się również uwagę na bezczujnikowych układach sterowania napędem, w których nie stosuje się mechanicznych czujników prędkości kątowej i położenia wirnika silnika.

Większość stosowanych w tych układach klatkowych silników indukcyjnych posiada konstrukcję typową dla silników ogólnego stosowania. Wprowadzane są czasami modyfikacje, dla silników zasilanych z falowników z modulacją szerokości impulsów (MSI), polegające przede wszystkim na wzmocnieniu izolacji elektrycznej uzwojeń stojana oraz konstrukcje ograniczające przepływ prądów łożyskowych. Dodawana jest także obca wentylacja zapewniająca odpowiednie chłodzenie silnika dla prędkości kątowych mniejszych od znamionowej.

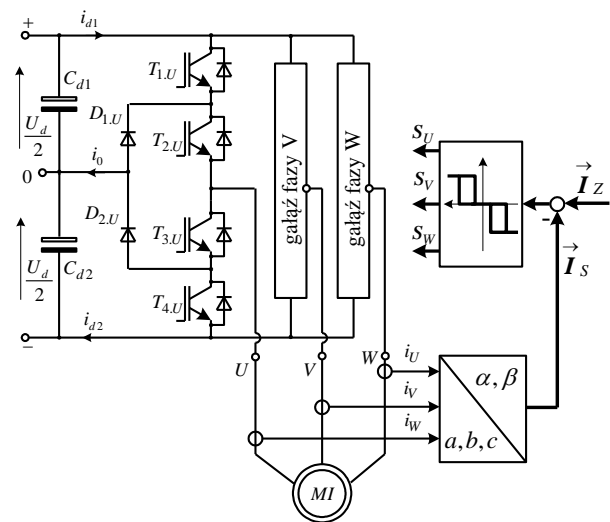
Pod względem jednak parametrów elektromagnetycznych i charakterystyk elektromechanicznych silniki indukcyjne nadal posiadają swoje istotne zalety. Związane są one z ich zasadą działania i warunkami normalnej eksploatacji. A mianowicie podczas zasilania bezpośrednio z sieci charakteryzuje je duża odporność na krótkotrwałe (w stosunku do znamionowego) prądy udarowe, i odpowiadające im momenty udarowe, które powstają w stanach przejściowych. W czasie, na przykład, hamowania przeciwwłączeniem i niestłumionym polu silnika dla prędkości bliskiej synchronicznej prądy i momenty udarowe mogą osiągać bardzo duże wartości $i_{s(max)}/i_{s,n} \cong (15 - 20)$ $m_{max}/m_n \cong (10 - 12)$ [5].

Wykorzystanie tych właściwości silników indukcyjnych, w przypadku zasilania z przekształtnika częstotliwości i uzyskanie w pełni sterowanego (kontrolowanego) dużego przeciążenia momentem, pozwala (na bazie seryjnych lub nieznacznie zmodyfikowanych maszyn asynchronicznych) zbudować układy napędowe małej i średniej mocy o własnościach dynamicznych zbliżonych do nowoczesnych układów serwo mechanicznych, wyposażonych w specjalne silniki prądu przemiennego. W artykule wyznaczono podstawowe straty statyczne i dynamiczne w układzie napędowym z silnikiem indukcyjnym sterowanym częstotliwościowo z ekstremalnymi momentami elektromagnetycznymi.

