

Analiza układów regulacji prędkości obrotowej silnika indukcyjnego małej mocy z wewnętrznym obwodem bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym przy wykorzystaniu pakietu MATLAB/Simulink

W artykule zaprezentowano i przeanalizowano układy regulacji prędkości silnika indukcyjnego o trzech parach biegunów z wewnętrznym obwodem bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym. Parametry modelu matematycznego silnika indukcyjnego zidentyfikowano metodą ewolucyjną. Badano odpowiedź układu sterowania na skokowo zadaną wartość prędkości oraz na skokowo zadaną wartość momentu obciążenia. Obliczenia przeprowadzono przy wykorzystaniu pakietu MATLAB/Simulink.

1. WPROWADZENIE

Silniki indukcyjne ze względu na prostą budowę i stosunkowo niskie koszty produkcji (w porównaniu do innych silników) są chętnie wykorzystywane w napędach elektrycznych różnych zespołów elektromechanicznych. Jednakże prostota ich budowy nie przekłada się na łatwość sterowania prędkością obrotową. Problem ten był poruszany w wielu pracach i stanowił przedmiot zainteresowania wielu badaczy [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 12, 13]. Obecnie nowoczesny napęd elektryczny z silnikiem indukcyjnym jest napędem o sterowaniu wektorowym. Współczesne układy sterowania to układy sterowania polowo zorientowanego [3, 4, 5, 7] oraz układy bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem (ang. *Direct Torque and Flux Control* – w skrócie DTFC) [1, 4, 5, 7, 8, 13].

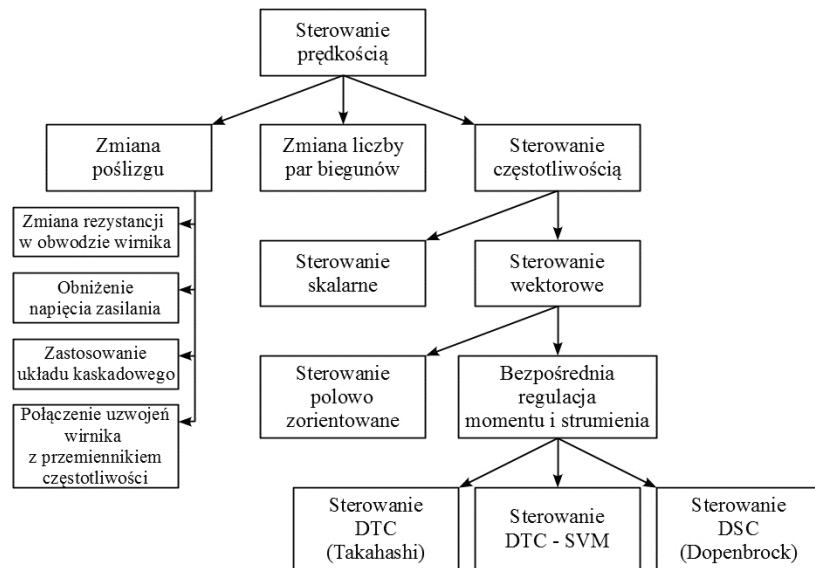
2. RODZAJE UKŁADÓW STEROWANIA PRĘDKOŚCIĄ OBROTOWĄ SILNIKÓW INDUKCYJNYCH

Przy założeniach upraszczających, takich jak w przywołanych publikacjach [3, 7, 9, 11], tj.:

- nie uwzględnia się nasycenia obwodu magnetycznego silnika i przyjmuje się monoharmoniczne pole magnetyczne w szczelinie,
- nie uwzględnia się strat mocy w rdzeniu obwodu magnetycznego,
- przyjmuje się symetryczne uzwojenie trójfazowe dla stojana,
- uzwojenia wirnika klatkowego zastępuje się równoważnym uzwojeniem 3-fazowym,
- sprzężenie magnetyczne pomiędzy uzwojeniami fazowymi stojana oraz zastąpionymi uzwojeniami wirnika zachodzą tylko dzięki monoharmonicznemu polu głównemu,

model matematyczny silnika indukcyjnego jest opisany we współrzędnych ABC układem 5-ciu równań różniczkowych nieliniowych o zmiennych współczynnikach. Układ ten jest trudny do badania. Opracowano szereg przekształceń ułatwiających jego analizę i sterowanie. Na rys. 1. przedstawiono podział układów sterowania prędkością obrotową silników indukcyjnych [5, 7, 8, 13].

model matematyczny silnika indukcyjnego jest opisany we współrzędnych ABC układem 5-ciu równań różniczkowych nieliniowych o zmiennych współczynnikach. Układ ten jest trudny do badania. Opracowano szereg przekształceń ułatwiających jego analizę i sterowanie. Na rys. 1. przedstawiono podział układów sterowania prędkością obrotową silników indukcyjnych [5, 7, 8, 13].

