

Analiza wpływu czasu martwego falownika napięcia oraz jego kompensacji na jakość estymacji prądu stojana w układzie napędowym z silnikiem indukcyjnym

Streszczenie. W artykule przedstawiono szczegółową analizę wpływu czasu martwego falownika napięcia (FN) oraz jego kompensacji na jakość estymacji prądu stojana stosowanej w układach napędowych z silnikami indukcyjnymi (SI), tolerujących uszkodzenia czujników prądu (CS-FTC). Badania zostały zrealizowane w zakresie niskich prędkości kątowych, wynoszących od 1% do 20% wartości znamionowej, zarówno dla pracy silnikowej jak i prądnicowej, dla różnych wartości czasu martwego. Wyniki pokazują istotną poprawę jakości estymacji prądu stojana, co jest szczególnie ważne w przypadku kompensacji uszkodzeń czujników prądu w napędach z SI.

Abstract. This article presents a detailed analysis of the impact of voltage source inverter (VSI) dead time and its compensation on the quality of stator current estimation used in the current sensor fault-tolerant control (CS-FTC) of induction motor (IM) drives. The tests were carried out in the low angular velocity range, from 1% to 20% of the rated value, both for motoring and regenerating modes, for different values of dead time. The results show a significant improvement in the quality of stator current estimation, which is particularly important in the case of fault compensation in IM drive systems that tolerate faults of current sensors. (*Analysis of the influence of voltage source inverter dead time and its compensation on the quality of stator current estimation in induction motor drive*).

Słowa kluczowe: silnik indukcyjny, sterowanie tolerujące uszkodzenia, jakości estymacji prądu, kompensacja czasu martwego.

Keywords: induction motor, fault-tolerant control, current estimation quality, dead-time compensation.

Wstęp

Nowoczesnym układom napędowym z silnikami prądu przemiennego, indukcyjnymi (SI) i synchronicznymi o magnesach trwałych (ang. *Permanent Magnet Synchronous Motor*, PMSM) stawiane są coraz większe wymagania dotyczące bezpieczeństwa i niezawodności. Jest to spowodowane między innymi zwiększeniem popularności pojazdów z napędem elektrycznym [1]-[3]. Z tego powodu, zaleca się wykorzystywanie metod sterowania tolerujących uszkodzenia (ang. *Fault-Tolerant Control*, FTC) [3]-[5].

Rozwiązania typu FTC podzielić można na dwie główne grupy: redundancję sprzętową oraz redundancję programową [3], [6]. Pierwsza zakłada nadmiarowość czujników pomiarowych [7], przemienników częstotliwości (bądź przemienników o zmodyfikowanej topologii [8]), czy rozwiązań dotyczących konstrukcji SI, jak np. stosowanie silników wielofazowych [9]. Rozwiązania te jednak znacznie zwiększają koszt układu. Druga grupa opiera się na rozwiązaniach algorytmicznych [3], [6]. W przypadku awarii dotyczącej aparatury pomiarowej, sygnał z uszkodzonego czujnika zastępuje się wartością estymowaną. Niewątpliwą zaletą tych rozwiązań jest fakt, że nie wymagają one dodatkowych nakładów finansowych, a jedno rozwiązanie może być powielane w wielu układach napędowych [10]-[15].

Metody sterowania silnikami indukcyjnymi można podzielić na skalarnie, gdzie istotna jest głównie amplituda i częstotliwość wektorów poszczególnych zmiennych stanu SI oraz wektorowe, w których dodatkowo uwzględniane jest ich wzajemne położenie kątowe, co pozwala na uzyskanie kontroli nad momentem rozwijanym przez silnik również w stanach przejściowych. Z tego powodu, do precyzyjnego

sterowania wykorzystuje się te drugie, bardziej zaawansowane techniki, wśród których wyróżnić można bezpośrednio sterowanie polowo-zorientowane (ang. *Direct Field-Oriented Control*, DFOC) oraz bezpośrednio sterowanie momentem (ang. *Direct Torque Control*, DTC) z modulacją wektorową (ang. *Space Vector Modulation*, SVM) [16]. Do ich realizacji niezbędne jest dostarczenie informacji o aktualnych wartościach zmiennych stanu.