2. OBWÓD MOCY UKŁADU NAPĘDOWEGO

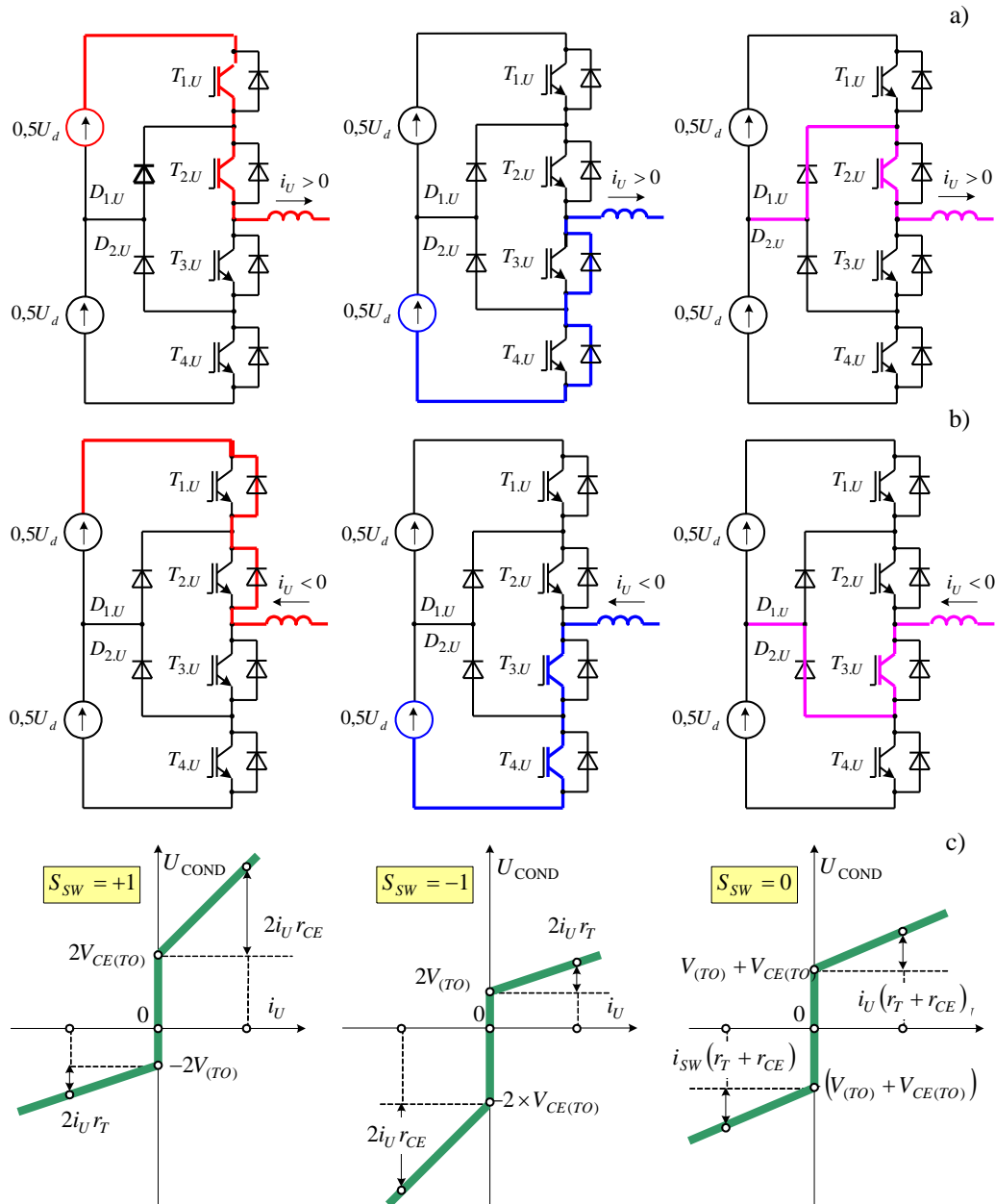
Przedmiotem analizy jest układ napędowy z silnikiem indukcyjnym klatkowym regulowany poprzez zmianę częstotliwości i napięcia stojana pracujący w trybie ekstremalnego sterowania momentem elektromagnetycznym. W skład układu wchodzi tranzystorowy przekształtnik częstotliwości w postaci trójpoziomowego falownika napięcia z modulacją szerokości impulsów (PWM) i silnik indukcyjny klatkowy rys. 1. Zastosowanie trójpoziomowego przekształtnika pozwala otrzymać odpowiednie, wymagane podczas sterowania ekstremalnego wartości chwilowe napięcia i prądu stojana [5, 7]. W rozpatrywanym układzie stosuje się sterowanie chwilowymi wartościami prądów fazowych za pomocą histerezowego (nieliniowego) regulatora prądu. Układ regulacji prądów fazowych zapewnia utrzymywanie wartości amplitudy i kąta obrotu przestrzennego wektora prądu stojana \vec{I}_s wewnątrz strefy histerezy $2\Delta I$ położonej wokół końca wektora prądu zadanego \vec{I}_z . Układ pracuje ze zmienną częstotliwością modulacji określoną parametrami i stanem pracy silnika, oraz wartością napięcia zasilania U_d . Polepszenie jakości

odtworzenia prądu stojana można uzyskać, w pewnym zakresie, poprzez zastosowanie algorytmu sterowania tranzystorami falownika, minimalizującego częstotliwość modulacji, jednakże zakres takiej optymalizacji jest ograniczony. Podstawowym sposobem otrzymania odpowiedniej jakości prądu jest zmniejszanie strefy histerezy, co prowadzi do powiększania częstotliwości modulacji i zwiększenia strat związanych z komutacją tranzystorów.