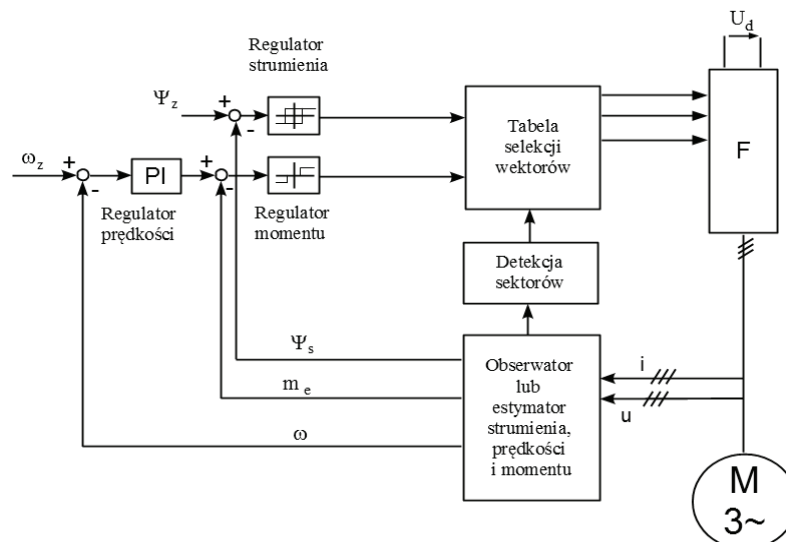


Rys. 1. Podział metod sterowania prędkością obrotową silnika indukcyjnego [5, 7, 8, 13]

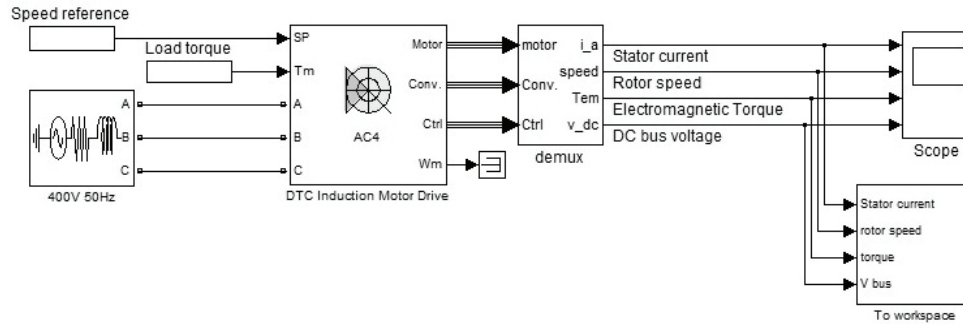
Dla potrzeb niniejszego artykułu badano układ bezpośredniego sterowania momentem (ang. *Direct Torque Control* – w skrócie DTC) zaproponowany przez Takahashi’ego oraz Noguchi’ego [7]. W układzie tym, w przeciwieństwie do innych układów FOC [3, 4, 6, 7], nie ma regulatorów prądów stojana. Są natomiast nieliniowe regulatory momentu elektromagnetycznego i strumienia magnetycznego. Łączniki falownika sterowane są tak, by bezpośrednio wpływać na wartość momentu elektromagnetycznego oraz na wartość amplitudy strumienia magnetycznego. Mimo oczywistych zalet sformułowano również i wady takiego rozwiązania [1, 5, 8, 13]. Są to:

- heksagonalny strumień oraz odkształcony przebieg prądu przy niskich wartościach prędkości obrotowej napędu,
- brak możliwości wzbudzenia maszyny przy nastawionej zerowej wartości momentu,
- zmienna częstotliwość łączeń falownika,
- zmienne pulsacje momentu elektromagnetycznego.

Na rys. 2. przedstawiono badany układ w formie schematów blokowych, natomiast na rys. 3. przedstawiono ten sam układ w notacji MATLAB-a/Simulink-a, w środowisku którego przeprowadzono badania symulacyjne.



Rys. 2. Schemat blokowy układu bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym [4, 6, 7]



Rys. 3. Układ bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym w notacji MATLAB-a/Simulink-a [14]

W układzie bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym (DTC) steruje się kluczami falownika w ten sposób, by bezpośrednio wpływać na wartość momentu elektromagnetycznego oraz na wartość amplitudy strumienia magnetycznego silnika [1, 5, 7, 8, 13]. Moment elektromagnetyczny wyraża się zależnością:

$$T_e = c \Psi_s \Psi_r \sin \delta \quad (1)$$

gdzie:

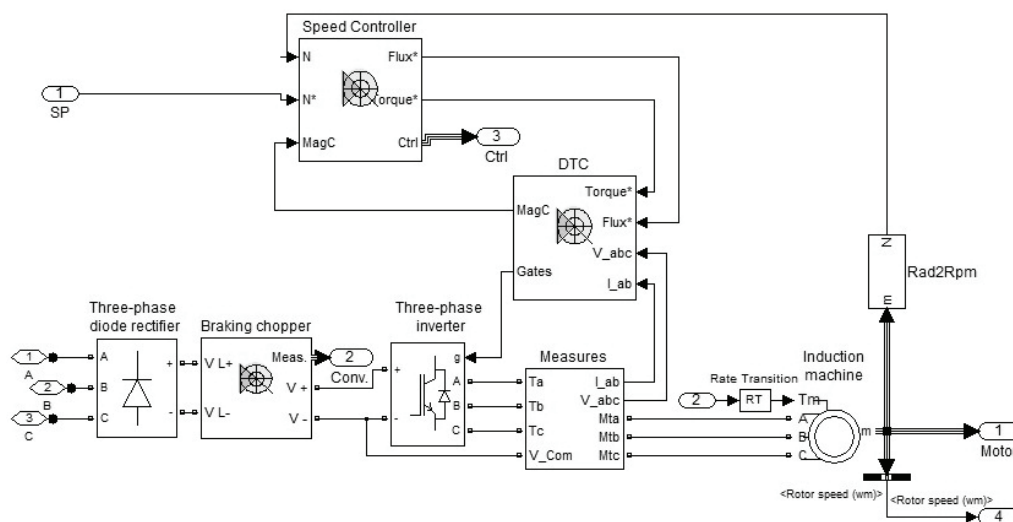
- T_e – moment elektromagnetyczny silnika,
- c – stała zależna od parametrów silnika,
- Ψ_r – strumień magnetyczny skojarzony wirnika,
- Ψ_s – strumień magnetyczny skojarzony stojana,
- δ – kąt między strumieniami Ψ_r oraz Ψ_s .

