

# Badania symulacyjne adaptacyjnego obserwatora strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej układu napędowego z maszyną asynchroniczną

**Streszczenie.** Niniejszy artykuł prezentuje rezultaty badań symulacyjnych adaptacyjnego obserwatora strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej maszyny asynchronicznej. Wykazano, że do realizacji praw adaptacyjnego odtwarzania zmiennych elektromagnetycznych maszyny asynchronicznej przy pomocy mikroprocesora niezbędne jest wykorzystanie metody Heun'a rozwiązywania równań różniczkowych. Wykazano również, że proponowane rozwiązanie pracuje poprawnie przy zastosowaniu metody odtwarzania napięcia wyjściowego falownika, przy uwzględnieniu czasów martwych. Przeprowadzono również symulacyjną analizę wrażliwości, która potwierdza, że proponowany obserwator pracuje poprawnie w różnych stanach pracy układu napędowego.

**Abstract.** In this article a simulation tests of speed sensorless adaptive flux observer was presented. Was demonstrated, that implementation of adaptive laws for estimation of electromagnetic state variables of induction machine require use Heun's method for solving differential equations. It was shown, that proposed solution works properly with inverter output voltage reproduction and dead time compensation. Simulation test include also sensitivity analysis. Results confirm that that proposed adaptive observer works properly in different machine states. (**Speed Sensorless Adaptive Flux Observer for the Induction Motor Drive – Simulation Tests**).

**Słowa kluczowe:** sterowanie bezczujnikowe, obserwator adaptacyjny, bezpośrednia metoda Lapunowa.

**Keywords:** speed sensorless, adaptive flux observer, Lyapunov direct method.

## Wstęp

Nowoczesne napędy elektryczne wykorzystujące maszyny asynchroniczne zasilane z falowników napięcia są obecnie najczęściej stosowanymi rozwiązaniami w przemyśle oraz napędach trakcyjnych. Rozwiązania najwyższej klasy wykorzystują tzw. sterowanie bezczujnikowe. Metody te polegają na zastosowaniu zamkniętej pętli regulacji prędkości, przy czym prędkość kątowa wału nie jest mierzona za pomocą czujników. Wielkość ta jest odtwarzana za pomocą różnego rodzaju algorytmów, takich jak:

- estymatory pracujące w pętli otwartej [1],
- estymatory pracujące w pętli zamkniętej [2],
- układy typu MRAS (ang. Model Reference Adaptive Systems) [3],
- obserwatory oparte o rozszerzony filtr Kalmana (EKF, ang. Extended Kalman Filter) [4],
- obserwatory wykorzystujące teorię ruchu ślizgowego (ang. Sliding Mode) [5],
- metody wykorzystujące sieci neuronowe [6],
- obserwatory adaptacyjne [7] – [11].

Brak dodatkowych elementów mocowanych do wału maszyny tworzy układ napędowy mniej zawodny oraz tańszy. Odtworzenie prędkości kątowej niesie ze sobą wzrost ilości obliczeń jakie wykonuje mikroprocesor, jednakże obecnie produkowane układy mikroelektroniczne mają wystarczającą do tego typu celów moc obliczeniową.

W publikacji [11] zaprezentowano obserwator adaptacyjny, który eliminuje wady często stosowanego rozwiązania zaprezentowanego m.in. w [7] oraz [9]. Omawiana metoda nie zawiera w swojej strukturze niemierzalnych wielkości takich jak składowe wektora przestrzennego strumienia wirnika. Zaletą jest również stabilność przy pracy generatorowej napędu.

W artykule zaprezentowane zostaną badania symulacyjne obserwatora adaptacyjnego przedstawionego w pracy [11], w których uwzględniono zjawiska występujące w rzeczywistych układach napędowych zasilanych z falownika napięcia:

- ograniczony minimalny okres próbkowania sygnałów analogowych, mający wpływ na dokładność rozwiązywania równań obserwatora (dokładność całkowania numerycznego).

- sposób kształtowania napięcia wyjściowego falownika napięcia;
- sposób odtwarzania napięcia zasilającego uzwojenia stojana maszyn indukcyjnych;
- wpływ niedopasowania wartości wybranych parametrów schematu zastępczego do ich wartości rzeczywistych.

