

# Bezpośrednie polowo-zorientowane sterowanie silnikiem indukcyjnym tolerujące uszkodzenia czujników prądu z wykorzystaniem podwójnego zmodyfikowanego obserwatora Luenbergera

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono analizę bezpośredniego polowo-zorientowanego sterowania silnikiem indukcyjnym tolerującego uszkodzenia wszystkich czujników prądów stojana. Do detekcji i kompensacji uszkodzeń czujników prądu zaproponowano podwójny zmodyfikowany obserwator Luenbergera. Dodatkowo, w porównaniu do aktualnie stosowanych rozwiązań, zastosowanie opisanej modyfikacji wektora błędu obserwatora umożliwiło zwiększenie jego odporności na zmiany parametrów silnika oraz dokładności estymacji prądu stojana. Badania eksperymentalne potwierdziły wysoką skuteczność proponowanego rozwiązania.

**Abstract.** The article presents an analysis of direct field-oriented control of an induction motor that tolerates failure of all stator current sensors. A dual modified Luenberger observer has been proposed for the detection and compensation of faults in current sensors. Additionally, compared to recent solutions, the use of the described modification of the observer's error vector allowed to increase its robustness to changes in motor parameters and the accuracy of stator current estimation. Experimental studies confirmed the high effectiveness of the proposed solution. (*Direct field-oriented current sensor fault tolerant control of induction motor with dual modified Luenberger observer*).

**Słowa kluczowe:** silnik indukcyjny, sterowanie tolerujące uszkodzenia, estymacja prądu stojana, obserwator Luenbergera.

**Keywords:** induction motor, fault-tolerant control, stator current estimation, Luenberger observer.

## Wstęp

W układach napędowych z silnikami prądu przemiennego, takich jak silniki indukcyjne (SI) czy silniki synchroniczne z magnesami trwałymi (PMSM), precyzyjne sterowanie prędkością kątową wymaga zastosowania złożonych metod sterowania, wśród których wyróżnić można bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane (ang. *Direct Field-Oriented Control*, DFOC) czy bezpośrednie sterowanie momentem (ang. *Direct Torque Control*, DTC) z modulacją wektorową (ang. *Space Vector Modulation*, SVM) [1].

Realizacja powyższych metod sterowania wymaga zastosowania podatnej na uszkodzenia aparatury pomiarowej, jak enkodery do pomiaru prędkości kątowej czy przetworniki pomiarowe typu LEM do pomiaru prądów i napięć. W przypadku najczęściej wykorzystywanych struktur sterowania niezbędna jest informacja na temat aktualnych wartości prądów fazowych; w strukturze sterowania DFOC do realizacji sprzężeń zwrotnych oraz do estymacji strumienia wirnika, natomiast w strukturze DTC do estymacji momentu elektromagnetycznego oraz strumienia stojana (przeliczanego najczęściej na podstawie estymowanego strumienia wirnika). W związku z tym należy zapewnić rozwiązania, które w przypadku wystąpienia uszkodzenia czujnika prądu (ang. *Current Sensor*, CS) zapewnią dalsze sterowanie prędkością bądź bezpieczne zatrzymanie układu napędowego.

W ostatnich latach coraz popularniejsze stają się sterowanie tolerujące uszkodzenia [2]–[5] (ang. *Fault-Tolerant Control*, FTC), ponieważ pozwala ono na znaczne zwiększenie bezpieczeństwa układu napędowego. Wyróżnić można rozwiązania pasywne oraz aktywne. W przypadku tych pierwszych zakłada się zaprojektowanie niezawodnego kontrolera, który będzie w stanie zmniejszyć wpływ uszkodzenia na działanie struktury sterowania. Rozwiązania aktywne wymagają z kolei zaprojektowania systemu wykrywania i izolowania uszkodzenia (ang. *Fault Detection and Isolation*, FDI). Ponieważ w złożonych

strukturach sterowania wartości prądów stojana są niezwykle ważne, w przypadku uszkodzenia CS należy zastosować aktywną strategię.

Rozwiązania tolerujące uszkodzenia CS można realizować przy wykorzystaniu trzech głównych strategii:

- pomiar prądu stałego w obwodzie pośrednim falownika napięcia (FN) [6]–[9],
- metody bazujące na wartościach referencyjnych prądu stojana oraz różnych sposobach przekształcania układów współrzędnych [10], [11],
- metody bazujące na modelach matematycznych SI [12]–[18].

Pomiar prądu w obwodzie pośrednim FN pozwala na określenie aktualnej wartości prądu stałego. Ponieważ trójfazowe SI są odbiornikami symetrycznymi, w trakcie trwania wektorów aktywnych możliwe jest określenie w każdym cyklu wartości chwilowej jednego prądu fazowego. Rozwiązanie to zostało przedstawione po raz pierwszy w roku 1989 [6]. Do określenia prądu fazowego można wykorzystać pomiar spadku napięcia na rezystorze bocznikującym. Rozwiązanie to jednak ma dużo ograniczeń i problemów w praktycznej realizacji. Zmiana z jednego wektora aktywnego na drugi poprzedzona jest czasem martwym, zabezpieczającym FN przed zwarcie. Następnie trzeba doliczyć czas związany z procesem ustabilizowania się prądu stałego, a także czas przetwarzania analogowo-cyfrowego. Z tego względu, realizacja tej metody w zakresie małych wartości prędkości jest mało skuteczna, natomiast aby była możliwa podczas trwania wektorów zerowych wymagana jest modyfikacja połączeń tranzystorów IGBT [8]. Ponadto, w trakcie trwania wektora aktywnego możliwe jest odtworzenie jedynie jednego prądu fazowego. Powyżej opisane problemy techniczne mogą powodować większe tętnienia prądu i momentu elektromagnetycznego, a także ograniczenia maksymalnej wartości prędkości kątowej [7]. Z tego względu metoda ta jest dedykowana głównie do układów niskokosztowych [9] i nie zaleca się jej stosowania w układach tolerujących uszkodzenia.

Niniejsza praca wspierana była przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu o numerze 2021/41/B/ST7/02971.

Metodę bazującą na prądach referencyjnych i odpowiednim przekształceniu układu współrzędnych przedstawiono w [10]. Autorzy tej pracy, w zależności od fazy, w której nastąpiło uszkodzenie czujnika prądu, odpowiednio orientowali stacjonarny układ współrzędnych ( $\alpha$ - $\beta$ ) względem układu współrzędnych fazowych ( $A$ - $B$ - $C$ ). W przypadku wystąpienia uszkodzenia czujnika w fazie  $A$ , oś  $\alpha$  orientowana była wzdłuż osi fazy  $B$  tak, aby uszkodzenie nie wpływało na oba prądy  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ . W tej sytuacji prąd w osi  $\alpha$  zależy jedynie od nieuszkodzonego CS w fazie  $B$ . Gdy uszkodzenie dotyczyło fazy  $B$ , wykorzystywano klasyczną transformatę Clarke, ponieważ wartość prądu w osi  $\alpha$  jest niezależna od wartości prądu w fazie  $B$ . Układ tolerujący uszkodzenia CS decydował, które prądy mierzone i referencyjne wykorzystywać w układzie sterowania. Rozwiązanie to po dodaniu obwodu odsprężania napięciowego wykazywało lepsze właściwości dynamiczne w stanach przejściowych [11].