Przełączanie wektora napięcia wpływa na:

- wartości amplitud strumieni Ψ_s oraz Ψ_r ,
- kąt δ – wzajemnego położenia w przestrzeni tych strumieni.

Z własności silnika indukcyjnego wynika, że taki sposób przełączania wpływa w pierwszej kolejności na wartość amplitudy strumienia stojana Ψ_s . Na wartość amplitudy strumienia wirnika Ψ_r sposób przełączania oddziałuje z pewnym opóźnieniem. Wynika stąd oczywisty wniosek, że należy kontrolować wartość amplitudy strumienia stojana Ψ_s oraz kąt δ . Jak wynika z wzoru (1), sterując strumieniami i ich wzajemnym położeniem, wpływa się na wartość momentu elektromagnetycznego silnika T_e . W układzie współrzędnych Oxy , wirującym z prędkością synchroniczną wraz z wektorem strumienia stojana, składowa rzeczywista napięcia steruje długością wektora strumienia stojana, natomiast składowa urojona – wartością momentu elektromagnetycznego.

Spotykane są rozwiązania układu DTC z bezpośrednim pomiarem prędkości obrotowej, wówczas obserwator/estymator będzie obliczał w czasie rzeczywistym tylko wartości strumieni, ich wzajemnego położenia i momentu elektromagnetycznego (rys. 4). Takie rozwiązanie wymaga zastosowania zewnętrznego miernika prędkości obrotowej wału maszyny.



Rys. 4. Schemat bloku funkcyjnego DTC z silnikiem indukcyjnym, stanowiącym model matematyczny tego silnika, regulatora prędkości oraz przemiennika częstotliwości, a także moduł DTC z rys. 1. [14]

3. BADANIA UKŁADU DTC

Silnikiem sterowanym był silnik o symbolu Sg90L-6, wyprodukowany przez firmę Tamel. Jego parametry modelu matematycznego zostały obliczone przez algorytm ewolucyjny [3]. W kontekście prac nad niniejszym artykułem zbadano układ sterowania z DTC dla różnych nastaw parametrów regulatora prędkości typu PI. Zastosowano algorytmy optymalizacji parametrycznej według [12]:

- Zieglera-Nicholsa,
- Passena,

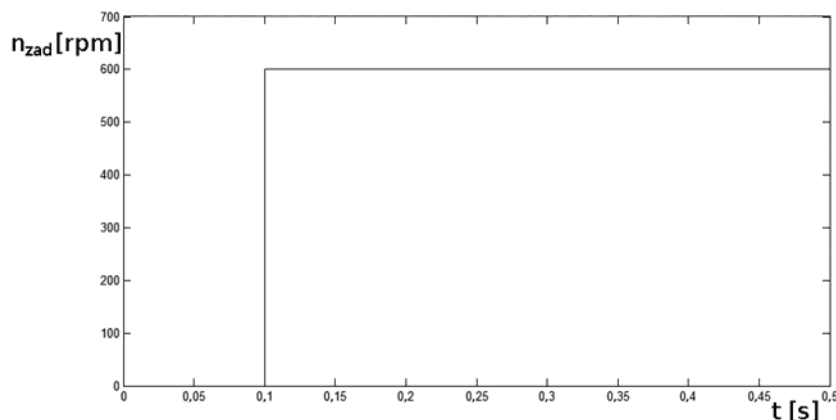
- Hanssena-Offereinsa,
- będące algorytmami doświadczalnymi polegającymi na doprowadzaniu układu na granicę stabilności i odczytanie wartości wzmocnienia krytycznego k_{kr} oraz parametru zależnego od czasu zdwojenia krytycznego $k_{i,kr}$. Wartości wzmocnienia oraz parametru zależnego od czasu zdwojenia odczytuje się według tabeli 1.

Wszystkie obliczenia i symulacje przeprowadzono przy wykorzystaniu pakietu MATLAB/Simulink. Badano odpowiedź układu DTC na skok jednostkowy zadanej prędkości (rys. 5) i skok jednostkowy zadane obciążenia (rys. 6).

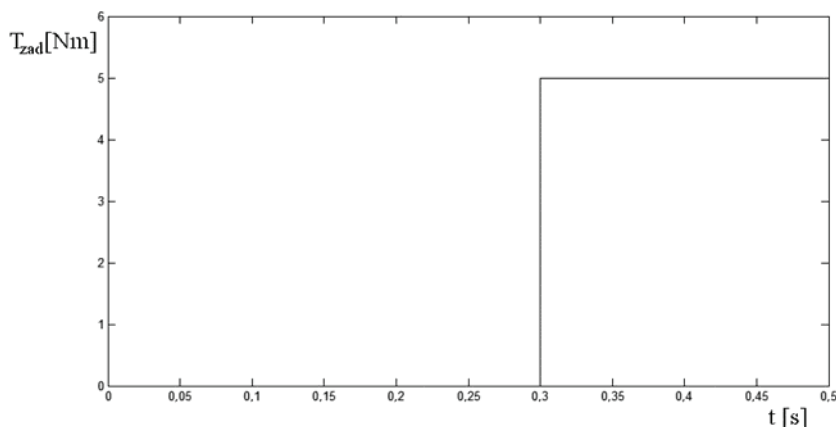
Tabela 1.