Rys. 1. Schemat obwodu mocy napędu

Regulator histerezowy prądu określa, za pomocą wektorowego modulatora, odpowiednie stany wektora przestrzennego napięcia falownika – \vec{U}_s . Funkcja komutacyjna, opisująca położenie wektora przestrzennego falownika $S=[S_U, S_V, S_W]$, może przyjmować 19 różnych, niezależnych wartości, w zależności od funkcji komutacyjnych poszczególnych faz. Funkcja komutacyjna pojedynczej fazy (S_U , rys. 2a) trójpoziomowego falownika ma trzy stany stabilne w zależności od stanu łączników energoelektronicznych – tranzystorów i diod zwrotnych, oraz kierunku przepływu chwilowej wartości prądu fazy i_U i wynosi odpowiednio: $S_{sw} = [-1; 0; +1]$. Odpowiada to podłączeniu zacisku wyjściowego fazy do napięcia szyny dodatniej, neutralnej i ujemnej (rys. 2a). Wartości wektora zadanego prądu i jego położenie wyznacza nadrzędny regulator momentu elektromagnetycznego silnika (nie pokazany na rys. 1). W trakcie przeciążenia ekstremalnego moduł prądu stojana może osiągnąć krótkotrwałe duże wartości stanowiące wielokrotność prądu znamionowego $I_s \approx 10 \div 12 I_N$. W trakcie takiego przeciążenia rosną straty statyczne i dynamiczne w przyrządach półprzewodnikowych falownika, a także straty w uzwojeniach stojana i wirnika oraz obwodzie magnetycznym silnika napędowego.



Rys. 2. Stany przewodzenia elementów falownika

Straty energii w przyrządach półprzewodnikowych wynikają ze strat w czasie przewodzenia, E_{COND} , strat dynamicznych powstających w czasie załączenia E_{ON} i wyłączenia przyrządu E_{OF} . Moc strat sterowania tranzystorami (IGBT), zastosowanymi w falowniku, jest znikoma i w obliczeniach została pominięta [8, 9]. Całkowita energia strat E_{SUM} w pracujących impulsowo przyrządach wynosi:

$$E_{SUM} \approx E_{COND} + E_{ON} + E_{OF} \quad (1)$$

Statyczne straty mocy w czasie przewodzenia określone są z mocy traconej w aktualnie przewodzących tranzystorach i diodach i mogą być wyznaczone (w stanie ustalonym pracy) z zależności:

$$P_{COND} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_U(\vartheta) \cdot u_{COND}(\vartheta)) d\vartheta \quad (2)$$

gdzie:

P_{COND} – średnia wartość statycznych strat mocy czynnej w przyrządach półprzewodnikowych w okresie podstawowej harmonicznej prądu wyjściowego falownika;

$i_U(\vartheta)$ – prąd wyjściowy fazy falownika;

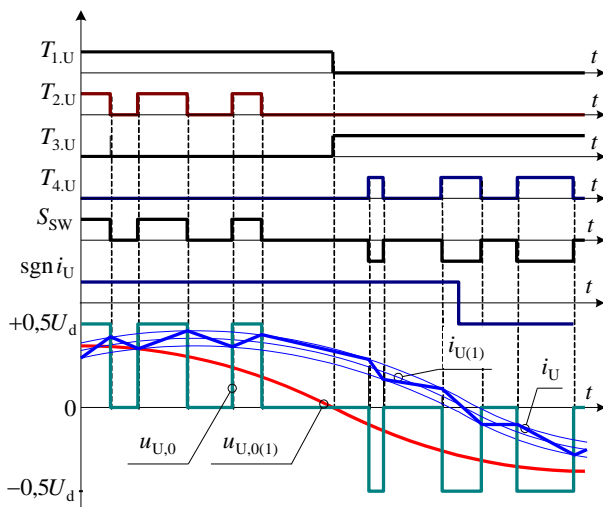
$u_{COND}(\vartheta)$ – chwilowa wartość spadku napięcia na przewodzących aktualnie zaworach falownika;

$\vartheta = \omega t$ – aktualna wartość kąta.