Najbardziej skutecznymi, ale jednocześnie wrażliwymi na zmiany parametrów SI są metody bazujące na modelach matematycznych. Rozwiązania takie wykorzystują strumienie wzajemne [12], model prądowy i napięciowy strumienia wirnika [13], [14], [18], a także obserwatory typu Luenbergera (ang. *Luenberger Observer*, LO) [15]–[17]. Rozwiązania proponowane w literaturze są jednak zależne od parametrów SI, przez co oparte na nich detektory i kompensatory uszkodzeń w układach CS-FTC mogą okazać się nieskuteczne w stanach przejściowych czy też w pracy generatorowej.

W niniejszej pracy zaproponowano podwójny zmodyfikowany obserwator Luenbergera (ang. *Dual Modified Luenberger observer*, DMLO), który umożliwił minimalizację wrażliwości na zmiany parametrów SI oraz znaczną poprawę jakości odtwarzania prądu stojana w porównaniu z rozwiązaniami znanymi z literatury.

W artykule przedstawiono opis zmodyfikowanego LO oraz analizę jakości estymacji prądu stojana w zależności od współczynnika projektowego w macierzy wzmocnień błędu obserwatora. Następnie przedstawiona została koncepcja zastosowania DMLO w układzie FTC do detekcji, lokalizacji oraz kompensacji uszkodzeń CS. Zbadano odporność proponowanego rozwiązania na zmiany parametrów SI w przypadku uszkodzenia jednego CS, co pozwala znacząco zwiększyć jakość pracy detektora i kompensatora uszkodzeń. Zaprezentowano strukturę DFOC z zastosowanym DMLO i wyniki badań eksperymentalnych w przypadku wystąpienia uszkodzenia przy bardzo małych i nadsynchronicznych prędkościach kątowych oraz podczas hamowania odzyskowego, zarówno w stanach przejściowych jak i ustalonych.

### Model matematyczny silnika indukcyjnego

Model matematyczny SI, po przyjęciu znanych uproszczeń [19], można przedstawić w stacjonarnym układzie współrzędnych ( $\alpha$ - $\beta$ ) za pomocą następującego równania stanu:

$$(1) \quad T_N \frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A}(\omega_m) \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}_s,$$

gdzie  $T_N = 1/(2\pi f_{sN})$ .

Wektor  $\mathbf{x}$  zmiennych elektromagnetycznych silnika: prądu stojana  $i_s$  oraz strumienia wirnika  $\Psi_r$ , ma postać:

$$(2) \quad \mathbf{x} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Psi_{r\alpha} \quad \Psi_{r\beta}]^T,$$

$\mathbf{A}(\omega_m)$  jest macierzą stanu SI zależną od prędkości kątowej  $\omega_m$ :

$$(3) \quad \mathbf{A}(\omega_m) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega_m \\ 0 & a_1 & -a_3 \omega_m & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega_m \\ 0 & a_4 & \omega_m & a_5 \end{bmatrix},$$

gdzie:

$$a_1 = -\frac{r_s}{\sigma l_s} - \frac{(1-\sigma)r_r}{\sigma l_r}, \quad a_2 = \frac{l_m r_r}{\sigma l_s l_r^2},$$

$$a_3 = \frac{l_m}{\sigma l_s l_r}, \quad a_4 = \frac{l_m r_r}{l_r}, \quad a_5 = -\frac{r_r}{l_r},$$

oraz:  $r_s$ ,  $r_r$  – rezystancje stojana i wirnika,  $l_s$ ,  $l_r$  – indukcyjności stojana i wirnika,  $l_m$  – indukcyjność główna,  $\sigma = 1 - l_m^2/(l_s l_r)$  – współczynnik rozproszenia.

Macierz wejściowa  $\mathbf{B}$  przyjmuje następującą postać:

$$(4) \quad \mathbf{B} = \frac{1}{\sigma l_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

natomiast  $\mathbf{u}_s$  jest wektorem napięcia stojana:

$$(5) \quad \mathbf{u}_s = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T.$$

Moment elektromagnetyczny  $t_{em}$  zależy od wektora prądu  $\mathbf{i}_s$  oraz strumienia stojana  $\Psi_s$ :

$$(6) \quad t_{em} = \Im(\Psi_s^* \mathbf{i}_s),$$

natomiast równanie ruchu przyjmuje postać:

$$(7) \quad T_M \frac{d}{dt} \omega_m = t_{em} - t_L,$$

gdzie:  $t_L$  – moment obciążenia,  $T_M$  mechaniczna stała czasowa napędu.

### Zmodyfikowany obserwator Luenbergera

W klasycznym LO do równania stanu (1) dodany jest człon zależny od błędu estymacji prądu stojana [19], [20]:

$$(8) \quad T_N \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\omega_m) \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u}_s + \mathbf{G}(\omega_m) \mathbf{e}_i,$$

gdzie  $\mathbf{G}(\omega_m)$  jest macierzą wzmocnień:

$$(9) \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 \omega_m & g_3 & -c g_2 \omega_m \\ -g_2 \omega_m & g_1 & c g_2 \omega_m & g_3 \end{bmatrix}^T,$$

w której:

$$g_1 = -(k_0 - 1) \left( \frac{r_s}{\sigma l_s} + \frac{r_r}{\sigma l_r} \right), \quad g_2 = (k_0 - 1),$$

$$g_3 = -(k_0^2 - 1) \left( \frac{l_m r_r}{l_r} - c \left( \frac{r_s}{\sigma l_s} + \frac{(1-\sigma)r_r}{\sigma l_r} \right) \right) - c g_1,$$

oraz  $c = \sigma l_s l_r / l_m$ ,  $k_0$  – dodatnia stała.

W klasycznym obserwatorze wektor błędu  $\mathbf{e}_i$  liczony jest na podstawie różnicy pomiędzy mierzonymi i estymowanymi przez LO składowymi wektora prądu stojana:

$$(10) \quad \mathbf{e}_i = [e_{i\alpha} \quad e_{i\beta}]^T = [\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \quad \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}]^T.$$

Wykorzystanie LO do estymacji prądów wymaga znajomości aktualnej wartości prędkości kątovej oraz napięcia stojana, które wyznaczyć można na podstawie napięcia stałego  $u_{DC}$  w obwodzie pośrednim FN i wypełnień  $d_A, d_B, d_C$ , będących wejściami PWM:

$$(11) \quad \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2d_A - d_B - d_C \\ \sqrt{3}d_B - \sqrt{3}d_C \end{bmatrix} u_{DC}.$$

W niniejszej pracy, w strukturze sterowania tolerującej uszkodzenia czujników prądu proponuje się zastosowanie zmodyfikowanego obserwatora Luenbergera (MLO), w którym wprowadza się inny sposób liczenia błędu estymacji w równaniu (10). Prądy mierzone, które mogą być niedostępne ze względu na uszkodzenia CS, zastępuje się prądami skorygowanymi (indeks  $c$ ). Wówczas równanie (10) przyjmuje postać (12):

$$(12) \quad \mathbf{e}_i = \begin{bmatrix} e_{i\alpha} & e_{i\beta} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}^c & \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T,$$

gdzie prądy skorygowane  $i_{s\alpha,\beta}^c$  oblicza się w zależności od liczby uszkodzonych CS i ich lokalizacji. Rozważane są następujące przypadki:

- oba CS są nieuszkodzone:

$$(13) \quad \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^c & i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{sA} & \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} + 2i_{sB}) \end{bmatrix}^T,$$