Algorytmy optymalizacji parametrycznej dla regulatorów typu PI [12]

Nazwa algorytmu	Nastawy regulatora PI	Algorytm wyznaczania wartości wielkości krytycznych k_{kr} , $k_{i,kr}$:
Zieglera-Nicholsa	$k_{p,ZN} = 0,45 k_{kr}$ $k_{i,ZN} = 0,83 k_{i,kr}$	– ustawić regulator na działanie proporcjonalne, – zwiększać wzmocnienie do granicy stabilności, odczytać wartość wzmocnienia krytycznego k_{kr} , – zmierzyć okres oscylacji i obliczyć parametr zależny od czasu zdwojenia krytycznego $k_{i,kr}$,
Passena	$k_{p,P} = 0,15 k_{kr}$ $k_{i,P} = 0,4 k_{i,kr}$	– ustawić wartości parametrów regulatora wg wskazań z tabeli 1.
Hanssena-Offereinsa	$k_{p,HO} = 0,45 k_{kr}$ $k_{i,HO} = 1/3 k_{i,kr}$	– ustawić regulator na działanie proporcjonalne, – zwiększać wzmocnienie do granicy stabilności, odczytać wartość wzmocnienia krytycznego k_{kr} , – ustawić wartość wzmocnienia krytycznego na regulatorze wg wskazań z tabeli 1., – zwiększać wartość parametru zależnego od czasu zdwojenia do granicy stabilności, – ustawić wartość parametru zależnego od czasu zdwojenia $k_{i,HO}$ na regulatorze.



Rys. 5. Zadana funkcja prędkości obrotowej, jaką realizować miał układ sterowania (opracowanie własne)



Rys. 6. Zadana funkcja momentu obciążenia, jaką realizować miał układ sterowania (opracowanie własne)

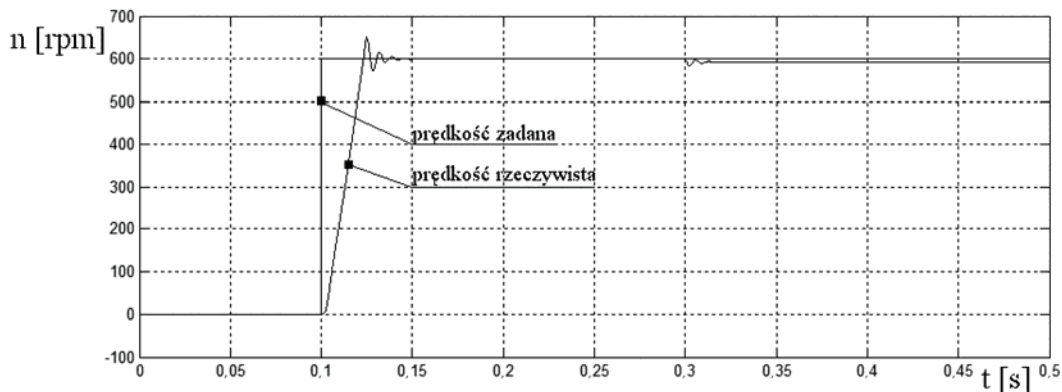
3.1. Wyniki badań dla nastaw metodą Zieglera-Nicholsa

Symulację przeprowadzono dla parametrów:

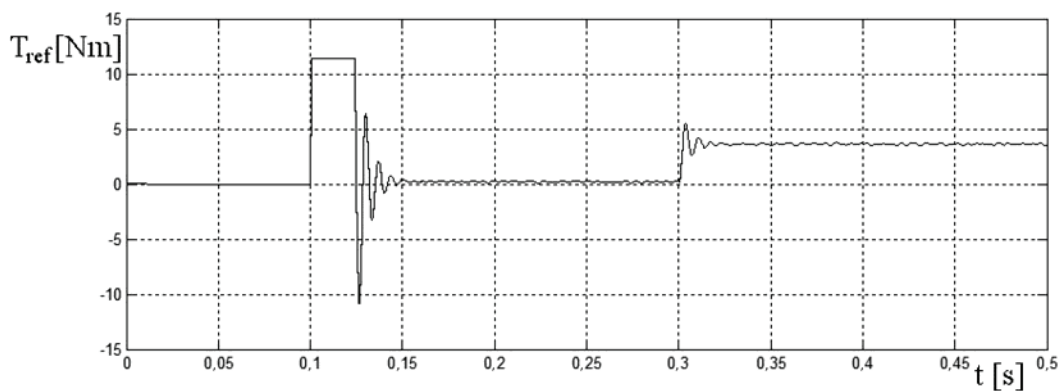
- wzmacnienie regulatora $k_{p,ZN} = 0,4365$,
- parametr zależny od czasu zdwojenia $k_{i,ZN} = 0,0028$.