Obwód przepływu prądu przez poszczególne zawory falownika, dla przypadku dodatniej wartości prądu wyjściowego $i_U > 0$, zależy od funkcji komutacyjnej S_{sw} , i przedstawiony jest na rys. 2.a pogrubioną linią. Analogicznie przebiegają zjawiska dla $i_U < 0$ (rys. 2b).

Spadek napięcia $u_{COND}(\vartheta)$ występujący na przewodzących zaworach falownika zależy od funkcji komutacyjnej S_{sw} oraz kierunku i wartości przepływającego prądu. Przebieg tego napięcia [13] można aproksymować odcinkowo – liniową zależnością (rys. 2.c). Wartości napięć, przy których następuje zmiana kąta nachylenia charakterystyki $U_{COND}(i_U)$ zależą od parametrów aktualnie przewodzących diod i tranzystorów. Na rysunku 2c oznaczono odpowiednio: $V_{CE(TO)}$ – progowa wartość napięcia nasycenia pojedynczego tranzystora IGBT (w stanie statycznym), V_{TO} – progowa wartość napięcia przewodzenia diody zwrotnej, r_{CE} – rezystancja w kierunku przewodzenia tranzystora, r_T – rezystancja w kierunku przewodzenia diody zwrotnej.

W zastosowanym trójpoziomowym falowniku napięcia występuje jednobiegunowa modulacja napięcia wyjściowego względem punktu neutralnego zasilania. Na rysunku 3 przedstawiono przykładowe, podstawowe przebiegi w układzie sterowania fazą falownika dla układu śledzącego chwilową wartość prądu w fazie za pomocą nieliniowego regulatora histerezy: funkcję komutacyjną $S_{sw}(t)$ oraz sygnały sterujące odpowiednimi tranzystorami falownika, a także napięcie wyjściowe $u_{U,0}(t)$ i prąd wyjściowy $i_U(t)$ i ich podstawowe harmoniczne $u_{U,0(1)}(\vartheta) = U_M \sin(\vartheta + \varphi)$ i $i_{U,0(1)}(\vartheta) = I_M \sin \vartheta$.



Rys. 3. Przebiegi w układzie falownika trójpoziomowego

Wartość napięcia podstawowej harmonicznej można określić (dla ustalonego stanu pracy układu napędowego) na podstawie zależności:

$$u_{U,0(1)}(\vartheta) = I_M \cdot Z_S \sin(\vartheta + \varphi) = U_M \sin(\vartheta + \varphi) \quad (3)$$

gdzie:

- Z_S – zastępcza impedancja silnika;
- φ – kąt przesunięcia fazowego podstawowych harmonicznych napięcia i prądu;
- I_M, U_M – wartość maksymalna podstawowej harmonicznej prądu i napięcia.

Średnia wartość napięcia wyjściowego falownika za okres modulacji określona jest współczynnikiem modulacji amplitudy. Dla jednobiegunowej modulacji wynosi ona:

$$U_{U,0}(\vartheta) = m_A(\vartheta) \cdot 0,5U_d \quad (4)$$

gdzie:

- $m_A = u_{U,0(1)}/U_d$ – współczynnik modulacji amplitudy.

W przypadku, gdy współczynnik modulacji częstotliwości określający stosunek częstotliwości modulacji do podstawowej harmonicznej osiąga duże wartości ($m_F = f_M/f_1 \geq 10$), średnia wartość napięcia w okresie modulacji zbliża się do napięcia podstawowej harmonicznej $u_{U,0(1)}(\vartheta) = U_{U,0}(\vartheta)$. Na podstawie (3) i (4) otrzymuje się wówczas zależność określającą współczynnik modulacji w postaci:

$$m_A(\vartheta) = 2 \frac{U_M}{U_d} \sin(\vartheta + \varphi) = 2M \cdot \sin(\vartheta + \varphi) \quad (5)$$

gdzie:

- $M = U_M/U_d$ – współczynnik modulacji wartości maksymalnej napięcia.