## Obserwator adaptacyjny strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej

Zaproponowany przez autorów pracy [11] obserwator adaptacyjny opisany jest zależnościami:

$$(1) \quad \frac{d}{dt} \hat{i}_s^{\alpha\beta} = - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right) \hat{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\tau_r} \hat{\eta}^{\alpha\beta} - j \hat{\omega}_r \hat{z}^{\alpha\beta} + j \hat{\omega}_r \tilde{i}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} + k_1 \tilde{i}_s^{\alpha\beta}$$

$$(2) \quad \frac{d}{dt} \hat{z}^{\alpha\beta} = - \frac{R_s}{\sigma L_s} \hat{z}^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} + j k_2 \tilde{i}_s^{\alpha\beta}$$

$$(3) \quad \frac{d}{dt} \hat{\eta}^{\alpha\beta} = - \frac{R_s}{\sigma L_s} \hat{\eta}^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} + k_3 \tilde{i}_s^{\alpha\beta}$$

$$(4) \quad \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = k_4 \left( \tilde{i}_s^{\beta} (\hat{z}^{\alpha} - i_s^{\alpha}) - \tilde{i}_s^{\alpha} (\hat{z}^{\beta} - i_s^{\beta}) \right)$$

gdzie:  $\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}$  – wektor prądu stojana,  $\mathbf{u}_s^{\alpha\beta}$  – wektor napięcia stojana,  $R_s$  – rezystancja stojana,  $R_r$  – rezystancja wirnika,  $L_m$  – indukcyjność magnesująca,  $L_r$  – indukcyjność całkowita obwodu wirnika,  $L_s$  – indukcyjność całkowita obwodu stojana,  $\tau_r$  – stała czasowa obwodu wirnika,  $\sigma$  – współczynnik całkowitego rozproszenia,  $\omega_r$  – prędkość kątowa elektryczna wirnika.

W rozwiązaniu tym wprowadzone zostały dwa sygnały  $\hat{z}^{\alpha\beta}$  oraz  $\hat{\eta}^{\alpha\beta}$ , umożliwiające uzyskanie ujemnej półokreśloności testującej funkcji Lapunowa. Należy zwrócić uwagę, że wymienione sygnały są w rzeczywistości proporcjonalne do wektora strumienia stojana opisanego równaniem napięciowym obwodu stojana:

$$(5) \quad \frac{d}{dt} \Psi_s^{\alpha\beta} = \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} = \sigma L_s \frac{d}{dt} \mathbf{z}^{\alpha\beta}$$

gdzie:  $\Psi_s^{\alpha\beta}$  – wektor strumienia stojana.

Aby uniknąć wprowadzania dodatkowych wielkości nieposiadających interpretacji fizycznej, równania obserwatora adaptacyjnego (1) – (4) zostały, w ramach tej pracy, zmodyfikowane do następującej postaci:

$$(6) \quad \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r}\right) \hat{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\tau_r} \frac{1}{\sigma L_s} \hat{\Psi}_{s2}^{\alpha\beta} - j \frac{1}{\sigma L_s} \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{s1}^{\alpha\beta} + j \hat{\omega}_r \hat{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} + k_1 \tilde{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta}$$

$$(7) \quad \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_{s1}^{\alpha\beta} = \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + j k_2 \tilde{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta}$$

$$(8) \quad \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_{s2}^{\alpha\beta} = \mathbf{u}_s^{\alpha\beta} - R_s \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + k_3 \tilde{\mathbf{i}}_s^{\alpha\beta}$$

$$(9) \quad \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = k_4 \left( \tilde{\mathbf{i}}_s^{\alpha} \left( \frac{1}{\sigma L_s} \hat{\Psi}_{s2}^{\beta} - \hat{\mathbf{i}}_s^{\beta} \right) - \tilde{\mathbf{i}}_s^{\beta} \left( \frac{1}{\sigma L_s} \hat{\Psi}_{s2}^{\alpha} - \hat{\mathbf{i}}_s^{\alpha} \right) \right)$$

Strumień wirnika może być wyznaczony z równań strumieniowo – prądowych maszyny:

$$(10) \quad \Psi_s^{\alpha\beta} = L_s \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} + L_m \mathbf{i}_r^{\alpha\beta}$$

$$(11) \quad \Psi_r^{\alpha\beta} = L_r \mathbf{i}_r^{\alpha\beta} + L_m \mathbf{i}_s^{\alpha\beta}$$

$$(12) \quad \hat{\Psi}_r^{\alpha\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\Psi}_{s1}^{\alpha\beta} - \sigma L_s \mathbf{i}_s^{\alpha\beta})$$

gdzie:  $\Psi_r^{\alpha\beta}$  – wektor strumienia wirnika.