- uszkodzony CS w fazie  $A$ :

$$(14) \quad \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^c & i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -i_{sB} - \hat{i}_{sC} & \frac{\sqrt{3}}{3}(\hat{i}_{sA} + 2i_{sB}) \end{bmatrix}^T,$$

- uszkodzony CS w fazie  $B$ :

$$(15) \quad \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^c & i_{s\beta}^c \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{sA} & \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{sA} + 2\hat{i}_{sB}) \end{bmatrix}^T,$$

- oba CS są uszkodzone:

$$(16) \quad \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^c & i_{s\beta}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}.$$

Aby możliwe było zastosowanie równań (14), (15) konieczne jest przeliczenie prądów estymowanych przez obserwator Luenbergera do układu współrzędnych fazowych przy wykorzystaniu odwrotnej transformacji Clarke:

$$(17) \quad \begin{bmatrix} \hat{i}_{sA} \\ \hat{i}_{sB} \\ \hat{i}_{sC} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2\hat{i}_{s\alpha} \\ -\hat{i}_{s\alpha} + \sqrt{3}\hat{i}_{s\beta} \\ -\hat{i}_{s\alpha} - \sqrt{3}\hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}.$$

Dzięki zastosowaniu powyższej modyfikacji układ napędowy pomimo braku informacji o danym prądzie fazowym jest w stanie określić błąd estymacji w równaniu zmodyfikowanego LO (8), (9), (12). Gdy wszystkie CS są uszkodzone, wektor  $\mathbf{e}_i$  jest równy zeru i nie ma wpływu na estymowane elektromagnetyczne zmienne stanu. Należy jednak podkreślić, że pomimo tego, estymacja prądu w

a)

dalszym ciągu jest możliwa i struktura DFOC może działać nadal.

W celu określenia wartości współczynnika  $k_0$  w macierzy wzmocnień LO (9), przeprowadzono badania jakości estymacji prądu dla różnych jego wartości, przy stałym obciążeniu oraz zmiennej prędkości. Założono trzy sytuacje: gdy oba czujniki prądu są nieuszkodzone oraz gdy uszkodzenie dotyczy fazy  $A$  albo fazy  $B$ . Gdy oba CS są uszkodzone, układ nie ma żadnej informacji o błędzie estymacji, w związku z czym w takiej sytuacji  $k_0$  powinno być równe 1.

Badanie jakości estymacji prądu przeprowadzono eksperymentalnie (w układzie laboratoryjnym) dla prędkości kątowych z zakresu  $\pm\{0,02; 0,05; 0,1; 0,25; 0,5; 0,8; 1; 1,15\}\omega_{mN}$  oraz stałego momentu obciążenia  $t_L = 0,75t_{LN}$ , licząc błąd średnio-kwadratowy (ang. *Root mean square error*, RMSE) dla obu prądów w fazach  $A$  i  $B$ :

$$(18) \quad \Delta i_{sp} = \sqrt{\frac{\sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s} (i_{sp}(k) - \hat{i}_{sp}(k))^2}{(t_2 - t_1)/T_s + 1}},$$

gdzie  $p \in \{A, B\}$  oraz  $t_1, t_2$  początek i koniec przedziału czasowego, trwającego 1 sekundę, podczas stanu ustalonego.

Na podstawie uzyskanych wyników, przedstawionych na rysunku 1, można przeprowadzić analizę dla trzech sytuacji:

- Nieuszkodzone CS – w tym przypadku najlepsze wyniki uzyskiwano zdecydowanie najczęściej, gdy współczynnik  $k_0 = 2,2$  (Rys. 1a,b).

- Uszkodzenie CS w fazie  $A$  – błąd estymacji prądu w fazie  $A$  nie wykazuje się najniższymi wartościami dla konkretnej wartości  $k_0$  (Rys. 1c). Można jednak zauważyć, że dla wartości  $k_0 = 0,6$  błąd estymacji jest największy, a wyniki z zakresu 1,0-2,2 są zbliżone. W przypadku estymacji prądu w fazie  $B$  najlepsze wyniki uzyskiwano dla  $k_0 = 2,2$  (Rys. 1d).

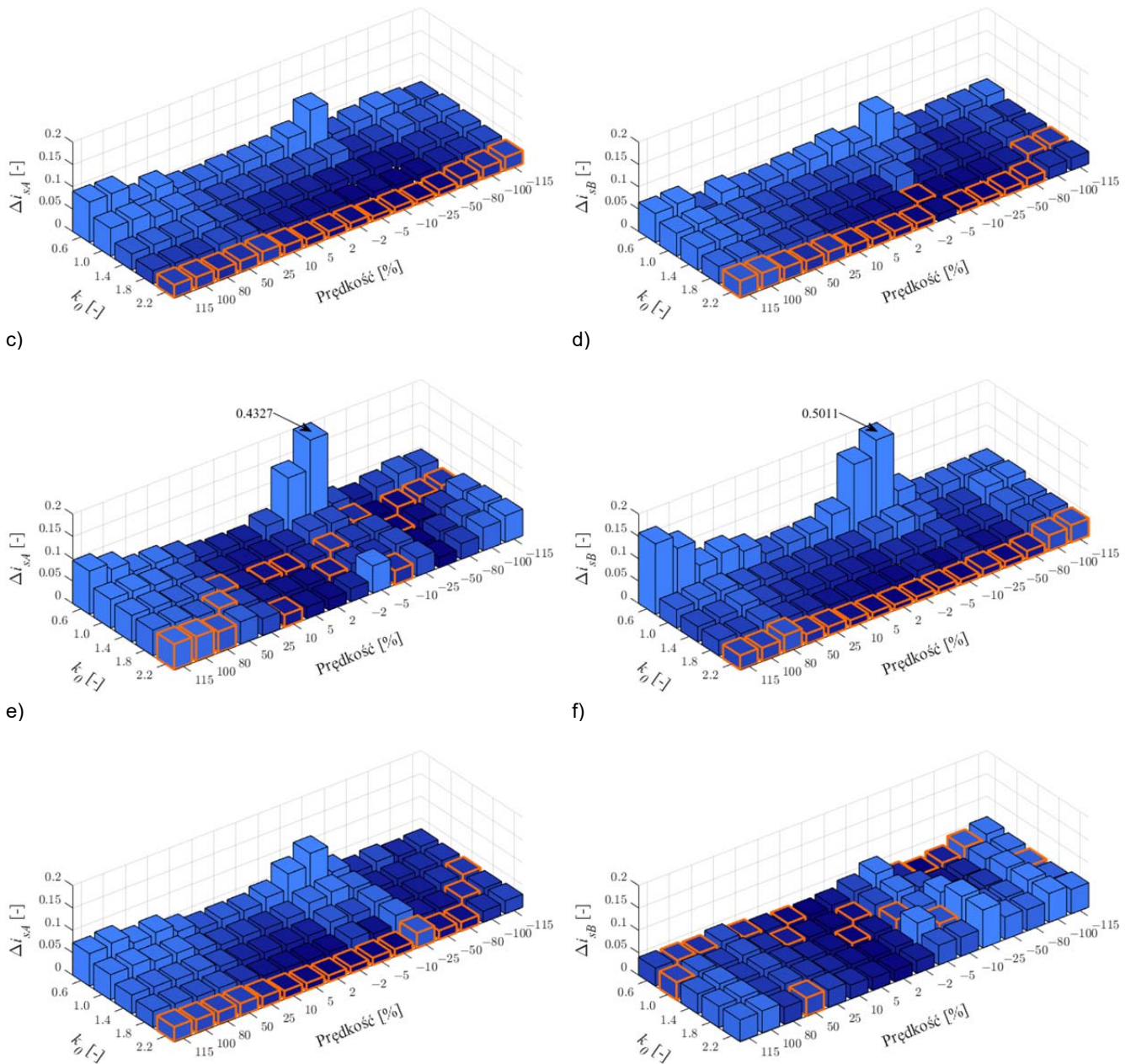
- Uszkodzenie CS w fazie  $B$  – najlepsze wyniki estymacji prądu stojana w fazie  $A$  otrzymano najczęściej, gdy  $k_0 = 2,2$  (Rys. 1e). Estymacja prądu w fazie  $B$  nie wykazuje się najniższym błędem dla konkretnej wartości  $k_0$  (Rys. 1f), jednakże można zauważyć, że gdy ta wartość znajduje się w zakresie 1,8-2,2, błąd estymacji jest największy, natomiast dla zakresu 0,6-1,4 otrzymuje się zbliżone wartości RMSE.