Dla zapewnienia poprawnej pracy falownika w trybie nadążania (śledzenia) za prądem zadany w stanach ustalonych powinien być spełniony warunek $M \leq 0,5$. Biorąc pod uwagę fakt, że w układzie występuje symetria sterowania i dodatnie oraz ujemne półkresy prądów i napięć wyjściowych falownika spełniają jej warunki, to na podstawie równania (2) można otrzymać zależność określającą wartość średnią strat mocy czynnej w zaworach (dla $S_{sw} = \pm 1$):

$$P_{COND,1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} (i_U(\vartheta) \cdot U_{COND}(\vartheta) \cdot m_A(\vartheta)) d\vartheta - \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} (i_U(\vartheta) \cdot U_{COND}(\vartheta) \cdot m_A(\vartheta)) d\vartheta \quad (6)$$

Po podstawieniu do powyższego zależności (3), (4) i (5) i po odpowiednich przekształceniach otrzymuje się ostatecznie wyrażenie:

$$P_{COND,1} = 2(I_M^2 \cdot r_{CE} + I_M \cdot V_{CE(T0)}) \cdot \left(0,125 + \frac{M}{3\pi} \cos \varphi\right) \quad (7)$$

W analogiczny sposób można wyznaczyć straty w zaworach falownika dla funkcji komutacyjnej $S_{SW} = 0$:

$$P_{COND,0} = [I_M^2 \cdot (r_{CE} + r_T) + I_M \cdot (V_{CE(T0)} + V_{T0})] \cdot \left(0,125 - \frac{M}{3\pi} \cos \varphi\right) \quad (8)$$

Całkowite statyczne straty mocy czynnej w zaworach trzech faz falownika trójpoziomowego $P_{CON,\Sigma}$ wynoszą wówczas:

$$P_{CON,\Sigma} = 3(P_{CON,0} + P_{CON,1}) \quad (9)$$

Straty dynamiczne w złączach tranzystorów mocy falownika powstają w procesie załączania i wyłączania prądu obciążenia. Wartość średnia tych strat w czasie modulacji sinusoidalnej z częstotliwością f_M określona jest zależnością:

$$P_{ON} + P_{OF} = f_M (E_{ON}(i_U) + E_{OF}(i_U))$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin \alpha d\alpha = \frac{f_M}{\pi} (E_{ON}(i_U) + E_{OF}(i_U)) = \frac{f_M}{\pi} E_O(i_U) \quad (10)$$

gdzie:

$E_O(i_U)$ – sumaryczna energia strat generowana w czasie pojedynczego załączenia i wyłączenia tranzystora.

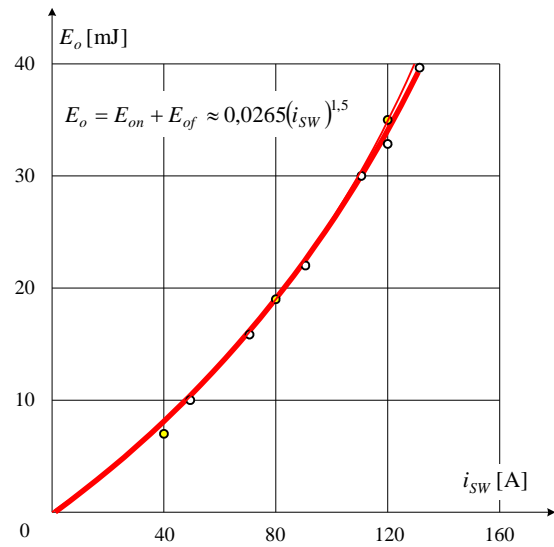
Zależność tych strat od chwilowej wartości prądu definiowana jest przez producenta [10]. Na rysunku 4 przedstawiono dla przykładu katalogową zależność strat $E_O(i_U)$ i ich analityczną aproksymację wykonaną w celu przeprowadzenia odpowiednich obliczeń numerycznych. Charakterystyka ta dla wykorzystywanych w falowniku tranzystorów mocy SKM 100GB 123 D jest aproksymowana funkcją:

$$E_O(i_U) = k_{EO} \cdot (i_U)^{1,5} \quad (11)$$

gdzie:

$$k_{EO} \cong 0,0265 [\text{V} \cdot \text{s} \cdot \text{A}^{-0,5}].$$

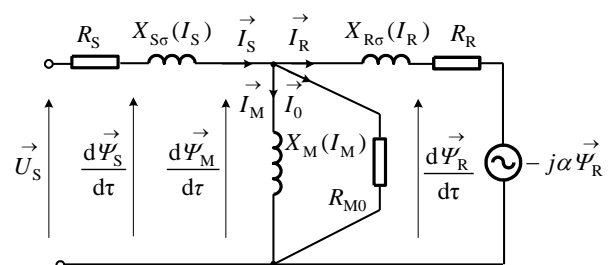
Wartość średniej częstotliwości modulacji falownika trójpoziomowego f_M dla trybu śledzenia chwilowej wartości prądu wyznaczono w [12].