### Numeryczna metoda Heun'a rozwiązywania równań różniczkowych zwyczajnych

Wyznaczenie prędkości kątowej oraz strumienia magnetycznego przy zastosowaniu obserwatora adaptacyjnego opisanego zależnościami (6) – (9) wymaga zastosowania numerycznej metody rozwiązywania równań różniczkowych [12]. Najprostszym algorytmem jest metoda Eulera, w której wartość pochodnej obliczana jest na początku każdego  $i+1$  – go przedziału próbkowania według zależności:

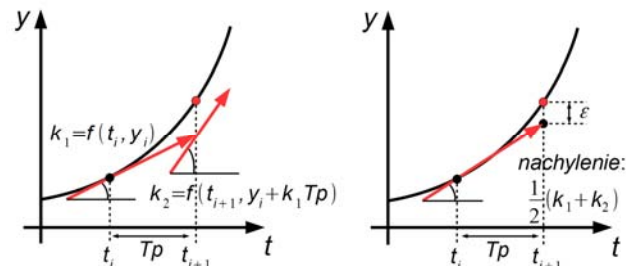
$$(13) \quad y_{i+1} = y_i + f(t_i, y_i) T_p$$

gdzie:  $T_p$  – okres próbkowania.

Zaletą tej metody jest łatwość implementacji oraz mały koszt numeryczny. Wadą jest jednak niedostateczna dokładność rozwiązania. Jak wykazały wstępne symulacje, przy zastosowaniu tej metody w przypadku przedstawionego obserwatora adaptacyjnego błędy odtwarzanego strumienia wirnika oraz prędkości kątowej uniemożliwiały poprawną pracę układu napędowego. Celem poprawy dokładności rozwiązania wykorzystana została metoda Heun'a (rys. 1)

W algorytmie tym pochodna jest obliczana na początku przedziału (analogicznie jak w metodzie Eulera; pierwsze oszacowanie nazywane jest predyktorem) oraz na końcu przedziału całkowania (drugie oszacowanie nazywane jest korektorem). Rozwiązanie tej metody przyjmuje postać [12]:

$$(14) \quad y_{i+1} = y_i + \frac{1}{2} (f(t_i, y_i) + f(t_{i+1}, y_i + T_p f(t_i, y_i))) T_p$$



Rys.1. Interpretacja graficzna metody Heun'a rozwiązywania równań różniczkowych zwyczajnych

### Odtwarzanie napięcia wyjściowego falownika napięcia

Maszyna asynchroniczna jest najczęściej zasilana z falownika napięcia. Do sterowania zaworami przekształtnika wykorzystywana jest metoda modulacji szerokości impulsów (MSI) lub metoda modulacji wektora przestrzennego (z ang. SVM – Space Vector Modulation) Na wyjściu przekształtnika wytwarzana jest fala prostokątna o częstotliwości od kilku do kilkunastu kHz. Umożliwia to swobodne kształtowanie amplitudy oraz częstotliwości pierwszej harmonicznej napięcia. Wysoka częstotliwość kształtowania napięcia uniemożliwia jednak jego bezpośredni pomiar. Rozwiązaniem tego zagadnienia jest odtworzenie napięcia wyjściowego na podstawie znanego współczynnika wypełnienia napięć fazowych oraz napięcia w obwodzie pośredniczącym. Dla stacjonarnego układu odniesienia  $\alpha\beta$ , współrzędne wektora przestrzennego napięcia stojana przyjmują postać [13]:

$$(15) \quad U_s^{\alpha} = \frac{2}{3} U_{dc} \left( D'_U - \frac{1}{2} (D'_V + D'_W) \right)$$

$$(16) \quad U_s^{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc} (D'_V - D'_W)$$

gdzie:  $U_{dc}$  – napięcie obwodu pośredniczącego,  $D'_x$  – współczynnik wypełnienia napięć fazowych.

