

Predykcyjny algorytm sterowania przekształtnikiem zasilającym silnik synchroniczny z magnesami trwałymi

Streszczenie. W artykule przedstawiono sterowanie silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi typu FOC z predykcyjnym regulatorem prądu. Regulator bazuje na kryterium minimalizacji uchybu regulacji składowych prądu silnika, zapewnia wysoką dokładność w stanach statycznych, małe tętnienia momentu, stałą częstotliwość przełączeń, przy dynamice kształtowania momentu porównywalne z najszybszymi metodami nieliniowymi. Zaprezentowano założenia nowej metody oraz wyniki badań laboratoryjnych, potwierdzające poprawność przeprowadzonej analizy.

Abstract. In this article a new Field Oriented Control method of PMSM with predictive current controller is presented. The method is based on current error vector minimization criteria. The proposed method (called FOC-P) ensure the high performance in static states, reduction of the torque ripples, and constant switching frequency without deterioration of the dynamic properties of non linear methods. The correctness of the analysis and main assumptions as well as the expected final results have been verified in laboratory investigation. (A new predictive control for a DC/AC converter-fed Permanent Magnet Synchronous Machine).

Słowa kluczowe: sterowanie predykcyjne, predykcyjny regulator prądu, silnik typu PMSM.

Keywords: predictive control, predictive current controller, PMSM.

doi:10.12915/pe.2014.06.09

Wstęp

Silniki synchroniczne z magnesami trwałymi znajdują w ostatnich latach coraz większe zastosowanie w środowisku przemysłowym. Opracowanie nowych technologii produkcji magnesów trwałych sprawiło, że silniki typu PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) przewyższają pod względem swoich właściwości maszyny prądu stałego czy silniki indukcyjne. Aby jednak w pełni wykorzystać możliwości silników PMSM niezbędne jest odpowiednie sterowanie zapewniające wysoką dynamikę kształtowania momentu oraz stosunkowo niskie tętnienia momentu w ustalonym stanie pracy. Pierwszy warunek spełnia sterowanie z bezpośrednią regulacją momentu i strumienia DTC [1], drugi klasyczne sterowanie połowo zorientowane FOC z liniowymi regulatorami prądu [2].

Ostatnimi laty powstało bardzo wiele prac, w których autorzy podejmowali mniej lub bardziej udane próby stworzenia metod sterowania łączących w sobie zalety metod nieliniowych (wysokiej dynamiki kształtowania momentu) oraz liniowych (niewielkie tętnienia momentu w stanie ustalonym).

Algorytm DTC stanowi, z uwagi na świetne właściwości dynamiczne, dobrą bazę wyjściową do dalszych badań. Od czasu jego opracowania powstało wiele modyfikacji klasycznej metody zaproponowanej przez Takahashi i Noguchi [16]-[17]. Część z nich koncentrowało się na modyfikacjach tablicy przełączeń [3]-[4].

Zasadniczym problemem wszystkich klasycznych metod nieliniowych jest niewielka liczba dostępnych wektorów napięcia. Tradycyjny 2-poziomowy przekształtnik zapewnia jedynie 6 wektorów aktywnych i dwie kombinacje wektora zerowego. Rozwiązaniem problemu może być zastosowanie dyskretnej modulacji wektorowej, jak zaproponowano w pracach [5]-[7] i [14]. Użycie w czasie próbkowania kombinacji sąsiednich wektorów aktywnych i zerowego pozwala zwiększyć liczbę dostępnych wektorów i opracować nowe bardziej efektywne tablice przełączeń. Innym wyjściem może być zastosowanie przekształtnika 3-poziomowego [8]-[9].

Poszukując sposobu redukcji tętnień momentu elektromagnetycznego opracowano metody, w których, w miejsce komparatorów i tablicy przełączeń, zastosowano liniowe regulatory momentu i strumienia oraz modulator SVM (grupa metod DTC-SVM) [10]. Metody liniowe, jakkolwiek polepszają jakość kształtowania momentu w

stanie ustalonym, nie mogą konkurować z klasycznym DTC w stanach przejściowych [11].

Bardzo ważną grupę metod sterowania, szczególnie ostatnimi laty rozwijaną, stanowią algorytmy predykcyjne. Z reguły metody te oparte są na modelu obiektu (tzw. Model Predictive Control) [18]-[20]. Na bazie modelu obliczane są przewidywane wartości sterowanych wielkości (momentu, strumienia, prądu) w kolejnych krokach próbkowania i następuje wybór sterowania zapewniającego minimalizację określonego wcześniej współczynnika jakości.

W pracach [12]-[13] i [15] zaproponowano metodę DTC, w której, w pojedynczym czasie próbkowania, zastosowano modulację pomiędzy wektorem aktywnym wybranym z tablicy a wektorem zerowym. Bazując na równaniach predykcyjnych momentu autorzy pokazują sposób wyliczenia czasów załączenia obu wektorów.

Oprócz rozmaitych wariantów algorytmów bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem rozwijane są też metody FOC bazujące na predykcji prądu [21]-[22],[26]. Choć obie strategie sterowania nieco się od siebie różnią, mają ten sam cel – zapewnienie efektywnego sterowania momentem i strumieniem silnika z możliwie najlepszą dokładnością i dynamiką.