Z uwagi na fakt, że w przypadku braku uszkodzenia CS najlepsze wartości otrzymywano dla  $k_0 = 2,2$ , taką wartość przyjęto w sytuacji bezawaryjnej pracy układu napędowego. Gdy uszkodzenie dotyczy CS w fazie  $A$ , należy zapewnić jak najlepszą jakość jego estymacji. Jednakże równocześnie jak najlepsza jakość estymacji prądu w fazie  $B$  jest niezbędna do zapewnienia prawidłowej detekcji uszkodzenia, gdyby drugi CS uległ awarii. Analogiczna sytuacja ma miejsce, gdy uszkodzenie dotyczy fazy  $B$ .

W związku z tym zdecydowano się na zastosowanie dwóch MLO:

- MLO<sub>1</sub>, w którym  $k_0 = 1,0$  – do estymacji prądów fazowych, niezbędnych w przypadku uszkodzenia CS do wyznaczenia prądów skorygowanych (13)-(16), wykorzystywanych w strukturze sterowania oraz do wyznaczenia błędu estymacji w MLO<sub>2</sub>,
- MLO<sub>2</sub>, w którym  $k_0 = 2,2$  – wykorzystany do estymacji prądów w celu porównania ich z wartościami mierzonymi dla detektora uszkodzeń.

b)



Rys.1. Wartości RMSE w fazie A (a, c, e) oraz B (b, d, f) dla  $\omega_m = \text{var}$ ,  $t_L = 0,75t_{LN}$ , przy czym: oba CS są nieuszkodzone (a, b), uszkodzony CS w fazie A (c, d), uszkodzony CS w fazie B (e, f)

### Detekcja oraz kompensacja uszkodzeń czujników prądu

Wybór prądów stojana wykorzystywanych w strukturze sterowania wymaga określenia poprawności działania CS. W tym celu proponuje się prosty detektor oparty na badaniu różnicy pomiędzy prądami mierzonymi  $i_s$  oraz estymowanymi  $\hat{i}_{s2}$  przez MLO<sub>2</sub> w obydwu fazach A-B. W pierwszej kolejności obliczane są kwadraty błędów prądów fazowych mierzonych i estymowanych:

$$(19) \quad \varepsilon_p(k) = (i_{sp}(k) - \hat{i}_{s2p}(k))^2,$$

gdzie  $p \in \{A, B\}$ ,

a następnie, system FTC sprawdza, czy błąd ten przekroczył ustaloną wcześniej wartość progową  $\vartheta$ . Dodatkowo, w przypadku, gdy chwilowa wartość prądu fazowego przechodzi przez punkt zero, system mógłby błędnie uznać, że uszkodzenie samoczynnie ustało. W związku z tym układ FTC po wykryciu uszkodzenia

podtrzymuje tę informację w następnych krokach obliczeniowych. Aby uniknąć błędnego wykrycia uszkodzenia w przypadku wystąpienia szumu pomiarowego przekroczenie progu jest sprawdzane przez dwie próbki z rzędu. Powyższe założenie pozwala zatem na wykrycie i zlokalizowanie uszkodzenia według następującego algorytmu:

$$(20) \quad \lambda_p(k) = \begin{cases} 1 & \text{dla } \varepsilon_p(k) \geq \vartheta \text{ i } \varepsilon_p(k-1) \geq \vartheta \\ 0 & \text{dla } \varepsilon_p(k) < \vartheta \text{ i } \lambda_p(k-1) \neq 1 \end{cases}$$

gdzie  $p \in \{A, B\}$ .

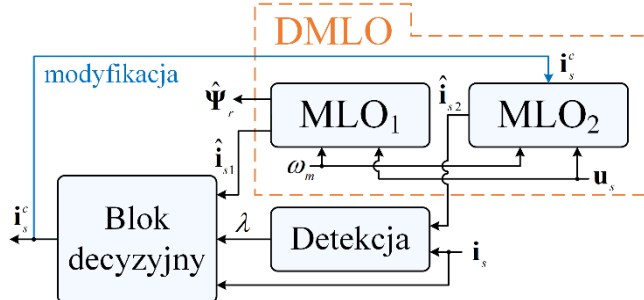
W celu ułatwienia praktycznej implementacji proponowanego detektora oblicza się wypadkową wartość współczynnika określającego lokalizację uszkodzenia:

$$(21) \quad \lambda = 1 + \lambda_A + 2\lambda_B,$$

przy czym:

- $\lambda = 1$  – brak uszkodzenia CS,
- $\lambda = 2$  – uszkodzony CS w fazie  $A$ ,
- $\lambda = 3$  – uszkodzony CS w fazie  $B$ ,
- $\lambda = 4$  – uszkodzone oba CS.

Na podstawie powyższej informacji blok decyzyjny określa, która kombinacja prądów mierzonych oraz estymowanych przez  $MLO_1$  zostanie wykorzystana w strukturze sterowania, zgodnie z (13)-(16). Ponieważ w układzie wykorzystuje się dwa MLO, proponowany algorytm CS-FTC, przedstawiony na rysunku 2, realizujący detekcję, lokalizację i kompensację uszkodzeń CS nazwano podwójnym zmodyfikowanym obserwatorem Luenbergera (ang. *Dual Modified Luenberger Observer*, DMLO).



Rys.2. Schemat strategii FTC opartej na DMLO

### Wpływ parametrów SI na jakość pracy DMLO

Dzięki zastosowaniu MLO, pomimo wystąpienia uszkodzenia CS w danej fazie, w dalszym ciągu możliwe jest oszacowanie wartości błędu estymacji. W znanej literaturze [15], [16] spotyka się rozwiązania, w których współczynnik  $k_0$  jest bliski jedności, co oznacza pracę praktycznie bez informacji o błędzie estymacji (wzmocnienie błędu o wartości 0,001–0,004). W związku z tym wyniki uzyskane za pomocą DMLO porównano z tymi, gdy  $k_0 = 1$ . Ponadto, jak wspomniano w poprzedniej sekcji, strategia FTC zakłada wykorzystanie dwóch zmodyfikowanych obserwatorów:

- $MLO_1$  – do estymacji prądów, na podstawie których wyznacza się prądy skorygowane zgodnie z (14)-(16), wykorzystane w strukturze sterowania oraz do liczenia błędu obserwatora  $MLO_2$ ,
- $MLO_2$  – do estymacji prądów wykorzystywanych w detektorze uszkodzeń.