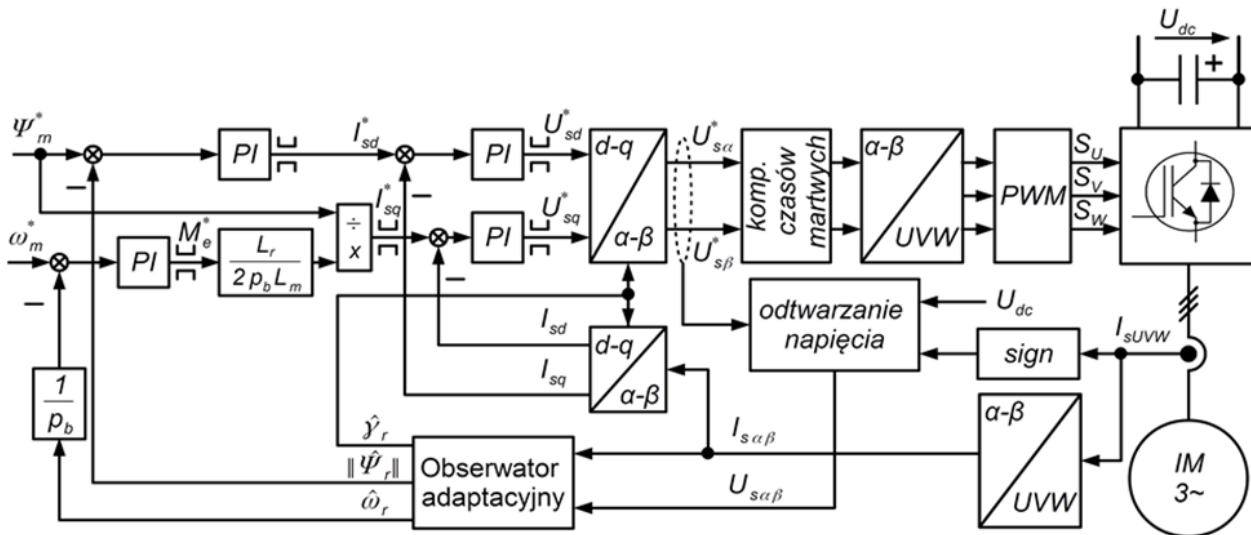
### Korekcja czasów martwych

W przypadku przekształtnika o strukturze mostka trójfazowego istnieje ryzyko zwarcia gałęziowego wywołane skończonym czasem wyłączania zaworów uprzednio przewodzących. Dlatego pomiędzy sygnałami sterującymi tranzystorami w jednej gałęzi dodany jest tzw. „czas martwy”. Każdy tranzystor w danej gałęzi zostaje załączony po określonym czasie po wyłączeniu drugiego tranzystora z tej samej gałęzi. Dodanie tego „czasu martwego” niesie ze sobą negatywny skutek w postaci błędu napięcia wyjściowego w stosunku do napięcia zadanego. Błąd ten zależy od wartości czasu martwego, napięcia w obwodzie pośredniczącym prądu stałego oraz znaku prądu w poszczególnych fazach [1], [13]:

$$(17) \quad \Delta U = T_d f_s U_{dc} \text{sign}(\mathbf{I}_s)$$

gdzie:  $\Delta U$  – błąd napięcia wyjściowego spowodowany czasem martwym,  $T_d$  – czas martwy,  $\text{sign}(\cdot)$  – funkcja znaku.

Aby skompensować wpływ czasów martwych na zadane napięcie wyjściowe falownika należy wprowadzić stosowne poprawki. Ostatecznie, składowe napięcia zadanego w stacjonarnym układzie odniesienia (z korekcją czasów martwych) przybierają postać:



Rys.2. Schemat blokowy bezczujnikowego układu napędowego z maszyną asynchroniczną sterowaną według zasady DFOC

$$(18) U_{sdt}^{\alpha*} = U_s^{\alpha*} + T_d f_s U_{dc} \frac{2}{3} \left( \text{sign} I_U - \frac{1}{2} (\text{sign} I_V + \text{sign} I_W) \right)$$

$$(19) U_{sdt}^{\beta*} = U_s^{\beta*} + T_d f_s U_{dc} \frac{\sqrt{3}}{3} (\text{sign} I_V - \text{sign} I_W)$$

### Badania symulacyjne

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w środowisku Matlab/Simulink. Schemat blokowy układu przedstawiono na rysunku 2. Krok symulacji wynosił 0,1 $\mu$ s. Celem badań symulacyjnych było jak najwierniejsze odwzorowanie układu rzeczywistego. Z tego względu algorytm sterowania wektorowego wraz z odtwarzaniem strumienia magnetycznego wirnika oraz prędkości kątowej został napisany w języku C, a okres próbkowania sygnałów analogowych wynosi 100 $\mu$ s. Częstotliwość sygnału PWM wynosi 10kHz. W algorytmie uwzględniono odtwarzanie napięcia wyjściowego na podstawie sygnałów napięcia zadane, pomiaru napięcia obwodu pośredniczącego oraz czasu martwego. Czas martwy został ustalony na 2,5  $\mu$ s. Do rozwiązania równań różniczkowych obserwatora adaptacyjnego (6)–(9) została wykorzystana przedstawiona wcześniej metoda Heun'a.