W niniejszej pracy przedstawiono nieliniowy algorytm FOC-P z predykcyjnym regulatorem prądu. Bazując na równaniach określających pochodne wektora prądu stojana [23] oraz, analogicznie jak w DTC, informacji o sektorze, w którym aktualnie znajduje się wektor strumienia algorytm dokonuje wyboru wektorów napięć oraz oblicza ich czasy załączeń tak, aby zapewnić minimalizację wektora uchybu prądu silnika. Ponieważ zawsze wybierane są (w zależności od sektora) dwa sąsiednie wektory aktywne i zerowy FOC-P w stanie ustalonym zachowuje się jak metody bazujące na modulatorze PWM/SVM, pracując ze stałą częstotliwością przełączeń. W przypadku wystąpienia stanu dynamicznego wybierana jest konfiguracja łączników przekształtnika zapewniająca najszybszą kompensację uchybu prądu. Jeśli zachodzi potrzeba najkorzystniejszy wektor napięcia załączany jest przez cały okres próbkowania, a więc jak w klasycznym sterowaniu nieliniowym.

Aby zobrazować właściwości proponowanego sterowania przeprowadzono laboratoryjne badania porównawcze ze sterowaniem DTC oraz FOC z regulatorami nieliniowymi typu Δ (Δ -modulacją).

Model silnika synchronicznego z magnesami trwałymi

Silnik PMSM można opisać równaniami w wirującym układzie odniesienia dq zorientowanym na strumień od magnesów trwałych [24]:

$$(1) \quad U_s = R I_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j p_b \omega_0 \Psi_s$$

$$(2) \quad \Psi_s = L_s I_s + \Psi_{PM}$$

$$(3) \quad M = \frac{3}{2} p_b \text{Im}(\Psi_s^* \cdot I_s)$$

Podstawiając (2) do (1) otrzymuje się równanie określające wektor pochodnej wektora prądu stojana silnika:

$$(4) \quad L_s \frac{dI_s}{dt} = -(R_s I_s + j p_b \omega_0 \Psi_s) + U_s$$

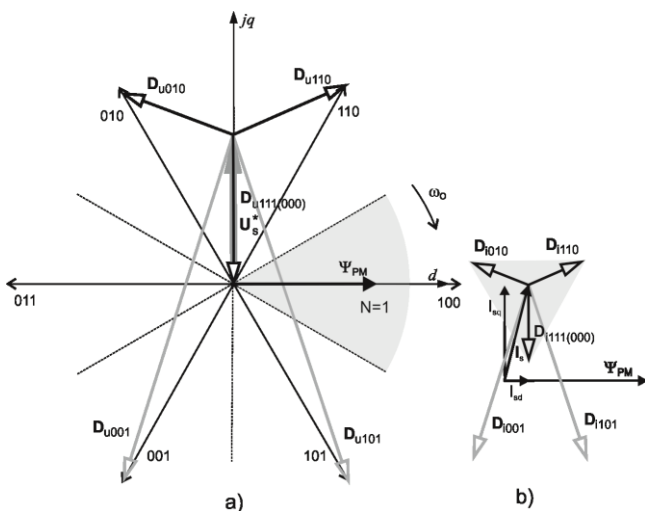
$$(5) \quad \mathbf{D}_{u_{xxx}} = L_s \mathbf{D}_{i_{xxx}} = L_s \frac{dI_s}{dt} = -\mathbf{U}^* + \mathbf{U}_s$$

gdzie: R_s, L_s – rezystancja i indukcyjność stojana, p_b – liczba par biegunów, ω_0 – prędkość synchroniczna. Wektor \mathbf{U}^* określa wektor napięcia zadanego. Wektor \mathbf{U}_s reprezentuje wektory napięć przekształtnika 2-poziomowego i dany jest jako:

$$(6) \quad U_s = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j((n-1)\frac{\pi}{3} - \omega_0 t)} \\ "0" \end{cases}$$

gdzie: n – numer wektora, U_d – napięcie w obwodzie DC.

Opierając się na równaniu (5) można wyznaczyć przewidywaną wartość prądu w następnym kroku próbkowania oraz określić w jaki sposób wybór danego wektora napięcia przekształtnika (danej konfiguracji łączników) wpływa na uchyb regulacji prądu. Na rysunku 1 przedstawiono zależność 5 w postaci graficznej.



Rys.1. Ilustracja wpływu położenia wektorów napięcia przekształtnika na kierunek i zwrot odpowiednich wektorów pochodnych prądu stojana w sektorze $N=1$

Przewidywanie wektora uchybu prądu stojana

Zespolony wektor uchybu prądu stojana dany jest wzorem:

$$(7) \quad \varepsilon_{i(n)} = I_s^* - I_{s(n)} = \varepsilon_{id} + j \varepsilon_{iq}$$