Jedną z najważniejszych zmiennych stanu w wektorowych metodach sterowania jest prąd stojana. Między innymi na podstawie jego wartości określić można inne niemierzalne, bądź trudnomierzalne zmienne stanu, takie jak strumień wirnika w metodzie DFOC czy strumień stojana oraz moment elektromagnetyczny w metodzie DTC. Ponadto w metodzie DFOC wykorzystuje się sprzężenia zwrotne prądowe, aby móc niezależnie sterować strumieniem wirnika i momentem elektromagnetycznym za pomocą odpowiednich składowych wektora prądu stojana.

Ponieważ trójfazowe silniki AC są odbiornikami symetrycznymi, w strukturze sterowania można wykorzystać jedynie dwa czujniki prądu (ang. *Current Sensor*, CS) oraz fakt, że w dowolnej chwili czasowej suma trzech wielkości fazowych jest stała i wynosi zero. Z tego względu po uszkodzeniu jednego czujnika prądu, w przypadku stosowania redundancji programowej, wykorzystać można jeden sprawny czujnik prądu, aby skorygować wadliwy sygnał w tym uszkodzonym [10]. Autor pracy [10] proponuje wykorzystanie współczynnika asymetrii do kompensacji błędu wzmocnienia, jednakże takie rozwiązanie nie może być wykorzystane przy całkowitym, bądź częściowym zaniku sygnału, co z kolei jest najbardziej niekorzystnym typem uszkodzenia. Inne

rozwiązanie proponowane jest w [11], [12], gdzie autorzy w przypadku uszkodzenia danego CS wykorzystują odpowiednie przekształcenie układów współrzędnych oraz wartości referencyjne sygnałów prądów stojana wykorzystanych w strukturze sterowania. Rozwiązania te jednak nie wykazują się dużą precyzją w stanach przejściowych. Niewątpliwą zaletą powyższych metod [10]-[12] jest to, że nie wykorzystują one modelu matematycznego SI.

Metody, które wykazują się największą precyzją odtwarzania prądu stojana uszkodzonego czujnika w stanach przejściowych oraz ustalonych są oparte na modelach matematycznych. Do estymacji prądu stojana wykorzystać można wirtualny czujnik prądu (ang. *Virtual Current Sensor*, VCS), przedstawiony w [13]-[15]. Metoda ta wymaga jednak informacji o aktualnej wartości prędkości kątowej oraz napięcia stojana, które najczęściej estymowane jest na podstawie wartości napięcia stałego u_{DC} w obwodzie pośrednim falownika napięcia (FN), a także aktualnych wartości wypełnień d_A , d_B , d_C , będących wejściami modulatora szerokości impulsów (ang. *Pulse Width Modulation*, PWM). Z tego powodu, poza wpływem zmian parametrów SI na jakość estymacji prądu stojana, należy również uwzględnić istotny wpływ czasu martwego falownika, T_D , w szczególności w zakresie bardzo małych częstotliwości, kiedy prędkość kątowa również przyjmuje bardzo małe wartości. Zagadnienie to nie było dotychczas omawiane w znanej literaturze.

W niniejszej pracy przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych jakości estymacji prądu stojana, w zależności od wartości czasu martwego FN, jak również zbadano wpływ jego kompensacji. W drugim rozdziale przedstawiony został model matematyczny SI, natomiast w rozdziale trzecim został opisany algorytm VCS stosowany do odtwarzania prądu stojana po awarii jednego lub nawet obu czujników prądu w układzie napędowym. W kolejnym rozdziale poddano analizie jakość estymacji prądu stojana w zakresie małych prędkości kątowych, podczas pracy silnikowej oraz prądnicowej, dla różnych wartości czasu martwego. Badania zostały podsumowane w ostatnim rozdziale artykułu.