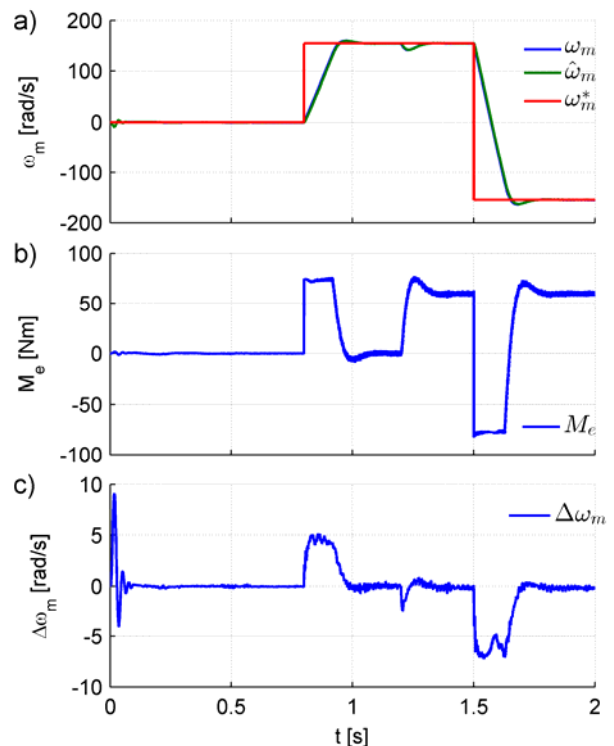
Analogicznie do sytuacji opisanej w [11], zmiana znaku współczynnika  $k_2$  odbywa się wraz ze zmianą znaku estymowanej prędkości kątowej maszyny. Symulacje przeprowadzono dla stanów dynamicznych oraz statycznych, różnych wartości prędkości kątowej zadanej oraz charakteru obciążenia. Na rysunkach od 3 do 5 przedstawiono działanie układu napędowego przy opisanym niżej profilu zmian sygnałów prędkości zadanej i momentu obciążenia:

- w czasie 0,8 sekundy rozruch maszyny do prędkości zadanej,
- w czasie 1,2 sekundy skok momentu obciążenia z 0 do 80% wartości znamionowej momentu maszyny (praca silnikowa),
- w czasie 1,5 sekundy nawrót maszyny (praca generatorowa, ze względu na aktywny charakter obciążenia).

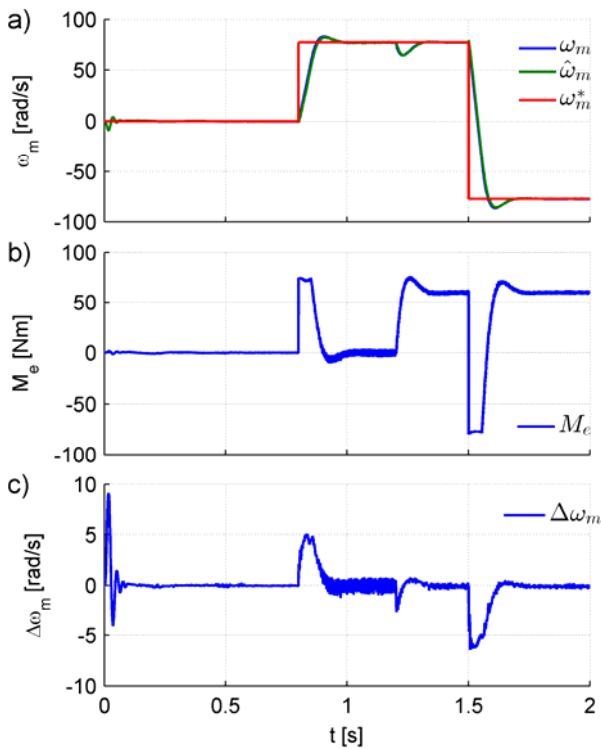
Przedstawione na rys. od 3 do 5 rezultaty badań symulacyjnych różnią się jedynie wartością prędkości zadanej. Dla rysunku 3 wynosi ona 100% prędkości kątowej znamionowej maszyny, dla rysunku 4 wynosi ona 50%

wartości znamionowej, a dla rysunku 5 wynosi ona 10% wartości znamionowej.