Rys. 4. Energia strat dynamicznych w tranzystorze SKM 100GB 123D

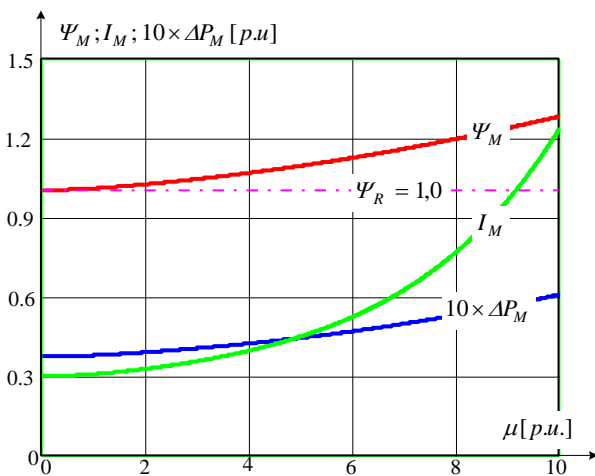
3. STRATY MOCY CZYNNEJ W SILNIKU INDUKCYJNYM PRACUJĄCYM W TRYBIE EKSTREMALNEGO MOMENTU

Silnik indukcyjny pracujący w trybie ekstremalnego momentu elektromagnetycznego poddany jest znacznym przeciążeniom prądowym zarówno w obwodzie stojana jak i wirnika. Jednocześnie strumień główny osiąga wartości przekraczające stan dla idealnego biegu jałowego. W takich warunkach pracy wszystkie obwody elektromagnetyczne silnika znajdują się praktycznie w stanie silnego nasycenia i parametry schematu zastępczego silnika ulegają dużym zmianom. Schemat zastępczy silnika opisany za pomocą wektorów przestrzennych, pracujący w stanie statycznym dla zmiennych parametrów elektromagnetycznych przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Schemat zastępczy silnika

Straty mocy czynnej w obwodach silnika, ze względu na znaczną zmienność parametrów określone są złożonymi zależnościami. Z tego powodu zmienność parametrów badanego silnika wyznaczono eksperymentalnie [12], a następnie przeprowadzono ich aproksymację analityczną [13]. Równania silnika opisane są w ogólnie stosowanych jednostkach względnych. Parametry znamionowe rozpatrywanego, dla przykładu, silnika wynoszą odpowiednio: $P_N = 5,5 \text{ kW}$; $n_0 = 1500 \text{ obr/min}$; $U_N = 230 \text{ V}$. W trybie sterowania ekstremalnego silnik powinien pracować ze stałą wartością strumienia skojarzonego z wirnikiem $\Psi_R = \text{const}$. Optymalna wartość strumienia, zapewniająca maksymalny moment ekstremalny, jest mniejsza od wartości znamionowej i dla badanego silnika wynosi $\Psi_R = 0,85$. Utrzymywanie strumienia skojarzonego ze stojanem na poziomie $\Psi_R = 1,0$ wymaga wzrostu strumienia głównego Ψ_M i prowadzi do silnego nasycenia obwodu głównego oraz silnego wzrostu wartości zadanej prądu magnesującego I_M jak i strat mocy czynnej w żelazie silnika (rys. 6).