Na rysunkach 7., 8., 9. i 10. wykreślono:

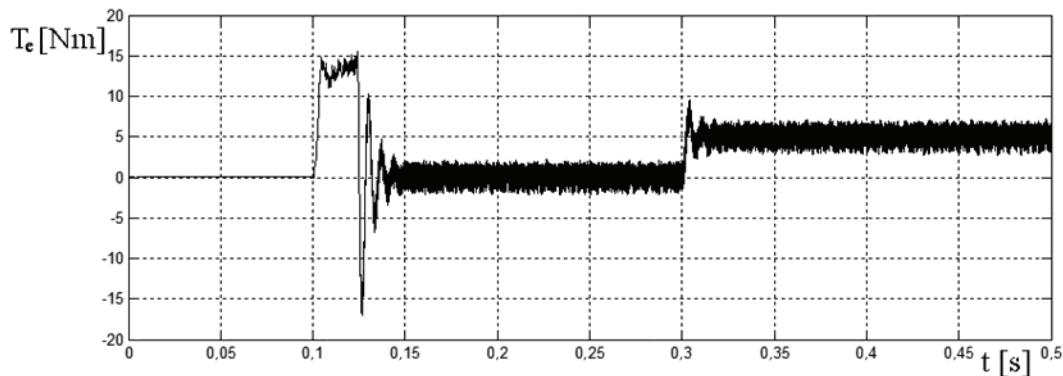
- przebieg prędkości obrotowej zadanej oraz rzeczywistej realizowanej przez układ sterowania (rys. 7),
- przebieg momentu elektromagnetycznego zadanego przez regulator prędkości (rys. 8),
- przebieg momentu elektromagnetycznego rzeczywistego (rys. 9),
- przebieg wartości prądu pierwszej fazy stojana (rys. 10).



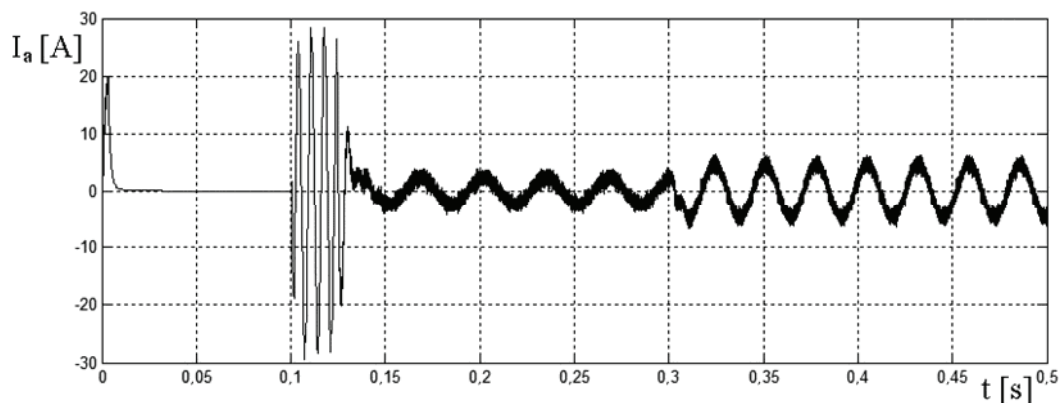
Rys. 7. Przebieg prędkości obrotowej zadanej oraz prędkości obrotowej rzeczywistej realizowanej przez układ sterowania (opracowanie własne)



Rys. 8. Przebieg momentu elektromagnetycznego zadanego (opracowanie własne)



Rys. 9. Przebieg momentu elektromagnetycznego rzeczywistego (opracowanie własne)



Rys. 10. Przebieg wartości prądu pierwszej fazy stojana (opracowanie własne)

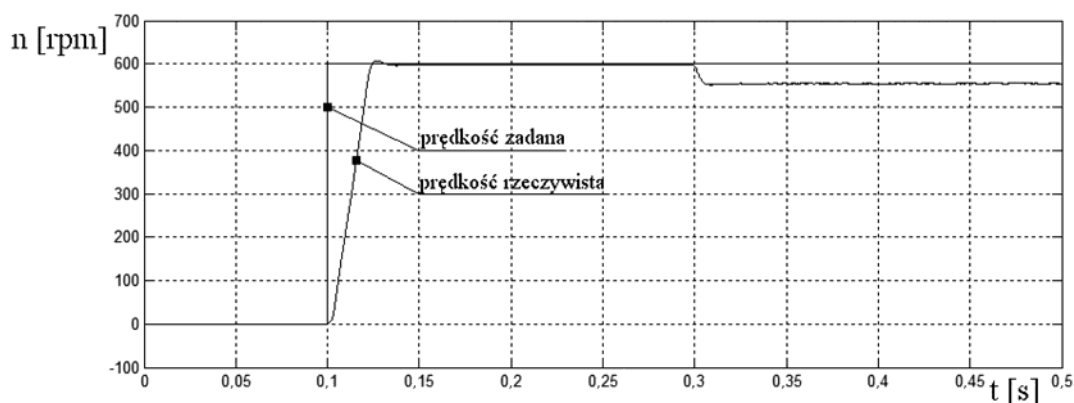
3.2. Wyniki badań dla nastaw metodą Passena

Symulację przeprowadzono dla parametrów:

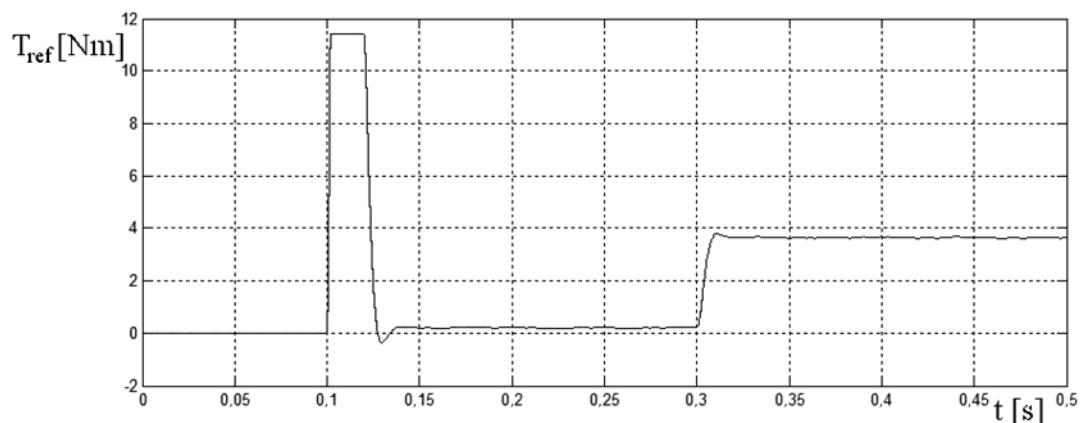
- wzmacnienie regulatora $k_{p,P} = 0,1455$,
- parametr zależny od czasu zdwojenia $k_{i,P} = 0,4365$.