Wszystkie badania dotyczące odporności DMLO na zmiany parametrów SI przeprowadzono przy sprzężeniach zwrotnych w strukturze DFOC zrealizowanych przy wykorzystaniu prądów mierzonych. Prądy skorygowane (14), (15), liczone w zależności od wartości  $\lambda$ , wykorzystane były jedynie w  $MLO_2$  oraz do określenia jakości estymacji w stosunku do prądów mierzonych. Badania przeprowadzono dla  $\lambda = 1$  lub  $\lambda = 2$ , czyli przy założeniu dostępności jedynie jednego sprawnego CS. W związku ze stosowaniem dwóch MLO, podzielono je na dwie kategorie:

- Odporność detekcji na zmiany parametrów SI:

W tym przypadku prądy estymowane przez  $MLO_2$  przeliczano, zgodnie z (17) na prądy fazowe, a następnie badano wartości RMSE w porównaniu do prądów mierzonych, zgodnie z:

$$(22) \quad \Delta i_{sp} = \sqrt{\frac{\sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s} (i_{sp}(k) - \hat{i}_{s2p}(k))^2}{(t_2 - t_1)/T_s + 1}},$$

gdzie  $p \in \{A, B\}$ .

Gdy zgodnie z założeniem, CS w danej fazie był niedostępny, liczone wartości RMSE pomiędzy mierzonym oraz estymowanym prądem w drugiej fazie.

- Odporność kompensacji uszkodzenia CS na zmiany parametrów SI:

W tej sytuacji zbadano wartości RMSE pomiędzy prądami skorygowanymi (w zależności od wartości  $\lambda$ ) oraz przeliczonymi zgodnie z transformacją Clarke prądami mierzonymi:

$$(23) \quad \Delta i_{sp} = \sqrt{\frac{\sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s} (i_{sp}(k) - \hat{i}_{sp}^c(k))^2}{(t_2 - t_1)/T_s + 1}},$$

gdzie  $p \in \{\alpha, \beta\}$ ,

a następnie ich wartość średnią:

$$(24) \quad \Delta i_{sa\beta} = \frac{\Delta i_{s\alpha} + \Delta i_{s\beta}}{2}.$$

Wszystkie badania zrealizowano dla zmian następujących parametrów w modelu SI: rezystancji wirnika, rezystancji stojana, indukcyjności głównej. Przykładowe wyniki badań dla znamionowej prędkości oraz dla obciążenia wynoszącego 75% wartości momentu znamionowego przedstawiono w tabelach 1-2. W tabelkach tych porównano wartości RMSE w przypadku wykorzystania klasycznego LO z  $k_0 = 1$  (w znanej literaturze  $k_0$  wynosi 1,001–1,004 [15], [16], co powoduje, że wartości sygnałów sprzężeń zwrotnych w LO są praktycznie pomijalne) oraz proponowanego DMLO. Wartości te w odniesieniu do DMLO dotyczą odpowiednio: w przypadku prądów fazowych – wartości estymowanych przez  $MLO_2$  oraz w przypadku składowych wektora prądu w osiach  $(\alpha-\beta)$  – prądów skorygowanych (14), (15). Następnie, aby zbadać o ile procentowo poprawiła się odporność na zmiany parametrów SI, zastosowano wzór:

$$(25) \quad \delta i_{sp}^{fA/B} = \frac{|\Delta i_{sp}^{LO} - \Delta i_{sp}^{DMLO}|}{\Delta i_{sp}^{LO}} \cdot 100\%,$$

gdzie  $p \in \{A, B, \alpha\beta\}$  oraz górny indeks  $fA/B$  oznacza fazę, w której założono uszkodzenie.

Wartości RMSE w przypadku założenia uszkodzenia CS w fazie  $A$  przedstawiono w tabeli 1, natomiast w przypadku fazy  $B$ , w tabeli 2. Procentową poprawę odporności DMLO na zmiany parametrów SI w porównaniu do klasycznego LO, przedstawiono w tabeli 3.

Tabela 1. Wartości błędów estymacji prądu stojana w przypadku założenia uszkodzenia CS w fazie  $A$

Parametr	$\Delta i_{sB}^{LO}$	$\Delta i_{sB}^{DMLO}$	$\Delta i_{sa\beta}^{LO}$	$\Delta i_{sa\beta}^{DMLO}$
$r_r^{IM} = 1,25r_{rN}$	0,0971	0,0265	0,0972	0,0768
$r_s^{IM} = 1,25r_{sN}$	0,0065	0,0041	0,0065	0,0053
$I_m^{IM} = 1,25I_{mN}$	0,0432	0,0122	0,0442	0,0353

Tabela 2. Wartości błędów estymacji prądu stojana w przypadku założenia uszkodzenia CS w fazie  $B$

Parametr	$\Delta i_{sA}^{LO}$	$\Delta i_{sA}^{DMLO}$	$\Delta i_{sa\beta}^{LO}$	$\Delta i_{sa\beta}^{DMLO}$
$r_r^{SI} = 1,25r_{rN}$	0,0960	0,0202	0,0972	0,0562
$r_s^{SI} = 1,25r_{sN}$	0,0059	0,0039	0,0065	0,0038
$I_m^{SI} = 1,25I_{mN}$	0,0455	0,0099	0,0442	0,0249

Tabela 3. Procentowa poprawa odporności metody DMLO na zmiany parametrów SI względem klasycznego LO

Parametr	Uszkodzenie w fazie A		Uszkodzenie w fazie B	
	$\delta i_{sB}^{fA}$	$\delta i_{s\alpha\beta}^{fA}$	$\delta i_{sA}^{fB}$	$\delta i_{s\alpha\beta}^{fB}$
$r_r^{SI} = 1,25r_{rN}$	72,7	20,9	78,9	42,2
$r_s^{SI} = 1,25r_{sN}$	37,5	18,7	33,5	42,4
$l_m^{SI} = 1,25l_{mN}$	71,7	20,2	77,7	43,7

Analizując wyniki otrzymane w tabeli 3 można zauważyć, że odporność proponowanego DMLO na zmiany parametrów SI jest nawet o 70-80% większa, niż w przypadku zastosowania klasycznego LO  $k_0 = 1$ . Ponadto, można również zauważyć poprawę jakości estymacji prądów stojana w osiach  $(\alpha-\beta)$  wykorzystanych w strukturze sterowania: o ponad 20%, gdy uszkodzenie dotyczy fazy A oraz o ponad 42%, gdy dotyczy ono fazy B. Podobne wyniki w przypadku prądów stojana w osiach  $(\alpha-\beta)$  otrzymano dla prędkości referencyjnej wynoszącej 10% wartości znamionowej, zaś w przypadku prądów fazowych wykorzystanych w detektorze poprawa odporności na analizowane zmiany parametrów SI wynosiła około 50%.