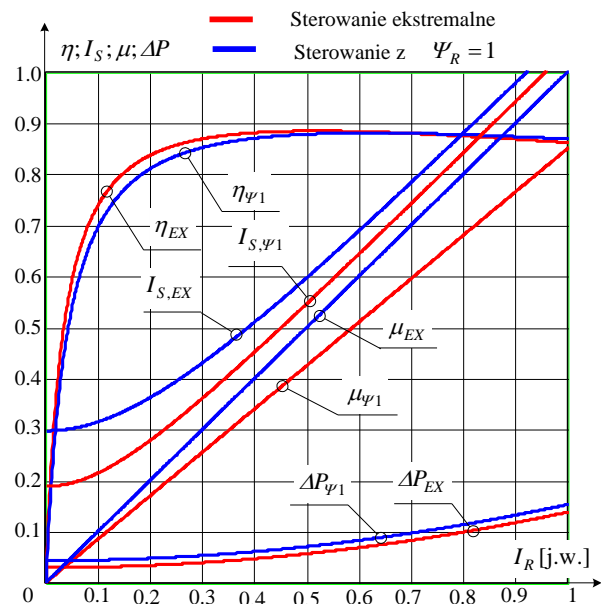


Rys. 6. Zależności wymaganych strumieni i prądu magnesującego silnika

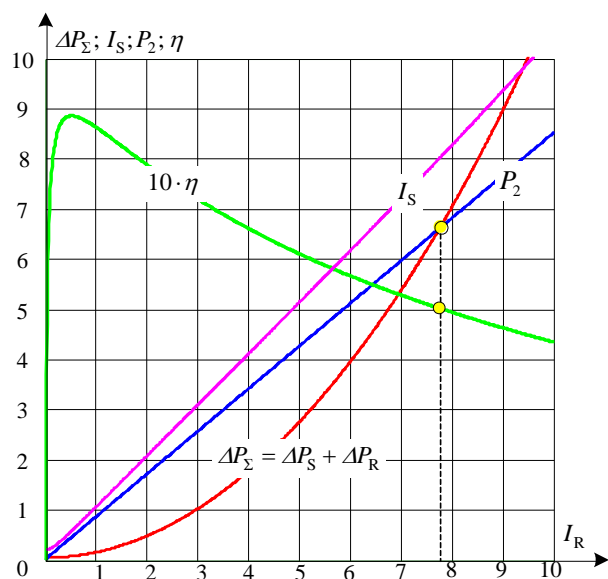
Podstawowe charakterystyki robocze (w funkcji sprowadzonego modułu wektora prądu wirnika I_R): moment elektromagnetyczny – μ , moduł prądu stojana – I_S , sprawność silnia – η i straty w silniku – ΔP dla stanu pracy ze stabilizacją strumienia głównego na poziomie $\Psi_{R,EX} = 0,85$ i poziomie $\Psi_R = 1,0$ przedstawiono na rysunku 7. Jak widać w tym przypadku sterowanie ekstremalne (w zakresie zmian prądu wirnika do poziomu znamionowego) odbywa się z nieznacznie mniejszymi stratami i powiększoną o kilka procent wartością prądu stojana, w porównaniu ze stabilizacją

$\Psi_R = 1,0$. Na rysunku 8 natomiast przedstawiono zależność strat w silniku – ΔP_Σ , mocy wtórnej – P_2 (na wale silnika) i sprawności silnika – η dla obciążeń ekstremalnych.

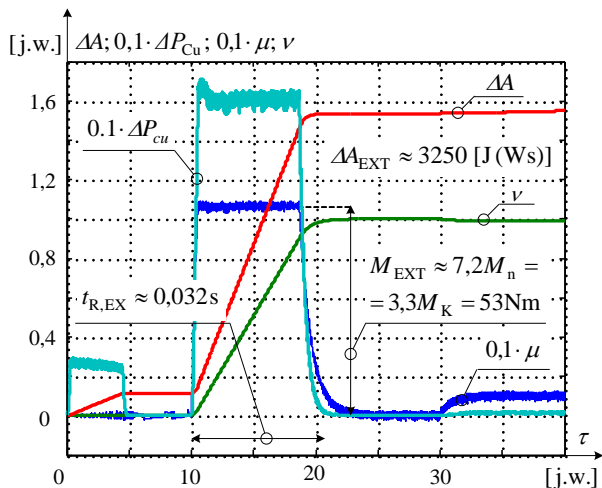
Wyniki badań symulacyjnych dla układu napędowego ze sterowaniem ekstremalnym porównano z wynikami parametrów dla bezpośredniego rozruchu z sieci przemysłowej. Przykładowe przebiegi przedstawiono odpowiednio na rysunkach 9 i 10.



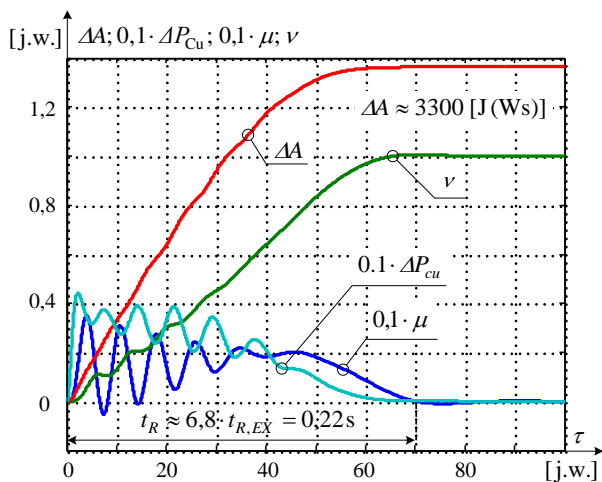
Rys. 7. Charakterystyki robocze w zakresie znamionowych obciążeń silnika