Przyjmując założenie, że w krótkim czasie T_p (w pojedynczym kroku próbkowania) wektor prądu zadanego

nie ulega zmianie, wektor uchybu po czasie T_p dany jest poniższą zależnością:

$$(8) \quad \varepsilon_{i(n+1)} = I_s^* - I_{s(n+1)}$$

gdzie: I_s^* – zadany wektor prądu stojana, $I_{s(n+1)}$ – przewidywany wektor prądu stojana określony przy pomocy (5) jako [21],[25]:

$$(9) \quad I_{s(n+1)} = I_{s(n)} + T_p \mathbf{D}_{i_{xxx}}$$

Podstawiając (9) do (8) przewidywane położenie wektora uchybu momentu i strumienia w kolejnym kroku próbkowania można zapisać jako:

$$(10) \quad \varepsilon_{i(n+1)} = I_s^* - (I_{s(n)} + T_p \mathbf{D}_{i_{xxx}}) = \varepsilon_{i(n)} - T_p \mathbf{D}_{i_{xxx}}$$

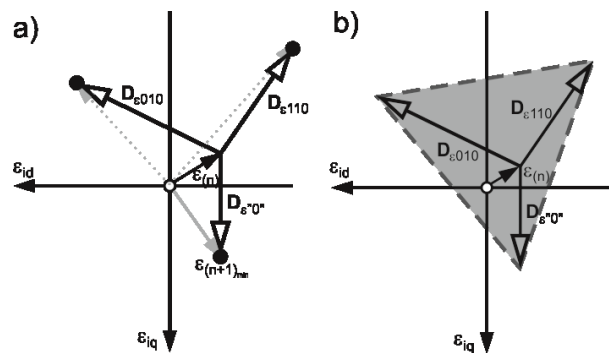
Na bazie (10) można powiedzieć, że wektor uchybu prądu przemieszcza się w kierunku przeciwnym do wektora pochodnej prądu stojana. Dla wygodny dalszej analizy wprowadzono wektor zmian wektora uchybu $\mathbf{D}_{\varepsilon_{xxx}}$:

$$(11) \quad \mathbf{D}_{\varepsilon_{xxx}} = -\mathbf{D}_{i_{xxx}}$$

Ostatecznie, po uwzględnieniu (11), przewidywany wektor uchybu można opisać:

$$(12) \quad \varepsilon_{i(n+1)} = \varepsilon_{i(n)} + T_p \mathbf{D}_{\varepsilon_{xxx}}$$

Wektor $\mathbf{D}_{\varepsilon_{xxx}}$ jest funkcją zależną od konfiguracji łączników falownika. Najprostszą formą predykcyjnej regulacji prądu byłoby obliczenie (12) dla wszystkich 7 dostępnych wektorów i wybór konfiguracji łączników dającej najmniejszą wartość współczynnika jakości (kosztu), którym może być np. moduł wektora uchybu. Taki algorytm poprawia nieco sytuację w stosunku do metod DTC czy regulacji typu Δ . Nadal pozostaje jednak ograniczenie w postaci tylko 7 dostępnych wektorów napięcia.



Rys.2. Możliwości minimalizacji wektora uchybu prądu stojana w sektorze $N=1$.

Na rysunku 2a graficznie przedstawiono predykcję wektora uchybu w oparciu o równanie (12). W przypadku klasycznego sterowania wektor uchybu skierować można do punktów oznaczonych czarnymi kropkami. Analizując przedstawioną sytuację, najkorzystniejsze byłoby wybranie wektora zerowego.

Gdyby jednak rozważyć użycie więcej niż jednego wektora napięcia w czasie T_p możliwości minimalizacji wektora uchybu prądu znacznie się zwiększają. Przyjęto założenie, że w stanie ustalonym wyboru dokonuje się spośród wektorów generujących najkrótsze pochodne prądu, dwóch aktywnych leżących w sąsiedztwie wektora napięcia zadanego \mathbf{U}^* oraz zerowego, analogicznie jak w klasycznym sterowaniu opartym na SVM. Możliwości minimalizacji wektora uchybu przy zastosowaniu modulacji

wektorowej przedstawia rysunek 2b. Zastosowanie pary wektorów napięcia o odpowiednio obliczonych czasach załączenia pozwoli sprowadzić wektor uchybu już nie tylko do punktów będących wierzchołkami trójkąta równobocznego, ale również do dowolnego punktu leżącego na boku trójkąta. Zastosowanie wszystkich trzech wektorów napięcia rozszerza ten zakres do wnętrza trójkąta. W punkcie następnym rozważono tą ostatnią sytuację.

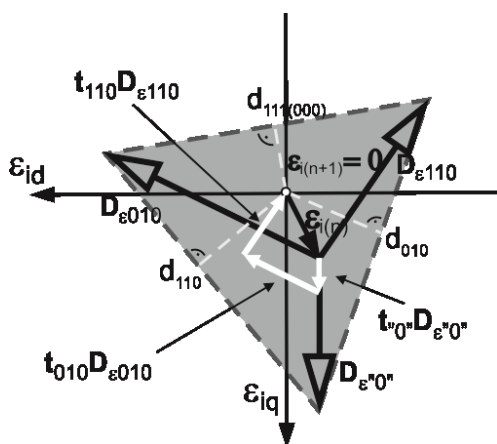
Predykcyjne sterowanie FOC-P

Niech dana będzie sytuacja z rysunku 2b. Ponieważ początek układu współrzędnych leży wewnątrz trójkąta możliwe jest całkowite skompensowanie uchybu regulacji prądu. Można zatem zapisać:

$$(13) \quad \varepsilon_{i(n+1)} = \varepsilon_{i(n)} + t_{110} \mathbf{D}_{\varepsilon 110} + t_{010} \mathbf{D}_{\varepsilon 010} + t_{v'0''} \mathbf{D}_{\varepsilon v'0''} = 0$$

gdzie: t_{110} , t_{010} , $t_{v'0''}$ – czasy załączeń poszczególnych wektorów napięcia. Ich suma daje czas T_p

Równanie 13 zobrazowano graficznie na rysunku 3.



