

Lesław GOŁĘBIEWSKI
Marek GOŁĘBIEWSKI
Damian MAZUR
Politechnika Rzeszowska

MOŻLIWOŚCI STEROWANIA MASZYNĄ IPMS WRAZ Z OGRANICZENIAMI

Przedstawiono sterowanie maszyny IPMS przy użyciu współrzędnych nieruchomych (α, β). Uwzględniono ograniczenia momentu elektrycznego, strumienia magnetycznego i prądu stojana. Maszyna jest zasilana przez falownik za pomocą opracowanego sterowania. Przeprowadzono symulacje numeryczne.

1. Wstęp

Przedstawiany silnik IPMS znajduje w chwili obecnej szerokie zastosowanie w samochodach elektrycznych jako jednostka napędowa. Powodem jest jego ekologiczność oraz odzyskiwanie energii podczas hamowania. Również ważne jest jego zastosowanie w układach hybrydowych. Szybki rozwój akumulatorów oraz baterii kondensatorów zapewnia lepsze właściwości dynamiczne i eksploatacyjne rozważanego napędu.

W artykule przedstawiono sterowanie silnikiem IPMS we współrzędnych (α, β), zapewniające ograniczenia wynikające z wytrzymałości cieplnej, napięciowej czy też stabilnej pracy. Konieczny do sterowania jest pomiar prędkości obrotowej wirnika ω , oraz prądów płynących w stojanie silnika. Potrzebna też jest estymacja wartości początkowego strumienia stojana dla czasu $t = 0$. Jednak pomiar kąta początkowego wirnika nie jest konieczny, bo można go zastąpić pomiarem impulsów prądu stojana powodowanych odpowiednim cyklem napięć stojana. Te impulsy prądu potrafią określić położenie początkowe wirnika. Był modelowany pełny układ falownika do współpracy z silnikiem IPMS, przedstawiony na rys. 3.

2. Silnik IPMS i ograniczenia jego sterowania

Równania maszyny synchronicznej z wewnętrznymi magnesami trwałymi (IPMS) można zapisać we współrzędnych związanych z wirnikiem (d, q), [2]:

$$\begin{cases}
 \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt}L_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + \frac{d}{dt}L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \cdot \psi_f \end{bmatrix} \\
 M_{el} = \frac{3p\psi_s}{4L_dL_q} [2\psi_f \cdot L_q \cdot \sin(\delta) - \psi_s(L_q - L_d) \sin(2\delta)] = \\
 = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \psi_f \cdot i_q] = \frac{3}{2} p \psi_s \cdot i_y \\
 J \cdot \frac{d\omega}{dt} = pM_{el} - pf\omega_r - pT
 \end{cases} \quad (1)$$

gdzie: p – liczba par biegunów,

$\omega = p \omega_r$ – elektryczna prędkość wirnika,

ω_r – rzeczywista prędkość wirnika,

J – moment bezwładności wirnika,

f – współczynnik tarcia lepkiego wirnika,

T – moment obciążenia,

v_d, v_q – składowe d i q napięcia stojana,

i_d, i_q – składowe d i q prądów stojana,

L_d, L_q – indukcyjność własna osi d i q ,

R – rezystancja stojana,

M_{el} – moment elektromagnetyczny,

ψ_f – strumień magnesu trwałego wirnika,

ψ_s – strumień stojana.

Obowiązują zależności dla współrzędnych (d, q) .

$$\begin{cases}
 \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\
 \psi_q = L_q \cdot i_q \\
 I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{sn} \cdot \sqrt{2} \\
 \psi_s = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \leq \psi_{sn} = V_{sn} / \omega
 \end{cases} \quad (2)$$

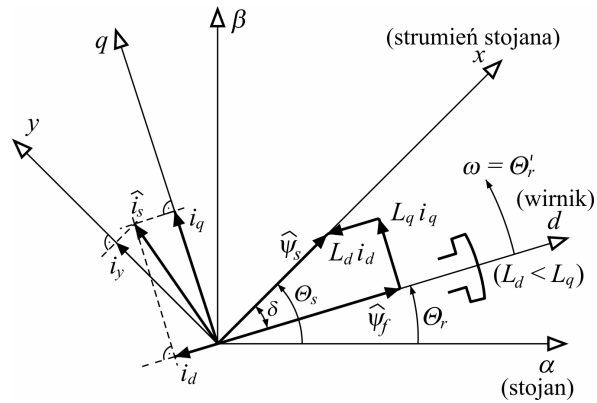
Zależności między stosowanymi układami współrzędnych pokazuje rys. 1. [3].