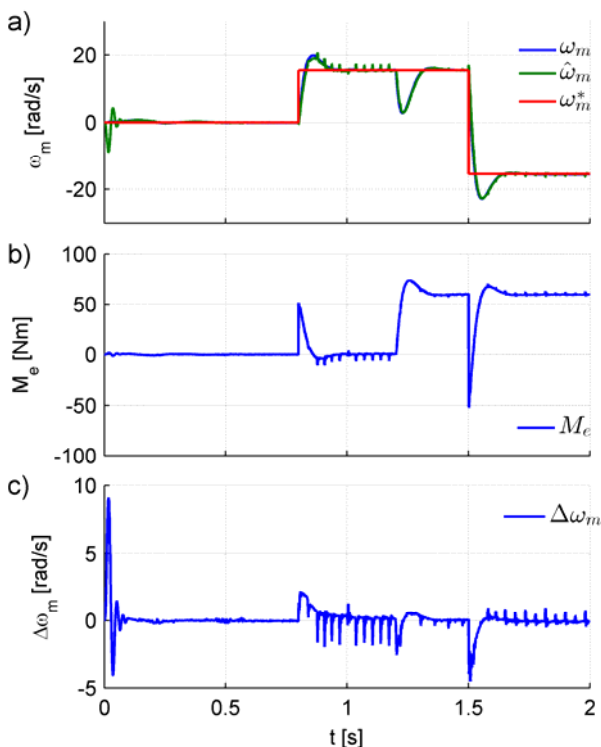
W każdym z wymienionych przypadków można zaobserwować, że błąd odtwarzanej wartości prędkości kątowej w stanie ustalonym dąży do zera. Z przedstawionych rezultatów badań symulacyjnych wynika, że obserwator działa poprawnie podczas rozruchu oraz nawrotu układu napędowego. Obserwator adaptacyjny działa również stabilnie zarówno dla pracy generatorowej oraz silnikowej.



Rys.3. Przebiegi a) prędkości: rzeczywistej ( $\omega_m$ ), estymowanej ( $\hat{\omega}_m$ ) oraz zadanej ( $\omega_m^*$ ), b) momentu elektromagnetycznego ( $M_e$ ), c) uchybu odtwarzanej prędkości ( $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ ) dla prędkości kątowej zadanej  $\omega_m^* = \omega_n$

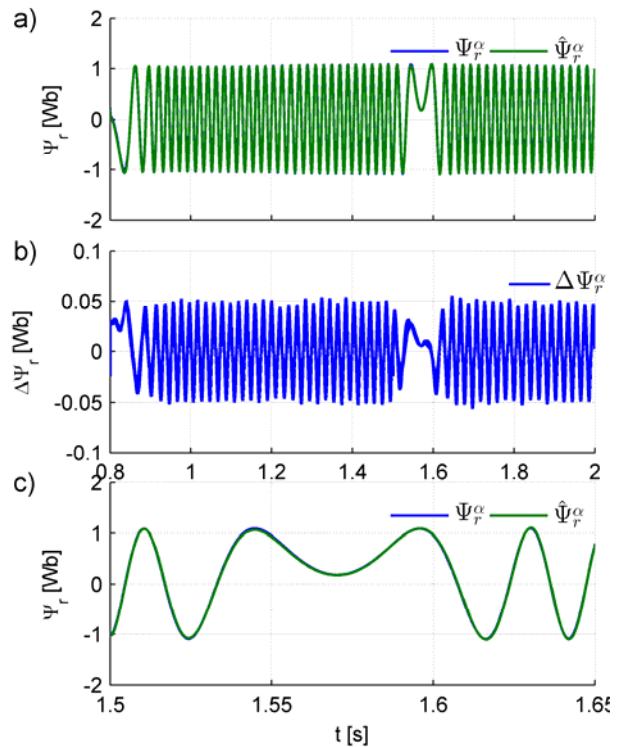


Rys.4. Przebiegi a) prędkości: rzeczywistej ( $\omega_m$ ), estymowanej ( $\hat{\omega}_m$ ) oraz zadanej ( $\omega_m^*$ ), b) momentu elektromagnetycznego ( $M_e$ ), c) uchybu odtwarzanej prędkości ( $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ ) dla prędkości kątowej zadanej  $\omega_m^* = 0.5\omega_n$



Rys.5. Przebiegi a) prędkości: rzeczywistej ( $\omega_m$ ), estymowanej ( $\hat{\omega}_m$ ) oraz zadanej ( $\omega_m^*$ ), b) momentu elektromagnetycznego ( $M_e$ ), c) uchybu odtwarzanej prędkości ( $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$ ) dla prędkości kątowej zadanej  $\omega_m^* = 0.1\omega_n$

W przypadku prędkości kątowej zadanej równej 10% wartości znamionowej, (rys. 5), widoczne są „szpilkowe” zakłócenia w przebiegu odtworzonej prędkości kątowej. Wynika to z niedoskonałości odtwarzania napięcia stojana (18) – (19). Do poprawnego wyznaczenia napięcia stojana wymagana jest znajomość znaku prądu w poszczególnych fazach. Z racji skończonego czasu próbkowania, zmiana znaku może nastąpić pomiędzy chwilami próbkowania powodując jego błędne określenie. Metoda eliminująca to zjawisko zostanie wykorzystana w przyszłych pracach.