Rys.3. Idea działania predykcyjnego regulatora prądu

Wektory oznaczone kolorem białym pokazują wpływ poszczególnych wektorów napięcia na wektor uchybu prądu. Jak pokazano na rysunku, istnieją takie wartości czasów t_{110} , t_{010} i $t_{v'0''}$, które spełniają równanie (13) zapewniając kompensację uchybu prądu.

Poszukiwane wartości czasów załączenia poszczególnych konfiguracji łączników falownika zdefiniowano następująco:

$$(15) \quad t_{110} = a_{110} \cdot T_p, \quad t_{010} = a_{010} \cdot T_p, \quad t_{v'0''} = a_{v'0''} \cdot T_p$$

gdzie a_{xxx} – względne czasy załączeń wektorów napięć przekształtnika.

Analizując rysunek 3 można teoretycznie dowiedzieć, że czasy załączeń poszczególnych wektorów napięć przekształtnika są proporcjonalne do odpowiednich odcinków d_{xxx} . Odcinki te stanowią odległości początku układu współrzędnych od boków trójkąta równobocznego. Mogą zostać w prosty sposób wyznaczone przy wykorzystaniu równania (12), które określa wierzchołki trójkąta równobocznego rozpiętego na wektorach zmian wektora uchybu $\mathbf{D}_{\varepsilon xxx}$. Znajomość koordynatów wierzchołków umożliwia wyznaczenie równań prostych zawierających boki trójkąta, a na ich podstawie długości d_{xxx} . Znając te ostatnie poszukiwane współczynniki a_{xxx} można wyznaczyć z poniższych zależności:

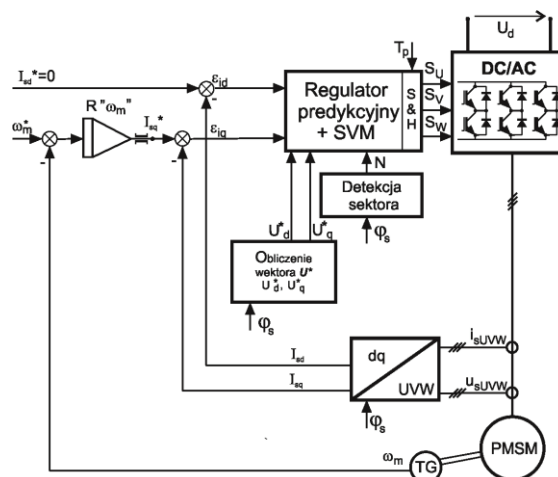
$$(16) \quad a_{110} = \frac{d_{110}}{h}, \quad a_{010} = \frac{d_{010}}{h}, \quad a_{v'0''} = \frac{d_{v'0''}}{h}$$

gdzie h jest wysokością trójkąta równobocznego i jej wartość zdefiniowana jest jako:

$$(17) \quad h = \frac{\sqrt{3}U_d}{3L_s}$$

Czasy t_{110} , t_{010} , $t_{v'0''}$ można wyznaczyć na podstawie (15). Obliczone wartości podaje się na modulator SVM, który odtwarza zadany wektor napięcia.

Sterowanie przekształtnikiem DC/AC według zaproponowanego algorytmu zapewnia minimalizację wektora uchybu, co jest tożsame ze zmniejszeniem tętnień momentu elektromagnetycznego silnika PMSM. Schemat funkcjonalny sterowania FOC-P przedstawia rysunek 4.



Rys.4. Schemat funkcjonalny układu napędowego z silnikiem typu PMSM o FOC-P z predykcyjnym regulatorem prądu.

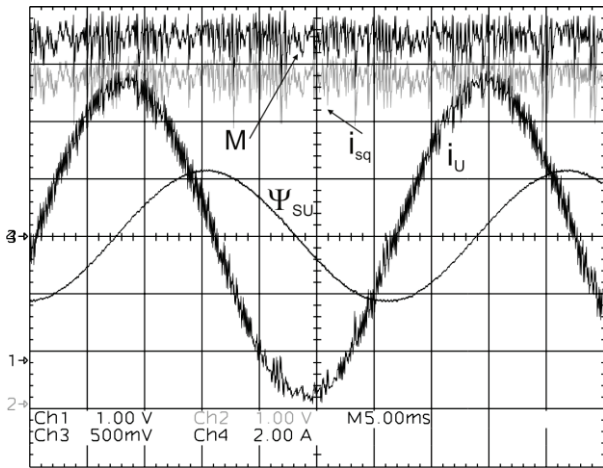
Przyjęto najposzechniejszą wersję sterowania silnikiem synchronicznym z zerowym prądem zadany w osi d. Regulator predykcyjny wykorzystuje informację o składowych uchybu, numerze sektora, w którym znajduje się strumień magnesów trwałych (analogicznie jak w DTC). Współrzędne wektora zadanego \mathbf{U}^* można obliczyć z (4) na bazie parametrów maszyny bądź wykorzystując zadane sygnały modulatora SVM.