Model matematyczny silnika indukcyjnego

W przypadku modelowania złożonych obiektów, takich, jak SI, należy zastosować szereg uproszczeń, opisanych między innymi w [17]. Wówczas, model matematyczny SI, w stacjonarnym układzie współrzędnych $(\alpha\beta)$ wyrażają następujące zależności [17]:

- napięciowe równania uzwojeń stojana oraz wirnika:

$$(1) \quad T_N \frac{d}{dt} \Psi_s = \mathbf{u}_s - r_s \mathbf{i}_s,$$

$$(2) \quad T_N \frac{d}{dt} \Psi_r = \frac{r_r}{l_r} (l_m \mathbf{i}_s - \Psi_r) + j \omega_m \Psi_r,$$

- równania strumieniowo-prądowe:

$$(3) \quad \Psi_s = l_s \mathbf{i}_s + l_m \mathbf{i}_r,$$

$$(4) \quad \Psi_r = l_r \mathbf{i}_r + l_m \mathbf{i}_s,$$

- równanie ruchu:

$$(5) \quad T_M \frac{d}{dt} \omega_m = t_{em} - t_L,$$

- moment elektromagnetyczny:

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

gdzie: T_M – mechaniczna stała czasowa, T_N – stała czasowa w otrzymanej [p.u.], $T_N = 1/(2\pi f_{sN})$.

Zmienne stanu: \mathbf{u}_s – wektor napięcia stojana, $\mathbf{i}_{s/r}$ – wektor prądu stojana/wirnika, $\Psi_{s/r}$ – wektor strumienia stojana/wirnika, ω_m – prędkość kątowa, $t_{em/L}$ – moment elektromagnetyczny/obciążenia. Parametry SI: $r_{s/r}$ – rezystancja stojana/wirnika, $l_{s/r/m}$ – indukcyjność stojana/wirnika/główna, przy czym: $l_{s/r} = l_{\alpha s/r} + l_m$.

Estymacja prądu stojana

Do estymacji prądu stojana wykorzystano algorytm VCS [13]. Zgodnie z jego założeniem równania, wyrażające dynamikę zmian prądu stojana w stacjonarnym układzie współrzędnych $(\alpha\beta)$ są następujące:

$$(7) \quad T_N \frac{d}{dt} i_{s\alpha}^e = \frac{1}{l_s \sigma} \left(u_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}^e - T_N \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha} \right),$$

$$(8) \quad T_N \frac{d}{dt} i_{s\beta}^e = \frac{1}{l_s \sigma} \left(u_{s\beta} - r_s i_{s\beta}^e - T_N \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta} \right).$$

Do realizacji powyższych równań (7), (8), niezbędna jest informacja o aktualnej wartości strumienia wirnika oraz napięcia stojana. Pierwszą zmienną stanu estymować można z tzw. modelu prądowego strumienia wirnika:

$$(9) \quad T_N \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha}^i = \frac{r_r}{l_r} (l_m i_{s\alpha}^e - \Psi_{r\alpha}^i) - \omega_m \Psi_{r\beta}^i,$$

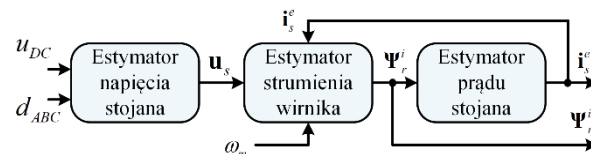
$$(10) \quad T_N \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta}^i = \frac{r_r}{l_r} (l_m i_{s\beta}^e - \Psi_{r\beta}^i) + \omega_m \Psi_{r\alpha}^i,$$

natomiast napięcie stojana na podstawie napięcia stałego u_{DC} oraz aktualnych wartości wypełnień d_A , d_B , d_C :

$$(11) \quad u_{s\alpha} = \frac{1}{3} (2d_A - d_B - d_C) u_{DC},$$

$$(12) \quad u_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} (d_B - d_C) u_{DC}.$$

W przypadku realizacji sterowania bez pomiaru prądów fazowych niezbędny jest pomiar prędkości kątowej, co nie jest przeszkodą w układach o podwyższonym stopniu bezpieczeństwa, takich jak FTC. Rysunek 1 przedstawia schemat algorytmu VCS.