Na rysunkach 11., 12., 13. i 14. wykreślono:

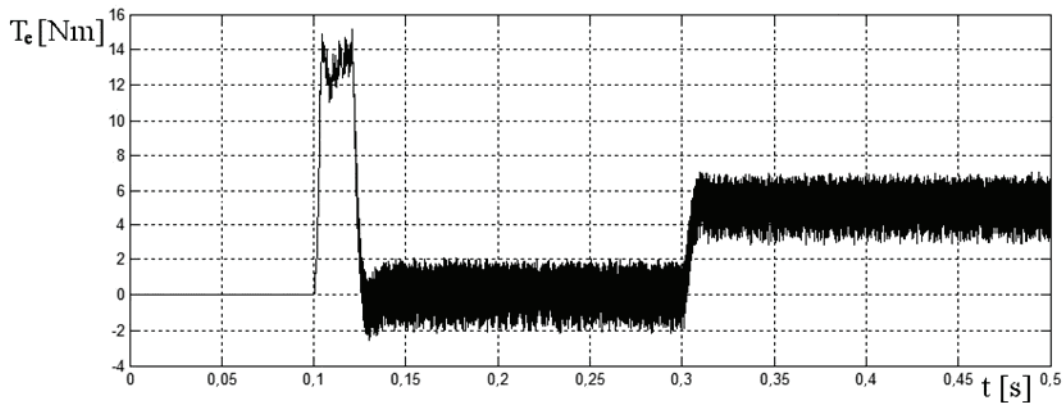
- przebieg prędkości obrotowej zadanej oraz rzeczywistej realizowanej przez układ sterowania (rys. 11),
- przebieg momentu elektromagnetycznego zadanego przez regulator prędkości (rys. 12),
- przebieg momentu elektromagnetycznego rzeczywistego (rys. 13),
- przebieg wartości prądu pierwszej fazy stojana (rys. 14).



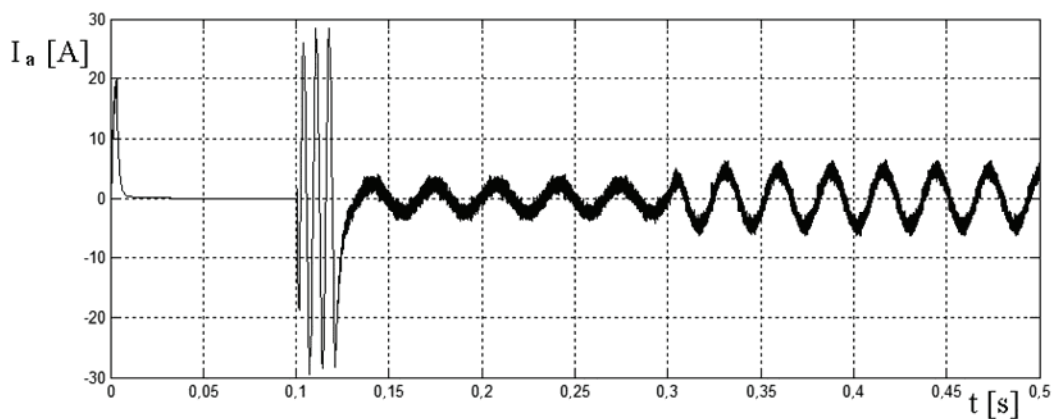
Rys. 11. Przebieg prędkości obrotowej zadanej oraz prędkości obrotowej rzeczywistej realizowanej przez układ sterowania (opracowanie własne)



Rys. 12. Przebieg momentu elektromagnetycznego zadanego (opracowanie własne)



Rys. 13. Przebieg momentu elektromagnetycznego rzeczywistego (opracowanie własne)



Rys. 14. Przebieg wartości prądu pierwszej fazy stojana (opracowanie własne)

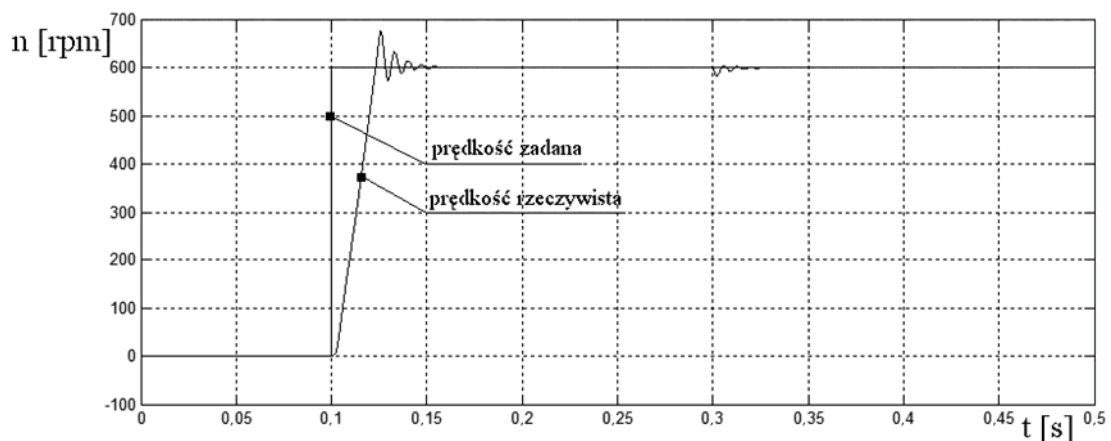
3.3. Wyniki badań dla nastaw metodą Hanssena-Offereinsa