Algorytm oblicza współrzędne przewidywanego wektora uchybu $\varepsilon_{i(n+1)}$ dla trzech wektorów napięcia (12). Następnie weryfikuje czy początek układu współrzędnych z rysunku 3 znajduje się wewnątrz trójkąta równobocznego rozpiętego na wektorach $\mathbf{D}_{\varepsilon xxx}$. Jeśli warunek nie jest spełniony należy wykorzystać strategię sterowania dla stanu dynamicznego. Algorytm wybiera wtedy parę wektorów (a skrajnych przypadkach jeden wektor użyty przez cały okres T_p) zapewniającą minimalizację uchybu prądu. Szczegóły zostały opisane szerzej w pracy autora [27], z uwagi na ograniczenie objętościowe artykułu, nie zostały przytoczone w niniejszym tekście. W następnym punkcie przedstawiono wyniki badań obrazujące właściwości opisanej metody.

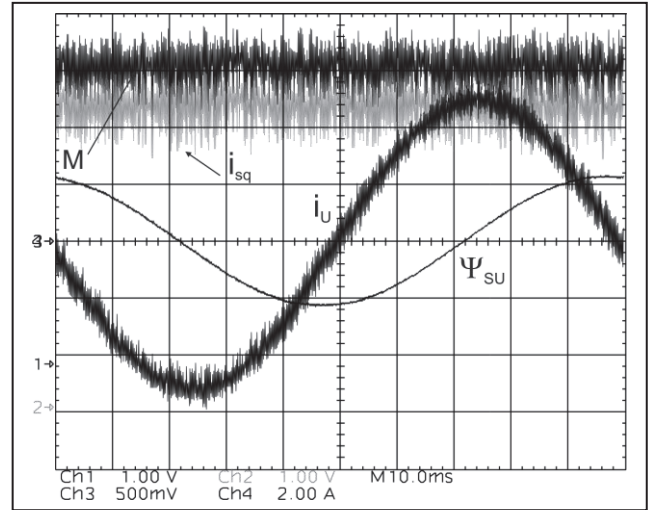
Badania laboratoryjne

Proponowany algorytm sterowania z predykcyjnym regulatorem prądu został przebadany na drodze eksperymentalnej.

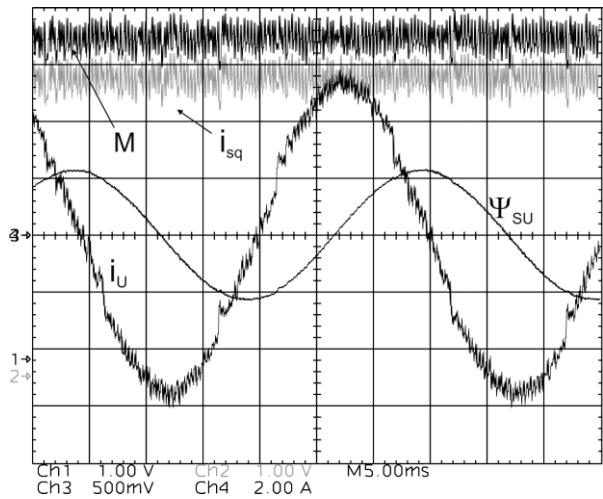
Badania przeprowadzono na stanowisku laboratoryjnym z przekształtnikiem DC/AC zasilającym silniki synchroniczny z magnesami trwałymi (PMSM) o następujących parametrach: $M_n=36$ Nm, $n_n=750$ obr/min, $U_{DC}=350$ V, $R_s=1,35\Omega$, $L_s=0,01327$ H, $\Psi_{PM}=0,56$ Wb. Proponowane sterowanie zostało porównane z dwiema innymi, dobrze znanymi metodami – klasycznym DTC oraz sterowaniem FOC z nieliniowymi regulatorami Δ - czyli tzw. Δ -modulacją. Metody te wybrano jako punkt odniesienia, z uwagi na najszybszą dynamikę kształtowania prądu (momentu) w stanach przejściowych



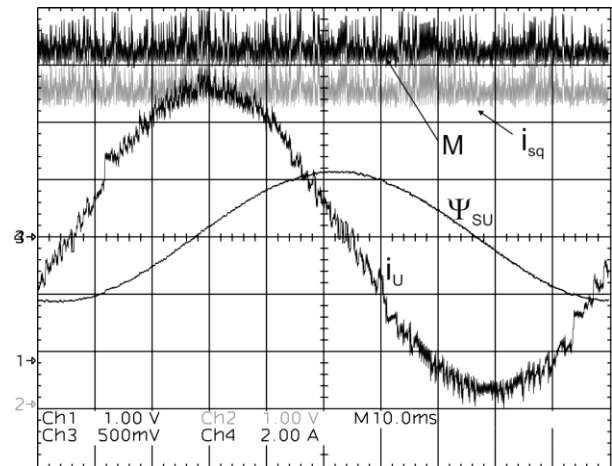
Rys.5. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1 A/dz.) przy sterowaniu Δ -mod ($\omega=50\text{rad/s}$).