Rys.1. Schemat algorytmu VCS

Kompensacja czasu martwego FN

Czas martwy T_D chroni przed zwarciami tranzystorów IGBT w przemienniku częstotliwości. Jest on zatem niezbędny, aby zapewnić bezpieczną pracę. Wartość ta jednak ma wpływ na jakość pracy układu napędowego w zakresie bardzo małych prędkości kątowych, ponieważ przy niskim wskaźniku modulacji, czas ten stanowi istotną część całkowitego czasu trwania wektorów aktywnych. Z uwagi na

Niniejsza praca wspierana była przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu o numerze 2021/41/B/ST/7/02971.

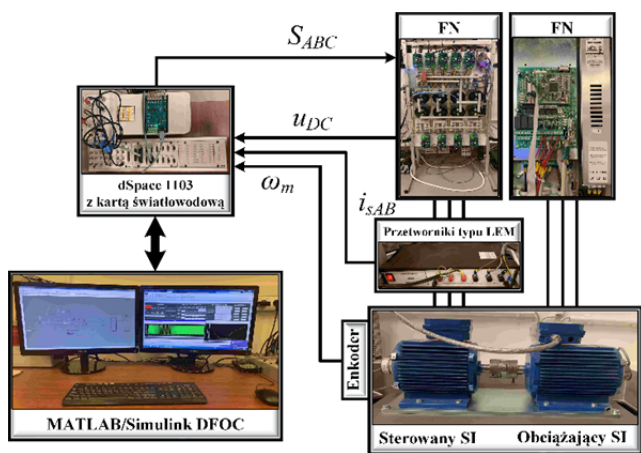
to, jego wpływ powinien być kompensowany, w szczególności w zakresie pracy SI przy prędkościach bliskich zero. W niniejszej pracy wykorzystano metodę kompensacji czasu martwego FN przedstawioną w [18]. Zgodnie z założeniem, wypełnienia będące wejściami PWM są odpowiednio korygowane. Niezbędna do tego jest informacja, które tranzystory są aktualnie aktywne. Do określenia tego stanu wykorzystuje się funkcję znaku prądu w danej fazie. Ponadto, aby zniwelować wpływ przejścia prądu przez punkt zero, a tym samym skokową zmianę wypełnień, dla wartości niższych, niż ustalone i_{level} (w pracy przyjęto 0,05 p.u.) wprowadza się modyfikację, zapewniającą płynną zmianę wartości wypełnień [18]. Wówczas, funkcja opisująca wartości wypełnień z kompensacją czasu martwego przyjmuje postać:

$$(13) \quad d_p^{TD} = \begin{cases} d_p + \frac{T_D}{T_s} \text{sign}(i_{sp}) & \text{for } |i_{sp}| \geq i_{level} \\ d_p + \frac{i_{sp}}{i_{level}} \frac{T_D}{T_s} & \text{for } |i_{sp}| < i_{level} \end{cases},$$

gdzie $p \in \{A, B, C\}$ oraz T_s – okres próbkowania.

Analiza jakości estymacji prądu stojana

Badania dotyczące jakości estymacji prądu stojana, dla różnych wartości czasu martwego oraz w przypadku jego kompensacji przeprowadzono eksperymentalnie w strukturze DFOC, na stanowisku widocznym na rysunku 2. Badany silnik o mocy 1,1 kW był zasilany z FN, a silnik o mocy 1,5 kW stanowił obciążenie napędu. Do pomiaru prądów wykorzystano przetworniki typu LEM, natomiast do pomiaru prędkości – enkoder o 5000 impulsów na obrót. Parametry sterowanego SI przedstawiono w tabeli 1.