Symulację przeprowadzono dla parametrów:

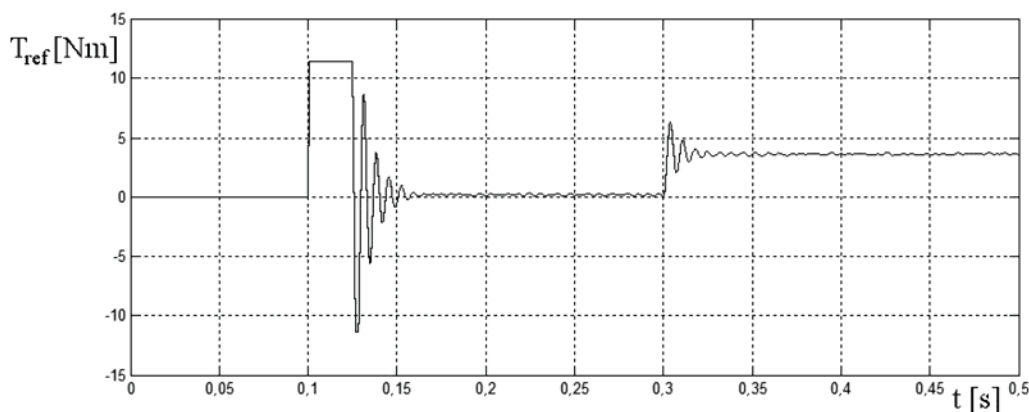
- wzmacnienie regulatora $k_{p,HO} = 0,4365$,
- parametr zależny od czasu zdwojenia $k_{i,HO} = 45$.

Na rysunkach 15., 16., 17. i 18. wykreślono:

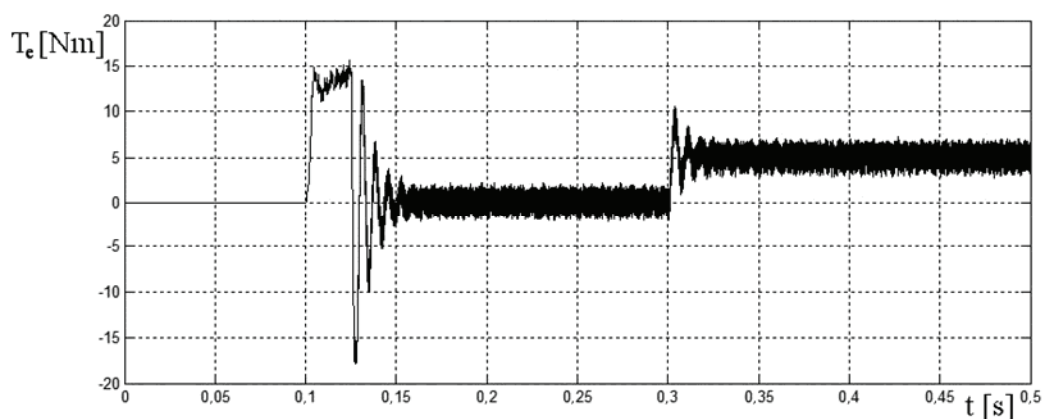
- przebieg prędkości obrotowej zadanej oraz rzeczywistej realizowanej przez układ sterowania (rys. 15),
- przebieg momentu elektromagnetycznego zadane-go przez regulator prędkości (rys. 16),
- przebieg momentu elektromagnetycznego rzeczywistego (rys. 17),
- przebieg wartości prądu pierwszej fazy stojana (rys. 18).



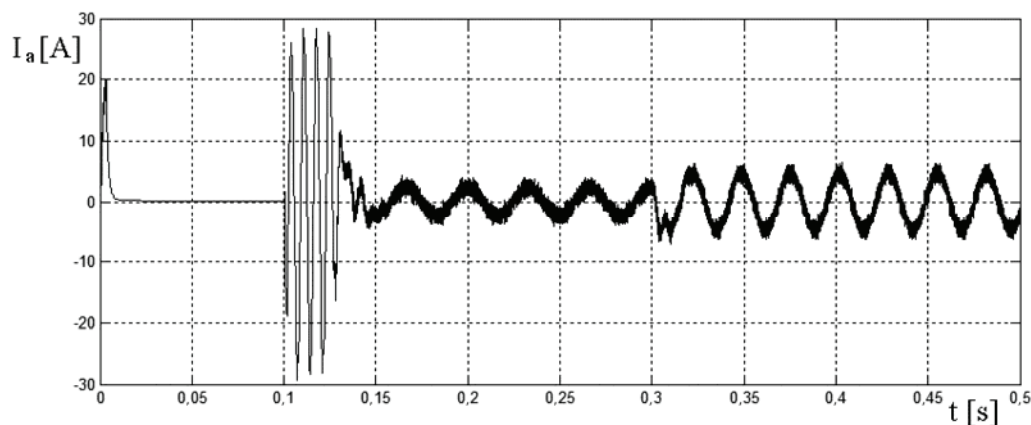
Rys. 15. Przebieg prędkości obrotowej zadanej oraz prędkości obrotowej rzeczywistej realizowanej przez układ sterowania (opracowanie własne)