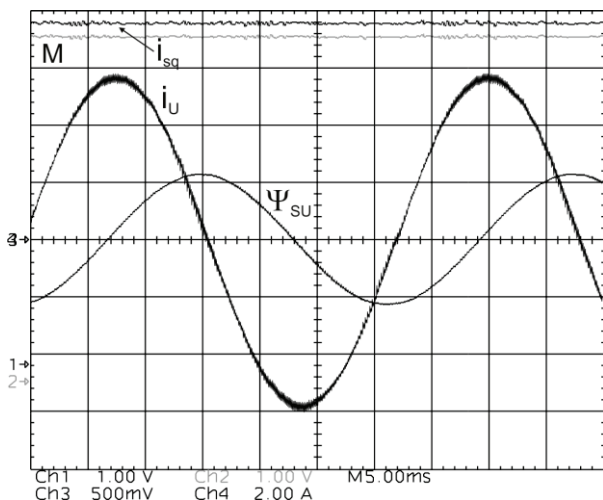
Rys.8. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1 A/dz.) przy sterowaniu Δ -mod ($\omega=15\text{ rad/s}$).



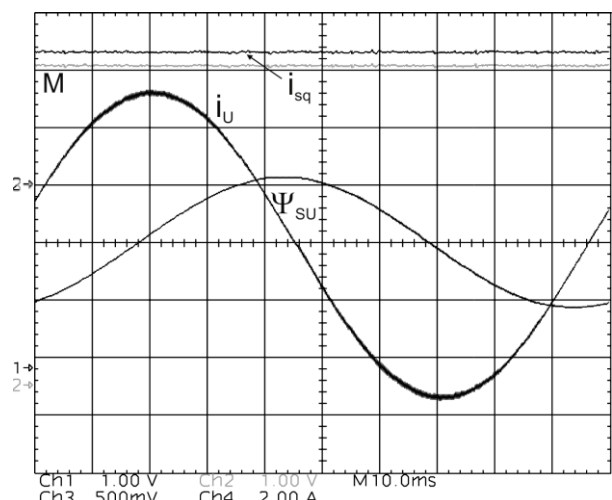
Rys.6. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1 A/dz.) przy sterowaniu DTC ($\omega=50\text{rad/s}$).



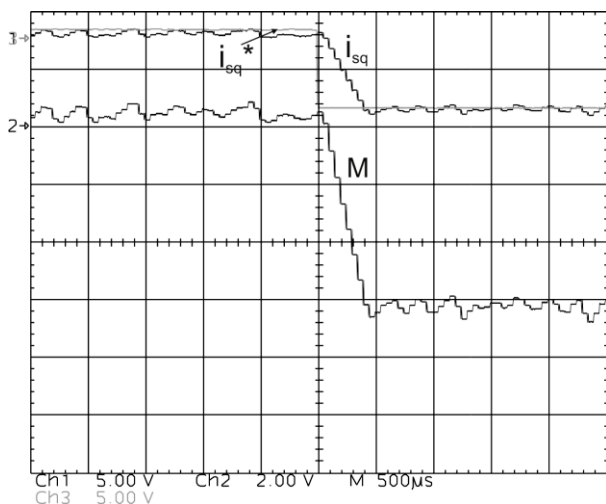
Rys.9. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1 A/dz.) przy sterowaniu DTC ($\omega=15\text{ rad/s}$).



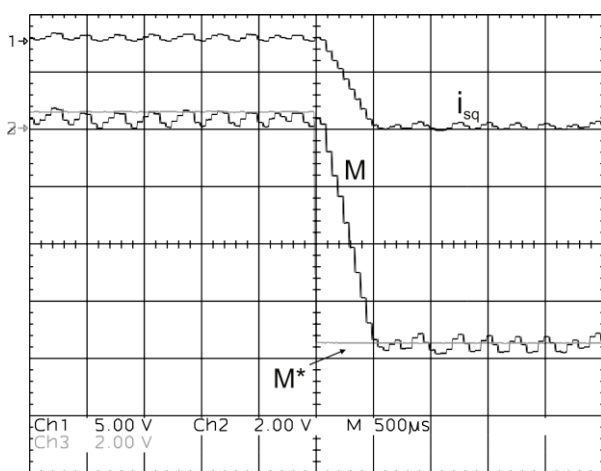
Rys.7. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1 A/dz.) przy sterowaniu predykcyjnym FOC-P ($\omega=50\text{rad/s}$).



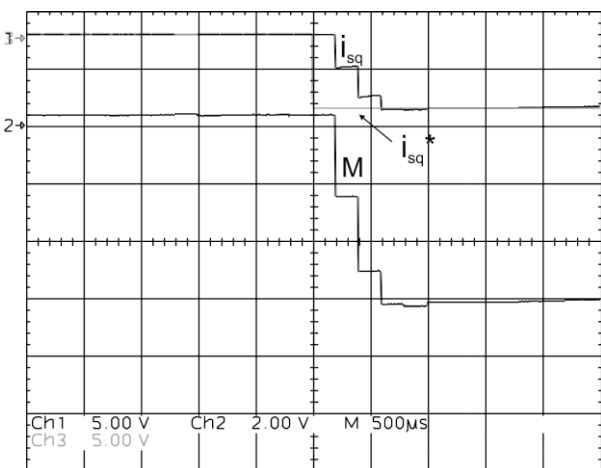
Rys.10. Przebiegi czasowe prądu stojana i_U (Ch4 – 2A/dz.), strumienia stojana Ψ_U (Ch3 – 0,5 Wb/dz.), momentu M (Ch1 – 3,33 Nm/dz.) oraz składowej prądu i_{sq} (Ch2 – 1 A/dz.) przy sterowaniu predykcyjnym FOC-P ($\omega=15\text{ rad/s}$).