Rys. 8. Charakterystyki robocze w zakresie sterowania ekstremalnego



Rys. 9. Przebiegi analizowanych wielkości fizycznych silnika w układzie ze sterowaniem ekstremalnym



Rys. 10. Przebiegi podczas bezpośredniego rozruchu silnika

4. WNIOSKI

Przeprowadzone obliczenia analityczne i badania symulacyjne pozwalają wyciągnąć następujące wnioski:

- Straty mocy w układzie falownika trójpoziomowego w warunkach przeciążenia ekstremalnego wynoszą $P_{SUM} \approx 1,2 \text{ kW}$, natomiast straty statyczne w silniku $\Delta P_{\Sigma} \approx 47 \text{ kW}$.
- Straty w silniku ΔP_{Σ} i moc na wale ΔP_2 w trybie przeciążenia ekstremalnego są zbliżone i sprawność silnika wynosi w tym trybie ok. 50%. Taki stan pracy odpowiada warunkom dopasowania źródła i odbiornika przy maksymalnym przekazywaniu mocy, co pośrednio potwierdza prawidłowy dobór parametrów sterowania ekstremalnego momentem elektromagnetycznym.

- Straty energii w silniku ΔA w czasie rozruchu ekstremalnego i bezpośredniego rozruchu z sieci są zbliżone. Pozwala to wykonać praktycznie analogiczną liczbę dopuszczalnych przeciążeń na godzinę silnika sterowanego ekstremalnie w porównaniu z zasilaniem bezpośrednim z sieci bez cieplnego przeciążenia silnika.
- Dopuszczalna liczba przeciążeń momentem ekstremalnym badanego silnika w czasie rozruchu i hamowania samego silnika ($FI = 1$), bez obciążenia statycznego (dopuszczalna liczba przeciążeń na godzinę) wynosi $h_0 \approx 5000$.
- Czas rozruchu w trybie sterowania ekstremalnego jest ok. 7 razy mniejszy od czasu rozruchu przy bezpośrednim włączeniu do sieci. Taka dynamika sterowania prędkością zapewnia przyspieszenia wału silnika na poziomie $\epsilon_s \approx 10^4 \text{ rad/s}^2$, co odpowiada wysokiej jakości silnikom serwo mechanicznym [11].

Praca finansowana ze środków na naukę w latach 2007-2008 jako projekt badawczy N510 022 32/2304.

Literatura

1. Фирого Б.И., Павлячик Л.Б.: Теория электропривода. – Мн.: ЗАО „Техноперспектива”, 2004. – 527с.
2. Arrillaga J., Watson N.R.: Power system harmonics. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2003.
3. Piróg S.: Energoelektronika. Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej: Uczelniane Wydawnictwa Naukowe – Dydaktyczne AGH, Kraków 2006.
4. Vas P.: Sensorless vector and direct torque control, Oxford University Press 1998.
5. Kovács P. P., Racz I.: Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest 1959.
6. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик и др. – М.: Энергоиздат, 1982.
7. Hartman M.: Wielopoziomowe falowniki napięcia, Fundacja rozwoju Akademii Morskiej w Gdyni, Gdynia 2006.
8. Januszewski S., Świątek H., Zimmer K.: Półprzewodnikowe przyrządy mocy. Właściwości i zastosowania, przyrządów półprzewodnikowych mocy i układów energoelektronicznych pracujących WKŁ, Warszawa 1999.
9. Buczek K.: Modele impulsowo, PAN, Komitet Elektrotechniki, Seria: Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 2000.
10. Semikron Innovation + service. Power Electronics, Katalog firmy SEMIKROM, Nürnberg 2004.
11. Kosmol J.: Serwonapędy obrabiarek sterowanych numerycznie, WNT, Warszawa 1998.
12. Pawlaczyk L.: Optymalizacja statyczna układu napędowego z maszyną indukcyjną dla granicznych wartości sterowania momentem, XLII International Symposium on Electrical Machines Cracow, Poland, 2006 s. 75-79.
13. Kudła J.: Modele matematyczne maszyn elektrycznych prądu przemiennego uwzględniające nasycenie magnetyczne rdzeni, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2005.

Recenzent: prof. dr hab. inż. Bogdan Miedziński