Rys.6. Przebiegi a) rzeczywistej ( $\Psi_r^\alpha$ ) oraz estymowanej ( $\hat{\Psi}_r^\alpha$ ) składowej  $\alpha$  strumienia wirnika, b) uchybu składowej  $\alpha$  odtwarzanego strumienia wirnika ( $\Delta\Psi_r^\alpha = \Psi_r^\alpha - \hat{\Psi}_r^\alpha$ ), c) rzeczywistej ( $\Psi_r^\alpha$ ) oraz estymowanej ( $\hat{\Psi}_r^\alpha$ ) składowej  $\alpha$  strumienia wirnika w momencie nawrotu.

Przenalizowany został również wpływ niedopasowania parametrów modelu matematycznego wykorzystywanych przez obserwator adaptacyjny w stosunku do wartości rzeczywistych maszyny. Sytuacja taka może się zdarzyć w momencie, gdy zostały błędnie zidentyfikowane parametry modelu lub uległy one zmianie w trakcie pracy układu napędowego. Przykładem tego może być zmiana rezystancji w skutek nagrzewania się maszyny. W tabeli 1 przedstawiono wyniki błędu odtwarzanej prędkości kątowej w stanie ustalonym. W analizie pominięto indukcyjność rozproszenia stojana i wirnika, gdyż jak ich niedopasowanie ma pomijalnie mały wpływ w stosunku do pozostałych parametrów. Wynika to z faktu, że indukcyjność rozproszenia jest znacząco mniejsza względem indukcyjności magnesującej. Błąd odtwarzanej wartości prędkości kątowej określono według zależności:

$$(20) \quad \Delta\omega_m\% = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| \frac{\omega_{mi} - \hat{\omega}_{mi}}{\omega_{mi}} \right| 100\%$$

gdzie:  $N$  – liczba próbek,  $\omega_{mi}$  – wartość prędkości w danej chwili czasu.

Z otrzymanych rezultatów wynika, że wraz ze zmniejszaniem prędkości kątowej maszyny, błąd odtwarzanej prędkości kątowej wynikający z niedopasowania parametrów modelu matematycznego rośnie. Błędne określenie indukcyjności magnesującej  $L_m$  ma największy wpływ na dokładność obserwatora i w skrajnym przypadku może doprowadzić do niestabilnej pracy układu. W tabeli 1 taka sytuacja została oznaczona jako ns.

Tabela 1 Błędy odtwarzanej prędkości kątowej w funkcji zmiany parametru modelu matematycznego maszyny asynchronicznej

		Wartość parametru względem wartości znamionowej										
		50%	60%	70%	80%	90%	100%	110%	120%	130%	140%	150%
$\omega=0,1\omega_N$	Rs	4,21	4,01	2,78	1,75	1,17	0,45	1,29	2,91	4,72	6,99	9,77
	Rr	10,1	7,70	5,57	3,56	1,55	0,45	1,88	3,62	5,37	7,12	8,87
	Lm	ns	41,7	19,3	9,90	4,01	0,45	2,78	5,05	11,6	14,8	25,8
$\omega=0,5\omega_N$	Rs	0,26	0,23	0,18	0,18	0,17	0,17	0,18	0,19	0,23	0,30	0,34
	Rr	1,99	1,59	1,02	0,63	0,39	0,17	0,58	0,79	1,10	1,44	1,80
	Lm	7,87	5,07	3,25	1,86	0,97	0,17	0,32	0,53	1,02	1,54	2,33
$\omega=\omega_N$	Rs	0,10	0,09	0,09	0,08	0,09	0,10	0,11	0,12	0,13	0,14	0,15
	Rr	0,95	0,72	0,47	0,23	0,16	0,10	0,19	0,32	0,57	0,78	0,91
	Lm	3,83	2,57	1,57	1,04	0,50	0,10	0,32	0,61	0,76	0,79	0,84

legenda:  $\Delta\omega_{m\%}\leq 1$   $1<\Delta\omega_{m\%}\leq 3$   $3<\Delta\omega_{m\%}\leq 10$   $\Delta\omega_{m\%}> 10$

### Podsumowanie i wnioski końcowe

W artykule przeprowadzono weryfikację numeryczną obserwatora adaptacyjnego strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej przedstawionego w pracy [11]. Analiza obejmowała wpływ całkowania numerycznego, skończonego czasu próbkowania, konieczności odtwarzania napięcia stojana oraz wpływ czasu martwego. Dodatkowo sprawdzono wrażliwość obserwatora na niedopasowanie parametrów maszyny względem modelu matematycznego. Przedstawione wyniki potwierdzają poprawną pracę układu w szerokim zakresie prędkości kątowych. Układ jest stabilny zarówno przy pracy silnikowej oraz generatorowej, a także w stanach dynamicznych takich, jak skokowa zmiana momentu obciążenia oraz prędkości zadanej. Wraz ze zmniejszaniem prędkości kątowej zwiększa się wpływ błędnego oszacowania parametrów modelu matematycznego. Najbardziej niekorzystny wpływ na pracę obserwatora adaptacyjnego ma niedopasowanie indukcyjności głównej maszyny.