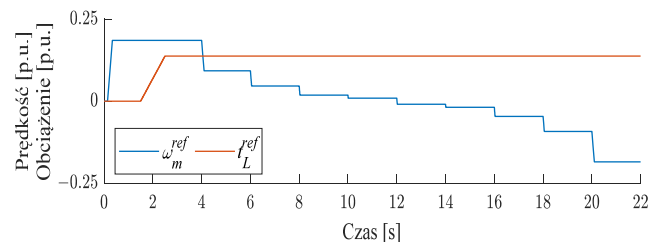


Rys.2. Stanowisko eksperymentalne

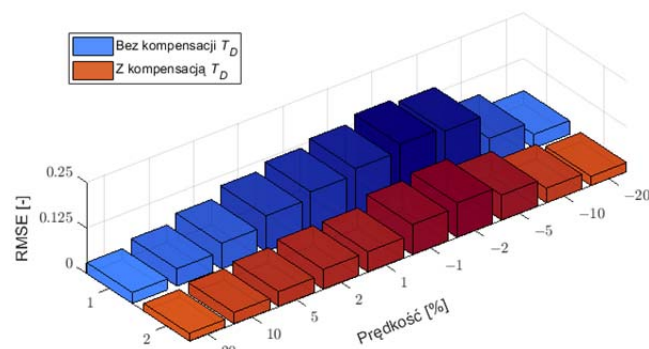
Tabela 1. Parametry znamionowe SI

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 Ω	0,0540
Rezystancja stojana, R_s	5,114 Ω	0,0556
Indukcyjność rozproszenia wirnika, $L_{\sigma r}$	31,6 mH	0,1079
Indukcyjność rozproszenia stojana, $L_{\sigma s}$	31,6 mH	0,1079
Indukcyjność główna, L_m	541,7 mH	1,8498
Znamionowy strumień wirnika, Ψ_{rN}	0,7441 Wb	0,7187
Znamionowy strumień stojana, Ψ_{sN}	0,8235 Wb	0,7954
Mechaniczna stała czasowa, T_M	0,25 s	-

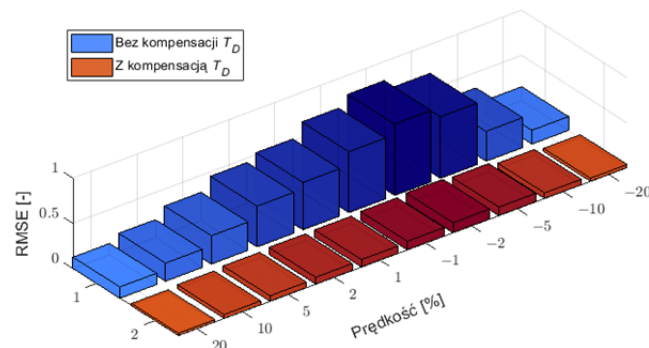
W badaniach uwzględniono trzy wartości czasu martwego: 1 μ s, 3 μ s, 5 μ s. Ponieważ największy wpływ ma on w zakresie małych prędkości kątowych, w badaniach uwzględniono prędkości z przedziału $\omega_m^{ref} \in \{\pm 0,2; \pm 0,1; \pm 0,05; \pm 0,02; \pm 0,01\} \omega_{mN}$. Moment obciążenia był stały i wynosił $t_l^{ref} = 0,2 t_{lN}$. Przebiegi referencyjnych wartości prędkości oraz momentu przedstawiono na rysunku 3.



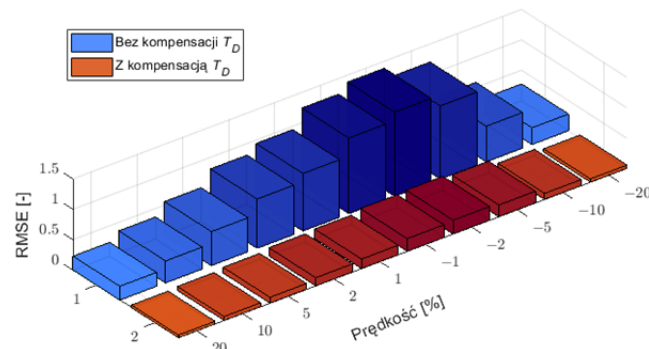
Rys.3. Referencyjne wartości prędkości oraz momentu obciążenia a)



b)



c)