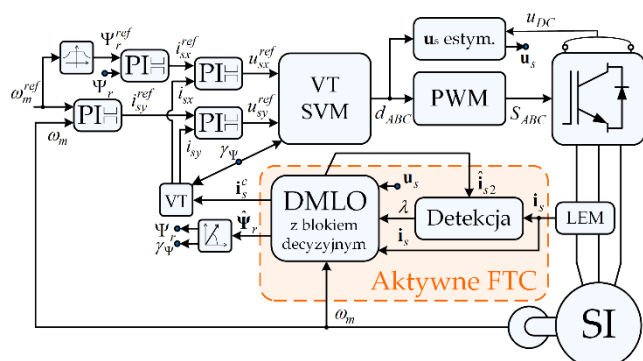
### Bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane tolerujące uszkodzenia czujników prądu

W celu realizacji niniejszych badań wykorzystano metodę DFOC. Wymaga ona zastosowania sprzężeń zwrotnych od aktualnych wartości prądów stojana. Do realizacji powyższej metody wymagana jest zatem transformacja prądów fazowych  $(A-B)$  (w artykule przyjęto, że w układzie napędowym występują tylko dwa CS) do stacjonarnego układu współrzędnych prostokątnych  $(\alpha-\beta)$ , a następnie, na podstawie aktualnego położenia wektora strumienia wirnika, transformacja wektorowa (ang. *Vector Transform*, VT) do układu współrzędnych  $(x-y)$ , wirującego z prędkością synchroniczną:

$$(26) \quad \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_\Psi & \sin \gamma_\Psi \\ -\sin \gamma_\Psi & \cos \gamma_\Psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}.$$

W zależności od tego, czy dany CS jest nieuszkodzony czy uszkodzony, w równaniu (26) wykorzystuje się prądy skorygowane, zgodnie z równaniami (13)-(16).

Struktura DFOC wraz z proponowanym systemem FTC została przedstawiona na rysunku 3.



Rys.3. Struktura bezpośredniego sterowania polowo-zorientowanego z aktywną strategią FTC opartą na podwójnym zmodyfikowanym obserwatorze Luenbergera

W zakresie niskich prędkości kątowych czas martwy  $T_D$  tranzystorów IGBT w FN, chroniący przed zwarciami, ma istotny wpływ na referencyjne wartości napięć stojana. W efekcie ich amplituda jest mniejsza. Aby temu zapobiec zastosowano kompensację czasu martwego przedstawioną

w [21]. Zakłada ona odpowiednie zwiększenie wartości wypełnień  $d_A, d_B, d_C$ , podawanych na wejście PWM. Ponadto, aby uniknąć skokowych zmian wartości wypełnień podczas przechodzenia prądu przez punkt zero, dla jego wartości mniejszych niż wartość  $i_{level}$  (w pracy przyjęto 0,05 p.u.) wprowadza się modyfikację wypełnień zgodnie z następującą zależnością:

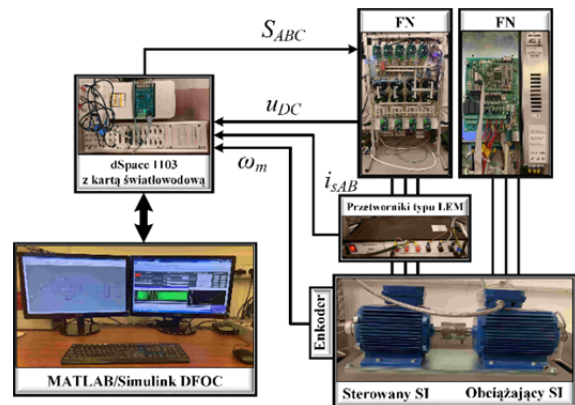
$$(27) \quad d_p^{TD} = \begin{cases} d_p + \frac{T_D}{T_s} \text{sign}(i_{sp}) & \text{dla } |i_{sp}| \geq i_{level} \\ d_p + \frac{i_{sp}}{i_{level}} \frac{T_D}{T_s} & \text{dla } |i_{sp}| < i_{level} \end{cases},$$

gdzie  $p \in \{A, B, C\}$

Dla nieuszkodzonych CS w równaniu (27) wykorzystuje się prądy mierzone, natomiast po wystąpieniu uszkodzenia należy je zastąpić prądami estymowanymi z równania (17) przez MLO<sub>1</sub>.

### Badania eksperymentalne

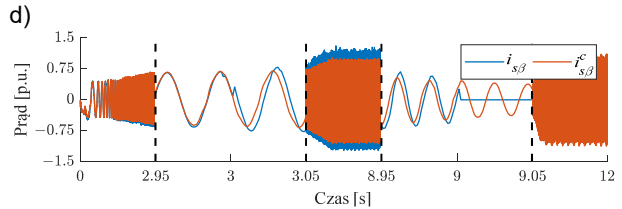
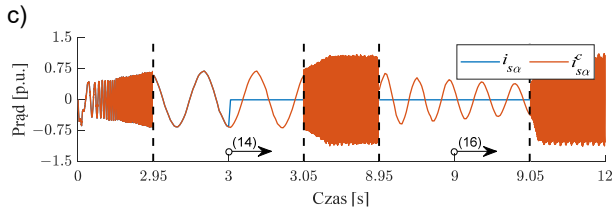
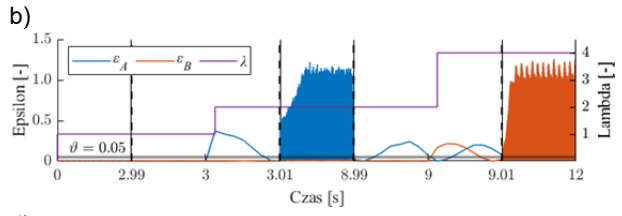
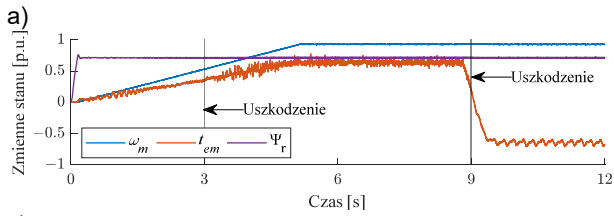
Badania eksperymentalne realizowane zostały na stanowisku laboratoryjnym przedstawionym na rysunku 4. Częstotliwość modulacji wynosiła 8 kHz, natomiast do numerycznego rozwiązywania równań różniczkowych w procesorze sterującym wykorzystano jawną metodę Eulera (ode1). Obiektem badań był SI o mocy 1,1 kW, natomiast moment obciążenia był generowany za pomocą silnika o mocy 1,5 kW. Do pomiaru prędkości wykorzystano enkoder o 5000 impulsach na obrót, natomiast do pomiaru prądów i napięć przetworniki typu LEM. Parametry znamionowe SI przedstawiono w tabeli 4.



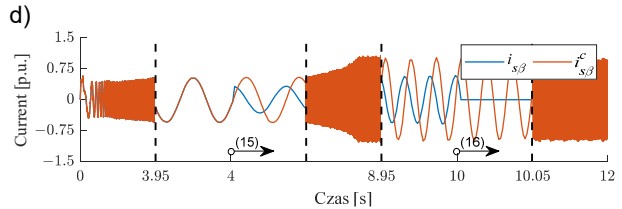
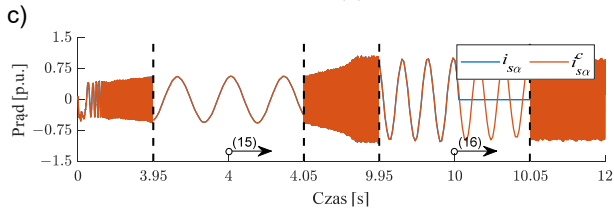
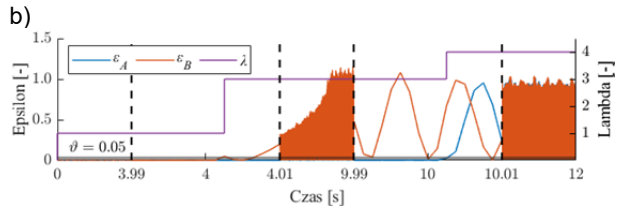
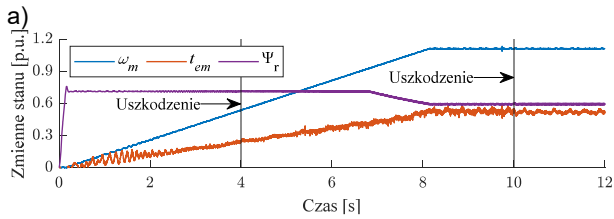
Rys.4. Stanowisko laboratoryjne do badań eksperymentalnych