Rys.11. Przebiegi czasowe zadanej i rzeczywistej składowej i_{sq} prądu stojana (2A/dz.) oraz momentu M (Ch1 – 6,67 Nm/dz.) w stanie dynamicznym (nawrót) przy sterowaniu Δ -mod.



Rys.12. Przebiegi czasowe składowej i_{sq} prądu stojana (2A/dz.) oraz momentu zadane M^* i rzeczywistego M (6,67 Nm/dz.) w stanie dynamicznym (nawrót) przy sterowaniu DTC.



Rys.13. Przebiegi czasowe zadanej i rzeczywistej składowej i_{sq} prądu stojana (2A/dz.) oraz momentu M (6,67 Nm/dz.) w stanie dynamicznym (nawrót) przy sterowaniu predykcyjnym FOC-P.

Wszystkie algorytmy zostały zaimplementowane w mikroprocesorowym systemie sterowania, którego serce stanowi 32-bitowy zmiennoprzecinkowy procesor

sygnałowy z rodziny SHARC - ADSP-21262. Do pomiarów prądów i napięć wykorzystano przetworniki LEM, odpowiednio LA-55P i LV-25P. Przebiegi prądu fazowego silnika przedstawione na oscylogramach przedstawiają prąd rzeczywisty, zmierzony za pomocą sondy prądowej podłączonej do oscyloskopu. W celu zapewnienia zbliżonych warunków porównania czas próbkowania T_p dla sterowania DTC i Δ -mod ustalono na 50µs, dla sterowania FOC-P – 200µs.

Badania przeprowadzono dla ustalonego stanu pracy maszyny przy różnych prędkościach kątowych (50 i 15 rad/s), jak również wykonano próby dynamiczne, rejestrując przebiegi prądu i momentu w czasie nawrotu silnika z prędkości 50 rad/s na -50 rad/s.

Oscylogramy 5-10 pokazują, że najlepszą jakością regulacji prądu (momentu) zapewnia proponowane sterowanie predykcyjne FOC-P. Tętnienia prądu (a zatem i momentu) są dla tej metody zdecydowanie najmniejsze. W poniższej tabeli pokazano wartość współczynnika THD oraz THD₄₀ dla prądu fazowego silnika.

Tabela 1. Wartości współczynnika THD oraz THD₄₀ dla prądu silnika.

| | ω [rad/s] | THD [%] | THD ₄₀ [%] |
|---------------|------------------|---------|-----------------------|
| FOC-P | 50 rad/s | 2,4 | 0,9 |
| | 15 rad/s | 1,3 | 0,9 |
| Δ -mod | 50 rad/s | 8,1 | 3,0 |
| | 15 rad/s | 10,3 | 2,1 |
| DTC | 50 rad/s | 8,1 | 5,5 |
| | 15 rad/s | 7,9 | 4,2 |

Sterowanie FOC-P, choć z zasady nieliniowe, zapewnia jakość regulacji porównywalną do metod bazujących na klasycznych regulatorach prądu (FOC) czy momentu (DTC-SVM) typu PI oraz modulacji PWM/SVM. Podobnie jak one, zapewnia stałą średnią częstotliwość przełączeń tranzystorów przekształtnika. Pozbawione jest natomiast ograniczeń w stanach dynamicznych, wynikających z zastosowania regulatorów liniowych i zasady działania modulatora PWM/SVM, który nawet w stanach przejściowych wykorzystuje wektor zerowy ograniczając tym samym szybkość reakcji układu sterowania.

Oscylogramy 11-13 pokazują, że odpowiedź układu na skok wartości zadanej prądu jest dla metody FOC-P porównywalna z tą otrzymaną przy sterowaniu Δ -mod i DTC. Ponieważ są to jedne z najszybszych metod regulacji prądu/momentu silnika, pozwala to wysnuć wniosek, że zaproponowana metoda spełnia założenia postawione na początku artykułu, łącząc w sobie zalety metod liniowych (niewielkie tętnienia prądu, momentu, stałą częstotliwość przełączeń) oraz nieliniowych (możliwie najszybsza dynamika kształtowania prądu w stanach przejściowych).

Podsumowanie

W artykule zaprezentowano nową metodę sterowania silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi z predykcyjnym regulatorem prądu. Bazując na kryterium minimalizacji wektora uchybu prądu stojana algorytm dokonuje wyboru optymalnych wektorów napięcia, a następnie oblicza czasy załączeń tych wektorów, tak aby skompensować uchyb regulacji prądu. Zastosowanie opisanego regulatora predykcyjnego z modulacją wektorową zapewnia minimalizację tętnień prądu (momentu) silnika, możliwie niewielki współczynnik

zawartości wyższych harmonicznych (THD) oraz stałą częstotliwość przełączeń tranzystorów. Wspomniane wyżej zalety łączą się z bardzo dobrą dynamiką kształtowania prądu w stanach przejściowych. Poprawność działania metody FOC-P została zweryfikowana na drodze testów laboratoryjnych. Porównanie FOC-P do znanych metod DTC oraz Δ -mod jednoznacznie wypada na korzyść sterowania predykcyjnego.