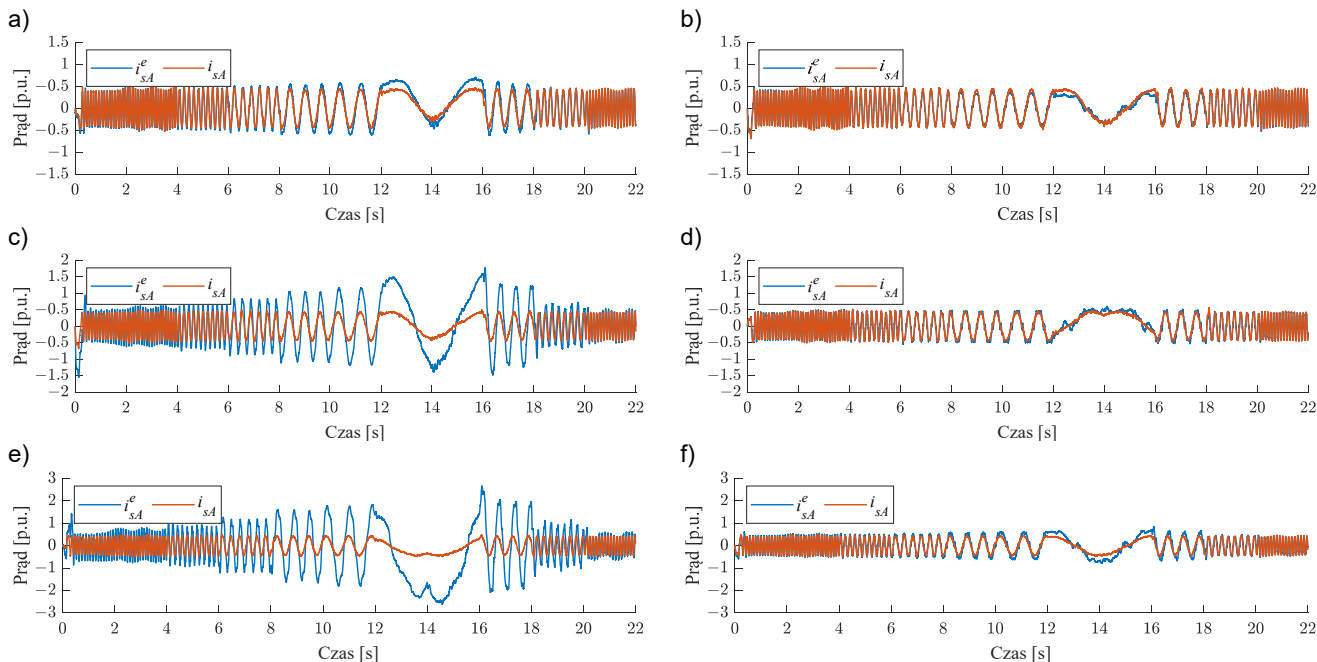
Rys.4. Jakość estymacji prądu dla różnych prędkości kątowych, bez (1) oraz z kompensacją (2) czasu martwego, wynoszącego: 1 μ s (a), 3 μ s (b), 5 μ s (c)

Do analizy jakości estymacji prądu stojana w przypadku wystąpienia czasu martwego oraz w przypadku jego kompensacji wykorzystano błąd średniokwadratowy (ang. *Root Mean Square Error*, RMSE) obliczany dla obu składowych prądów w układzie stacjonarnym (α - β), w stanie ustalonym, w przedziale jednej sekundy, a następnie wyznaczano średnią z tych wartości:

$$(14) \quad \Delta i_{sp} = \sqrt{\frac{\sum_{k=t_1/T_s}^{t_2/T_s} (i_{sp}(k) - i_{sp}^e(k))^2}{(t_2 - t_1) / T_s + 1}},$$

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

$$(15) \quad \Delta i_s = \frac{\Delta i_{s\alpha} + \Delta i_{s\beta}}{2}.$$



Rys.5. Przebieg estymowanego i mierzonego prądu w fazie A dla $T_D = 1 \mu\text{s}$ (a,b), $3 \mu\text{s}$ (c,d), $5 \mu\text{s}$ (e,f), bez kompensacji (a,c,e), z kompensacją (b,d,f) czasu martwego

Uzyskane wyniki dla różnych wartości czasu martwego oraz prędkości referencyjnych przedstawiono na rysunku 4.

Jak wynika z wartości przedstawionych na tych wykresach, jakość estymacji prądu stojana w istotnym stopniu zależy od wartości czasu martwego. Dla jego wartości wynoszącej $1 \mu\text{s}$ można zauważyć nawet dwukrotne zwiększenie błędu estymacji, natomiast przy $3 \mu\text{s}$ czy $5 \mu\text{s}$ nawet siedmiokrotne. Przebiegi prądu estymowanego oraz mierzonego w przykładowej fazie A zostały przedstawione na rysunku 5.