Tabela 4. Parametry znamionowe SI

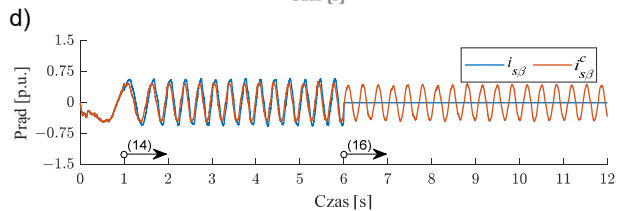
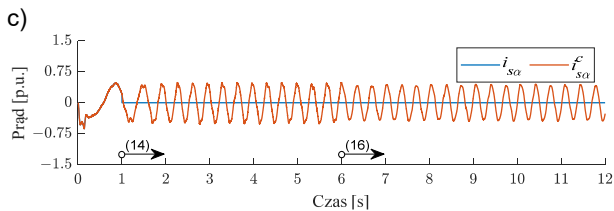
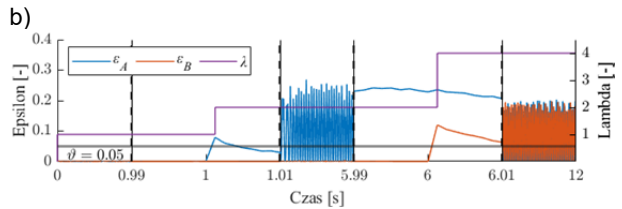
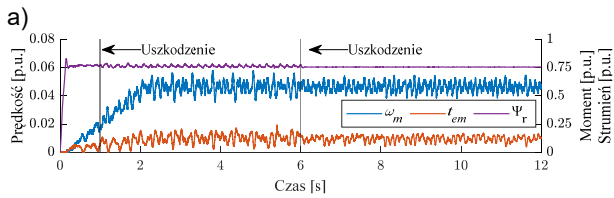
Symbol	[ph.u.]	[p.u.]
Znamionowe napięcie fazowe, $U_N$	230 V	0,707
Znamionowy prąd fazowy, $I_N$	2,5 A	0,707
Znamionowa moc, $P_N$	1,1 kW	0,638
Znamionowa prędkość, $n_N$	1390 obr/min	0,927
Znamionowy moment, $T_{eN}$	7,56 Nm	0,688
Liczba par biegunów, $p_b$	2	-
Rezystancja wirnika, $R_r$	4,968 $\Omega$	0,0540
Rezystancja stojana, $R_s$	5,114 $\Omega$	0,0556
Indukcyjność rozproszenia wirnika, $L_{or}$	31,6 mH	0,1079
Indukcyjność rozproszenia stojana, $L_{os}$	31,6 mH	0,1079
Indukcyjność główna, $L_m$	541,7 mH	1,8498
Znamionowy strumień wirnika, $\Psi_{rN}$	0,7441 Wb	0,7187
Znamionowy strumień stojana, $\Psi_{sN}$	0,8235 Wb	0,7954
Mechaniczna stała czasowa, $T_M$	0,25 s	-



Rys.5. Przebiegi prędkości kątowej, momentu elektromagnetycznego, amplitudy strumienia wirnika (a), współczynników  $\epsilon$  i  $\lambda$  (b), prądów stojanaw w osi  $\alpha$  (c) oraz  $\beta$  (d) liczone na podstawie wartości mierzonych ( $i_s$ ), skorygowanych ( $i_s^c$ ), dla  $\omega_m^{ref} = \omega_{mN}$ ,  $t_L^{ref} = \pm t_{LN}$



Rys.6. Przebiegi prędkości kątowej, momentu elektromagnetycznego, amplitudy strumienia wirnika (a), współczynników  $\epsilon$  i  $\lambda$  (b), prądów stojanaw w osi  $\alpha$  (c) oraz  $\beta$  (d) liczone na podstawie wartości mierzonych ( $i_s$ ), skorygowanych ( $i_s^c$ ), dla  $\omega_m^{ref} = 1,2\omega_{mN}$ ,  $t_L^{ref} = 0,75t_{LN}$



Rys.7. Przebiegi prędkości kątowej, momentu elektromagnetycznego, amplitudy strumienia wirnika (a), współczynników  $\epsilon$  i  $\lambda$  (b), prądów stojanaw w osi  $\alpha$  (c) oraz  $\beta$  (d) liczone na podstawie wartości mierzonych ( $i_s$ ), skorygowanych ( $i_s^c$ ), dla  $\omega_m^{ref} = 0,05\omega_{mN}$ ,  $t_L^{ref} = 0,2t_{LN}$

W badaniach przeanalizowano przebiegi zmiennych stanu wykorzystanych w strukturze – rysunki 5-7a, sygnały wykorzystane w detektorze oraz jego odpowiedź – rysunki 5-7b oraz przebiegi obliczonych na podstawie wyjść z CS (mierzonych) oraz estymowanych prądów stojanaw układzie współrzędnych ( $\alpha$ - $\beta$ ) – rysunki 5-7c,d, z napisanym w nawiasie numerem równania, z którego liczonego są prądy skorygowane. Na przebiegach dotyczących detekcji sygnału (Rys. 5-7b) przybliżono przedziały czasowe w okolicach wystąpienia uszkodzeń CS  $\pm 0,01$  s, natomiast na przebiegach przedstawiających prądy stojanaw (Rys. 5-7c,d) zakres ten wynosił  $\pm 0,05$  s.

Badania zrealizowane zostały w trzech sytuacjach:

1. Po ustabilizowaniu się amplitudy strumienia wirnika ( $\sim 0,142$  s) zadano po powolnej rampie trwającej 5 s,

znamionowe wartości prędkości oraz momentu obciążenia, a następnie w chwili  $t = 8,75$  s dokonano gwałtownego hamowania odzyskowego. Uszkodzenie CS w fazie  $A$  nastąpiło podczas rozruchu ( $t = 3$  s), natomiast uszkodzenie CS w fazie  $B$  podczas hamowania odzyskowego ( $t = 9$  s). Wyniki badania przedstawiono na rysunku 5.

2. Po ustabilizowaniu się amplitudy strumienia wirnika ( $\sim 0,142$  s) zadano po powolnej rampie trwającej 8 s prędkość nadsynchroniczną (120% prędkości znamionowej) oraz 75% znamionowego obciążenia. W stanie przejściowym ( $t = 4$  s) uszkodzony został CS w fazie  $B$ , a następnie w stanie ustalonym ( $t = 10$  s) w fazie  $A$ . Wyniki przedstawiono na rysunku 6.

3. Po ustabilizowaniu się amplitudy strumienia wirnika ( $\sim 0,142$  s), po rampie trwającej 2 s zadano małą wartość prędkości kątowej (5% wartości znamionowej) oraz 20%

znamionowego momentu. W stanie przejściowym ( $t = 1$  s), przy bardzo małej prędkości (~2% wartości znamionowej) uszkodzony został CS w fazie  $A$ , a następnie w stanie ustalonym ( $t = 6$  s) CS w fazie  $B$ . Wyniki przedstawiono na rysunku 7.