Rys. 16. Przebieg momentu elektromagnetycznego zadanego (opracowanie własne)



Rys. 17. Przebieg momentu elektromagnetycznego rzeczywistego (opracowanie własne)



Rys. 18. Przebieg wartości prądu pierwszej fazy stojana (opracowanie własne)

4. PODSUMOWANIE

Jak wynika z przeprowadzonych badań, zastosowanie różnych metod strojenia regulatora prędkości miało wpływ na uzyskiwane parametry poszczególnych przebiegów. Przebieg prędkości obrotowej w przypadku zastosowania metody strojenia według Hanssena-Offereinsa charakteryzował się najkrót-

szym czasem regulacji i największym przeregulowaniem, natomiast w przypadku metody według Passena – minimalnym przeregulowaniem, ale za to największą wartością różnicy prędkości po obciążeniu maszyny. Przebieg momentu elektromagnetycznego, jaki miał realizować układ sterowania przy użyciu metody strojenia według Passena, wykazywał najbardziej łagodny charakter, natomiast w przypadku metody według Hanssena-Offereinsa miał najwięcej

ekstremów lokalnych i najbardziej strome zbocza spośród badanych. Przebiegi wartości prądów pierwszej fazy stojana miały zbliżone cechy przy wykorzystaniu wszystkich metod strojenia regulatorów. Można zatem stwierdzić, że metoda Passena nadaje się do zastosowania w układach, w których niedopuszczalne jest przeregulowanie, natomiast jeżeli użytkownikowi zależy na najkrótszym czasie regulacji, powinien zastosować metodę Hanssena-Offereinsa w procesie optymalizacji parametrycznej układu regulacji prędkości z DTC i silnikiem klatkowym Sg90L-6.

Literatura

1. Dopenbrock M.: *Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine*. „IEEE Transactions on Power Electronics”, vol. 3, no. 4, Oct. 1988, s. 420-429.
2. Głowacz W.: *Automatyczny system dialogowy oparty na klasyfikatorze rozmytym i gramatyce precedensyjnej w bezpieczeństwie transportu*. „Mechanizacja i Automatykacja Górnicza”, 2010, nr 10, s. 24-27.
3. Hudy W., Jaracz K.: *Analysis of Evolutionary Simulation of Parametric Optimization of Different Field-Oriented Control Systems with Induction Motors*. „Mechanizacja i Automatykacja Górnicza”, 2011, nr 12(490), s. 20-26 (in Polish).
4. Kaźmierkowski M. P.: *Porównanie metody sterowania polowozorientowanego z metodą bezpośredniej regulacji momentu silnika klatkowego*. „Przegląd Elektrotechniczny”, nr 4, Warszawa 1998.
5. Korzeniowski M. T.: *Nowe algorytmy bezpośredniej regulacji momentu i strumienia silnika indukcyjnego zasilanego z trójfazowego przekształtnika DC/AC*, rozprawa doktorska, Politechnika Białostocka, Białystok 2009.
6. Leonard W.: *Control of Electrical Drives*, Springer Verlag, Berlin 1985.
7. Orłowska-Kowalska T.: *Control systems of the induction motors without sensors*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław (2003) (in Polish).
8. Takahashi I., Noguchi T.: *A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor*. „IEEE Transactions on Industry Applications”, vol. IA-22, no. 5, Sep/Oct 1986, s. 820-827.
9. Plamitzer A. M.: *Electrical machines*, WNT, vol. 4, Warszawa 1970 (in Polish).
10. Pytel K., Jaracz K.: *Analiza możliwości wykorzystania wybranych hybrydowych układów pozyskiwania energii ze źródeł odnawialnych*. „Electrical Engineering”, issue 70, Poznan University of Technology Academic Journals, Poznan 2012, ISSN 1897-0737, p. 173-180.
11. Sobczyk T. J.: *Metodyczne aspekty modelowania matematycznego maszyn indukcyjnych*, WNT, Warszawa 2004.
12. Vitečková M., Viteček A.: *Vybrané metody seřizování regulátorů*. VŠB-TU Ostrava, Fakulta strojní, Ostrava 2011, ISBN 978-80-248-2503-8.
13. Żelechowski M.: *Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive*, PhD Thesis, Warsaw University of Technology, 2005.
14. Materiały pomocy programu MATLAB/Simulink.

Artykuł został zrecenzowany przez dwóch niezależnych recenzentów.



KOMUNIKAT

Centrum Badań i Certyfikacji Instytutu Technik Innowacyjnych EMAG

– Jednostki Certyfikującej Wyroby (certyfikat akredytacji nr AC 053)
o wydanych i cofniętych certyfikatach

Wydano:

1. Certyfikat zgodności nr 7/2013 uzyskany w certyfikacji dobrowolnej, system 5. wg PKN-ISO/IEC Guide 67 (Katowice, 06.06.2013 r.).

Dostawca: **FABRYKA KABLI MADEX SPÓŁKA JAWNA**
ul. Żurawia 96, Stefanówka, 05-462 Wiązowna

Wyrób: Górnicze kable telekomunikacyjne z wiązkami parowymi, o izolacji polietylenowej i powłoce polwinitowej, opancerzone i nieopancerzone

Typ (odmiany): **YnTKGX, YTKGXFtyn, YTKGXFoy**