### Parametry maszyny asynchronicznej

Tabela 2 Parametry maszyny asynchronicznej

Maszyna asynchroniczna Siemens 160M	
Parametr	Wartość
Moc znamionowa	$P_N$ 11 kW
Prędkość znamionowa	$n_N$ 1475 obr/min
Znamionowe napięcie zasilające	$U_{L-L}$ 230/400 V $\Delta/Y$
Liczba par biegunów	$p_b$ 2
Moment znamionowy	$M_N$ 75 Nm
Prąd znamionowy	$I_N$ 36/20,5 A $\Delta/Y$
Rezystancja uzwojeń stojana	$R_s$ 0,291 $\Omega$
Rezystancja wirnika	$R_r$ 0,291 $\Omega$
Indukcyjność rozproszenia stojana	$L_{ss}$ 3,12 mH
Indukcyjność rozproszenia wirnika	$L_{sr}$ 3,12 mH
Indukcyjność magnesowanie	$L_m$ 85,55 mH
Strumień znamionowy	$\Psi_N$ 1,035 Wb

Badania zostały zrealizowane w ramach prac S/WE/1/2018 oraz MB/WE/8/2017 i sfinansowane ze środków na naukę MNiSW.

**Autorzy:** mgr inż. Łukasz Waluś, Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-352 Białystok, E-mail: [lukasz.walus30@gmail.com](mailto:lukasz.walus30@gmail.com);  
dr hab. inż. Marian Roch Dubowski, prof. nzw. PB, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-352 Białystok, E-mail: [m.dubowski@pb.edu.pl](mailto:m.dubowski@pb.edu.pl).

### LITERATURA

- [1] Holtz J.: Sensorless Control of Induction Machines – With or Without Signal Injection?, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53 (2006), n. 1, 7 – 30
- [2] Casadei D., Serra G., Tani A., et al.: Performance Analysis of a Speed – Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant – Switching – Frequency DTC Scheme, *IEEE Transactions On Industry Applications*, 39 (2003), n. 2, 476 – 484
- [3] Benlaloui I., Drid S., Chrifi-Alaoui L., Ouriagli M.: Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30 (2015), n. 2, 588-595
- [4] Zrdali E., Barut M.: The Comparison of Optimized Extended Kalman Filters for Speed – Sensorless Control of Inductor Motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64 (2017), n. 6, 4340 – 4351
- [5] Comanescu M.: Design and Implementation of a Highly Robust Sensorless Sliding Mode Observer for the Flux Magnitude of the Induction Motor, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 31 (2016), n. 2, 649 – 657
- [6] Verma R., Verma V., Chakraborty C.: ANN Based Sensorless vector Controlled Induction Motor Drive Suitable for Four Quadrant Operation, *IEEE Students' Technology Symposium*, (2014), 182 – 187
- [7] Orłowska – Kowalska T., Dybkowski M.: Stator – Current – Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed – Sensorless Induction – Motor Drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (2010), n. 4, 1296 – 1308
- [8] Stando D., Kaźmierkowski M. P.: Novel Speed Sensorless DTC-SVM Scheme for Induction Motor Drives, *8th International Conference Compatibility and Power Electronics (CPE)*, (2013), 225 – 230
- [9] Comanescu M.: A Speed Adaptive Sensorless Flux Observer for the Induction Motor Drive using Sylvester Criterion Design, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (2016), 2759 – 2763
- [10] Marino R., Tomei P., Verrelli C. M.: Induction Motor Control Design, *Springer*, London, (2010)
- [11] Waluś Ł., Dubowski M. R.: Synteza obserwatora adaptacyjnego strumienia magnetycznego oraz prędkości kątowej układu napędowego z maszyną asynchroniczną, *Przegląd Elektrotechniczny*, 93, (2017), n. 11, 146-151
- [12] Silva R. C.: *Integration Methods Used in Numerical Simulations of Electromagnetic Transients*, *IEEE Latin America Transactions*, 9 (2011), n. 7, 1060-1065
- [13] Żelechowski M.: *Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive*, rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 2005