Jak można zauważyć na przedstawionych przebiegach, w każdym z analizowanych przypadków: hamowanie odzyskowe (rys. 5), prędkość nadsynchroniczna (rys. 6) oraz bardzo mała prędkość (rys. 7) układ zachowuje pełną funkcjonalność, niezależnie od tego, czy uszkodzenie CS wystąpiło w stanie przejściowym czy ustalonym. Ponadto, jak widać na rysunkach 5-7c,d prądy stoją w osiach ( $\alpha$ - $\beta$ ), wykorzystane w strukturze sterowania, zachowują prawidłowy przebieg pomimo, że w wyniku uszkodzenia jednego lub dwóch CS, prądy w układzie współrzędnych ( $\alpha$ - $\beta$ ) obliczane na podstawie wartości mierzonych ulegają odkształceniu bądź całkowitemu zanikowi.

## Wnioski

Na podstawie analizy proponowanego układu FTC wykorzystującego oryginalną strukturę DMLO można stwierdzić, że jest to rozwiązanie, które doskonale sprawdzi się w nowoczesnych układach sterowania tolerujących uszkodzenia CS w układzie napędowym z SI. Warto wspomnieć, że jest to rozwiązanie algorytmiczne, w związku z czym jego implementacja nie wymaga dodatkowych kosztów, jak ma to miejsce w przypadku redundancji sprzętowej.

W porównaniu do stosowanych w literaturze klasycznych LO, proponowane rozwiązanie wykazuje się prawie 50%–80% mniejszą wrażliwością na zmiany parametrów SI, w przypadku detekcji uszkodzenia, a także, od 20% do ponad 40% mniejszą wrażliwością przypadku estymacji prądów w układzie współrzędnych ( $\alpha$ - $\beta$ ), wykorzystanych w strukturze sterowania (kompensacja uszkodzenia).

Analiza badań eksperymentalnych wykazała wysoką skuteczność proponowanej metody w detekcji oraz kompensacji uszkodzenia. Detektor był w stanie wykryć uszkodzenie CS nawet przy bardzo małych wartościach prędkości (rzędu 2% wartości znamionowej) w stanie przejściowym, natomiast kompensacja pozwalała zachować pełną funkcjonalność układu DFOC nawet w sytuacji, gdy wszystkie CS uległy uszkodzeniu.

**Autorzy:** mgr inż. Michał Adamczyk, prof. dr hab. inż. Teresa Orłowska-Kowalska, Politechnika Wroclawska, Wydział Elektryczny, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, E-mail: {michal.adamczyk, teresa.orlowska-kowalska}@pwr.edu.pl.

## LITERATURA

- [1] Vas P., Sensorless Vector and Direct Torque Control. New York: Oxford University Press, 1998.
- [2] Orłowska-Kowalska T., Kowalski Cz. T., Dybkowski M., Fault-Diagnosis, and Fault-Tolerant-Control, In: *Industrial Processes and Electrical Drives*, In: *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*, J. Kabziński (ed.), Springer (2017), 101-120.
- [3] Campos-Delgado, D. U., Espinoza-Trejo, D. R., Palacios, E., Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey, *IET Electric Power Applications*, Vol. 2 (2008), no 2, 121-134.
- [4] Djeziri, M. A., Merzouki, R., Bouamama, B. O., Ouladsine, M., Fault diagnosis and fault-tolerant control of an electric vehicle overactuated, *IEEE transactions on vehicular technology*, Vol. 62 (2012), no. 3, 986-994.

- [5] Orłowska-Kowalska, T., Wolkiewicz, M., Pietrzak, P., Skowron, M., Ewert, P., Tarchała, G., Krzysztofak M., Kowalski, Cz. T., Fault diagnosis and fault-tolerant control of PMSM drives—state of the art and future challenges, *IEEE Access*, Vol. 10 (2022), 59979-60024.
- [6] Green T. C., Williams B. W., Derivation of motor line-current wave-forms from the dc-link current of an inverter, *IEE Proc. B - Electric Power Applications*, Vol. 136 (1989), 196-204
- [7] Wang, W., Cheng, M., Wang, Z., & Zhang, B., Fast switching direct torque control using a single DC-link current sensor, *Journal of Power Electronics*, Vol. 12 (2012), no 6, 895-903.
- [8] Xu, Y., Yan, H., Zou, J., Wang, B., & Li, Y., Zero voltage vector sampling method for PMSM three-phase current reconstruction using single current sensor, *IEEE transactions on power electronics*, Vol. 32 (2016) no 5, 3797-3807.
- [9] Metidji, B., Taib, N., Baghli, L., Rekioua, T., Bacha, S., Low-cost direct torque control algorithm for induction motor without AC phase current sensors, *IEEE transactions on power electronics*, Vol. 27 (2012) no. 9, 4132-4139.
- [10] Chakraborty, C., Verma, V., Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62 (2014), no. 3, 1943-1954.
- [11] Wang, W., Feng, Y., Shi, Y., Cheng, M., Hua, W., Wang, Z., Fault-tolerant control of primary permanent-magnet linear motors with single phase current sensor for subway applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34 (2019), no. 11, 10546-10556.
- [12] Manohar, M., Das, S., Current sensor fault-tolerant control for direct torque control of induction motor drive using flux-linkage observer, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 13 (2017) no. 6, 2824-2833.
- [13] Adamczyk, M., Orłowska-Kowalska, T., Sterowanie polowozorientowane silnikiem indukcyjnym bez pomiaru prądów fazowych, *Przegląd Elektrotechniczny*, Vol. 95 (2019), nr 8, pp. 151-155
- [14] Adamczyk, M., Orłowska-Kowalska, T., Virtual current sensor in the fault-tolerant field-oriented control structure of an induction motor drive, *Sensors*, Vol. 19 (2019), no. 22, 4979.
- [15] Azzoug, Y., Sahraoui, M., Pusca, R., Ameid, T., Romary, R., Cardoso, A. J. M., High-performance vector control without AC phase current sensors for induction motor drives: Simulation and real-time implementation, *ISA transactions*, Vol. 109 (2021), 295-306.
- [16] Azzoug, Y., Pusca, R., Sahraoui, M., Ammar, A., Ameid, T., Romary, R., Cardoso, A., An Active Fault-Tolerant Control Strategy for Current Sensors Failure for Induction Motor Drives Using a Single Observer for Currents Estimation and Axes Transformation, *European Journal of Electrical Engineering*, Vol. 23 (2021), no. 6, 467-474.
- [17] Adamczyk, M., Orłowska-Kowalska, T., Self-Correcting Virtual Current Sensor Based on the Modified Luenberger Observer for Fault-Tolerant Induction Motor Drive. *Energies*, Vol. 14 (2021) no. 20, 6767.
- [18] Adamczyk, M., Orłowska-Kowalska, T., Influence of the stator current reconstruction method on direct torque control of induction motor drive in current sensor postfault operation, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, Vol. 70 (2022), no. 1, 1-11.
- [19] Orłowska-Kowalska T., Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2003.
- [20] Kubota, H., Matsuse, K., Nakano, T. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE transactions on industry applications*, Vol. 29 (1993) no. 2, 344-348.
- [21] Żelechowski M., Promotor: Kaźmierkowski M., Space Vector Modulated-Direct Torque Control (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive, Rozprawa Doktorska, Warszawa: Politechnika Warszawska, 2005.