Metody predykcyjne cieszą się bardzo dużym zainteresowaniem w środowisku naukowym i są nieustannie rozwijane i udoskonalane, o czym świadczy duża ilość dostępnych publikacji. Niniejszy artykuł stanowi drobny wkład do tej stosunkowo młodej, prężnie rozwijającej się dziedziny wiedzy.

Praca naukowa finansowana ze środków na badania naukowe Wydziału Elektrycznego Politechniki Białostockiej w ramach pracy S/WE/3/2013.

LITERATURA

- [1] Takahashi, I., Noguchi, T., A New quick – response and high – efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-22 (1986), 820-827
- [2] Blaschke F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Reglung der Asynchronmaschine. Siemens Forschungs und Entwicklungsberichte, (1972) 184-193.
- [3] Sikorski, A., Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyn indukcyjnych, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok, 2009.
- [4] Sikorski, A., Korzeniewski, M.: Improvement of torque and flux control in DTC method, 11th International Conference EPE-PEMC 2004, Riga, Latvia, 2004, CD.
- [5] Casadei, D., Serra, G., Tani, A.: Improvement of Direct Torque Control Performance by Using a Discrete SVM Technique, 29th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC 98, pp. 997-1003, 1998.
- [6] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Implementation of a direct torque control algorithm based on discrete space vector modulation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15 (2000), n.4, 769-777
- [7] Romero, M.,E., Seron, M.,M., Goodwin, G.,C., A combined model predictive control/space vector modulation (MPC-SVM) strategy for direct torque and flux control of induction motors, 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON 2011, (2011). 1674-1679
- [8] Kulikowski K., Sikorski, A., Efficiency improvement due to direct torque and flux three levels three areas control method applied to small hydroelectric power plant, *Bulletin of Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, 59 (2011), n.4, 569-574
- [9] Sikorski, A., Korzeniewski, M.: AC/DC/AC converter in a small hydroelectric power plant, *Bulletin of Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, 59 (2011), n.4, 507-511
- [10] Świerczyński, D., Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Warsaw, Poland, 2005.
- [11] Sikorski, A.: Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyn indukcyjnych, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok, 2009.
- [12] Romeral, L., Fabrega, A., Cusido, J., Garcia, A., Ortega, J.A.: Torque Ripple Reduction in a PMSM driven by Direct Torque Control, Power Electronics Specialist Conference 2008, PESC 2008, 4745 – 4751
- [13] Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul, D., New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35 (1999), n.5, 1076-1082
- [14] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Profumo, F.: FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17 (2002), n.5, 779-787
- [15] Hu Hu, Yongdong Li, Predictive Direct Torque Control Strategies of Induction Motor Based on Area Voltage Vectors Table, 39th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON 2003, (2003), 2684-2689.
- [16] Casadei, D., Serra, G., Tani, A.: Steady-state and transient performance evaluation of a DTC scheme in the low speed range, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16 (2001), n.6, 846-851
- [17] Kazmierkowski, M.,P., Kasprowicz, A.,B.: Improved direct torque control land flux Victor control of PWM inverter-fed induction motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42 (1995), 344–350
- [18] Hao Zhu, Xi Xiao, Yongdong Li: Torque Ripple Reduction of the Torque Predictive Control Scheme for Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59 (2011), n.2, 871-877
- [19] Yongchang Zhang, Jianguo Zhu, Wei Xu: Predictive Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Reduced Switching Frequency, 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS, (2010), 798-803
- [20] Falkowski P., Sikorski, A.: Wpływ parametrów maszyny indukcyjnej na predykcyjną regulację momentu i strumienia, *Przegląd Elektrotechniczny* (2013), nr 9, 19-22
- [21] Sharifian, M.,B.,B., Herizchi, T., Firouzjah, K., G.: Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Predictive Space Vector Modulation, IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications, ISIEA 2009, vol. 2, n.5, pp. 574-579, 2009.
- [22] Hyun-Tae Moon, Hyun-So Kim, Myung-Joong Youn: A Discrete-time Predictive Current Control for PMSM, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18 (2003), n.1, 464-472
- [23] Sikorski A., Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC – PWM zasilającym maszynę indukcyjną, Dział Wydawnictw i Poligrafii Politechniki Białostockiej, Białystok, 1998.
- [24] Zawirski, K., Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 2005.
- [25] Grodzki R., Sikorski, A.: Nowy algorytm bezpośredniej regulacji momentu i strumienia, *Przegląd Elektrotechniczny*, (2012), nr 12a, 35-38
- [26] Rusczyk, A., Nowe algorytmy predykcyjnych metod regulacji prądów przekształtników AC/DC i DC/AC, Dział Wydawnictw i Poligrafii Politechniki Białostockiej, Białystok, 2005.
- [27] Grodzki R., Sikorski, A.: A New DTC control for PMSM with torque ripple minimization and constant switching frequency, *COMPEL*, 30 (2011), n.3, 1069-1081

Autor: mgr inż. Rafał Grodzki, Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, e-mail: r.grodzki@we.pb.pl.