Analiza wykresów prądu stojana, przedstawionych na rysunku 5, pokazuje, jak istotny wpływ na jakość estymacji prądu stojana ma czas martwy FN. Istotną różnicę w zakresie bardzo małych wartości prędkości kątowych zauważyć można nawet w przypadku, gdy czas martwy wynosi $1 \mu\text{s}$ (Rys. 5a). W przypadku, gdy jego wartość wynosi $3 \mu\text{s}$ (Rys. 5b) lub $5 \mu\text{s}$ (Rys. 5c) zauważyć można bardzo duży błąd estymacji, co jest niedopuszczalne w układach napędowych tolerujących uszkodzenia czujników prądu. Zastosowanie kompensacji czasu martwego ma istotny wpływ na jakość estymacji prądu stojana przez co zasadnym jest zalecanie stosowania takiego rozwiązania w tego typu układach.

Podsumowanie

Jak wynika z przeprowadzonych badań, jakość estymacji prądu stojana w przypadku uszkodzenia czujnika prądu w dużym stopniu zależy od wartości czasu martwego. Jego kompensacja istotnie zmniejsza błąd estymacji prądu, w związku z czym zaleca się stosowanie tego rozwiązania w układach napędowych tolerujących uszkodzenia

czujników prądu, w których stosuje się estymatory prądu stojana w celu kompensacji uszkodzenia i zapewnienia dalszej niezakłóconej pracy struktury sterowania DFOC.

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] Fan S., Zou J., Sensor Fault detection and fault tolerant control of induction motor drivers for electric vehicles, In *Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Vol. 2 (2012), 1306-1309.
- [2] 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.
- [3] Orłowska-Kowalska, T., Wolkiewicz, M., Pietrzak, P., Skowron, M., Ewert, P., Tarchala, G., Krzysztofiak M., Kowalski, C. T., Fault diagnosis and fault-tolerant control of PMSM drives—state of the art and future challenges, *IEEE Access*, Vol. 10 (2022), 59979-60024.
- [4] Gao, Z., Cecati, C., Ding, S. X., A survey of fault diagnosis and fault-tolerant techniques—Part I: Fault diagnosis with model-based and signal-based approaches, *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 62 (2015), no. 6, 3757-3767.
- [5] Gao, Z., Cecati, C., Ding, S. X., A Survey of Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Techniques Part II: Fault Diagnosis with Knowledge-Based and Hybrid/Active Approaches, *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 62 (2015), no. 6, 3768-3774.
- [6] Orłowska-Kowalska, T., Kowalski, C. 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*. Springer, Cham (2017), 101-120.
- [7] Jankowska, K., Dybkowski, M., Design and Analysis of Current Sensor Fault Detection Mechanisms for PMSM Drives Based on Neural Networks, *Designs*, Vol. 6 (2022) no. 1, 18.
- [8] Santosh Kumar, M., Borghate, V. B., Karasani, R. R., Sabyasachi, S., Suryawanshi, H. M., A fault-tolerant modular multilevel inverter topology, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 46 (2018), no. 5, 1028-1043.
- [9] Muenchhof, M., Beck, M., Isermann, R., Fault-tolerant actuators and drives—Structures, fault detection principles and applications, *Annual reviews in control*, Vol. 33 (2009), no. 2, 136-148.
- [10] Salmasi, F. R., A self-healing induction motor drive with model free sensor tampering and sensor fault detection, isolation, and compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64 (2017), no. 8, 6105-6115.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] Adamczyk, M., Orłowska-Kowalska, T. (2021). Postfault Direct Field-Oriented Control of Induction Motor Drive Using Adaptive Virtual Current Sensor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 69 (2022). no. 4, 3418-3427.
- [15] 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.
- [16] Vas P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. New York: OXFORD UNIVERSITY PRESS, 1998.
- [17] Orłowska-Kowalska T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Wrocław: Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2003.
- [18] Zelechowski M., Promotor: Kazmierkowski M., *Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive*, Rozprawa Doktorska, Warszawa: Politechnika Warszawska, 2005.