Aby uniknąć niewłaściwej pracy maszyny, powinny być, podczas jej sterowania, sprawdzane jej parametry. Należy zapewnić, aby wraz z kątem mocy δ wzrastał moment elektromagnetyczny M_{el} . Odpowiada to zapewnieniu, że:

$$\left. \frac{\partial}{\partial \delta} M_{el} \right|_{\delta=0} > 0$$

oraz że kąt mocy δ nie będzie przekraczał kąta δ_{max} , przy którym moment elektromagnetyczny osiąga maksimum. Jest to spełnione, gdy:

$$\begin{cases} \psi_s < \frac{L_q}{L_q - L_d} \psi_f \\ \delta < \delta_m = \arccos \left\{ \frac{a / \psi_s - \sqrt{(a / \psi_s)^2 + 8}}{4} \right\} \\ a = \frac{\psi_f L_q}{L_q - L_d} \end{cases} \quad (3)$$



Rys. 1. Różne układy odniesienia współrzędnych: (α, β) – współrzędne stojana, (d, q) – współrzędne wirnika, (x, y) – współrzędne strumienia stojana; δ – kąt mocy, ω – prędkość elektryczna wirnika

Jak widać z rys. 1., poprzez właściwy wpływ na prąd stojana \hat{i}_s [4] można zapewnić spełnienie zależności (3).

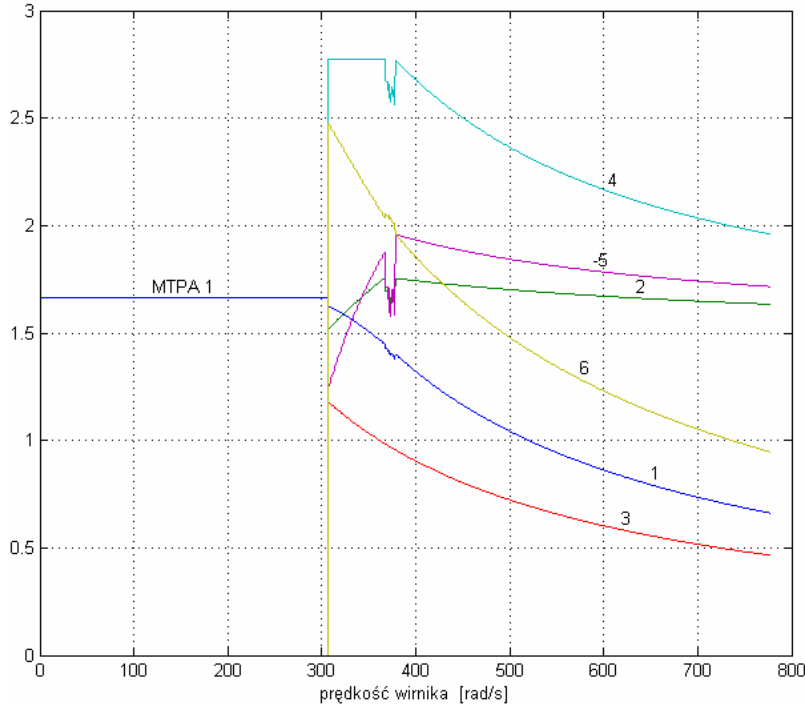
Dla zmniejszenia strat ciepła należy dążyć do możliwie małego prądu stojana. Zakładając stałą wartość prądu stojana I_s (2), przyrównuje się do zera pochodną momentu elektromagnetycznego M_{el} z (1) po prądzie i_q . Zapewnia to maksimum momentu w odniesieniu do prądu (na amper), czyli MTPA.

$$i_d = \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (4)$$

Należy tak sterować, aby napięcie indukowane w uzwojeniach stojana nie przekroczyło wartości znamionowej V_{SN} . Przy nieuwzględnieniu rezystancji stojana napięcie indukowane w stojanie jest proporcjonalne do prędkości elektrycznej ω . Wprowadza się prędkości: ω_c – prędkość przy zerowym prądzie (brak obciążenia) oraz ω_b – prędkość bazową (przy znamionowym strumieniu stojana ψ_{SN}).

$$V_{SN} = \omega_c \cdot \psi_f = \omega_b \cdot \psi_{SN} \quad (5)$$

Obliczenia były prowadzone dla silnika IPMS o danych: $L_d = 0,3885$ H, $L_q = 0,4755$ H, $V_n = 240$ V, $I_n = 1,6$ A, $p = 1$, $R = 19,4$ Ω , $\psi_f = 0,5475$ H, $J = 1e-4$ kgm², $\omega_b = 286,2$ rad/s, $\omega_c = 438,4$ rad/s. Podczas sterowania należy też zapewnić ograniczenie (2) prądu stojana przez wartość I_{SN} oraz strumienia stojana ψ_s . Wszystkie ograniczenia (2)-(4) są uwzględnione na rys. 2. Przedstawia on górny limit momentu elektromagnetycznego silnika (1) w funkcji prędkości obrotowej wirnika ω .

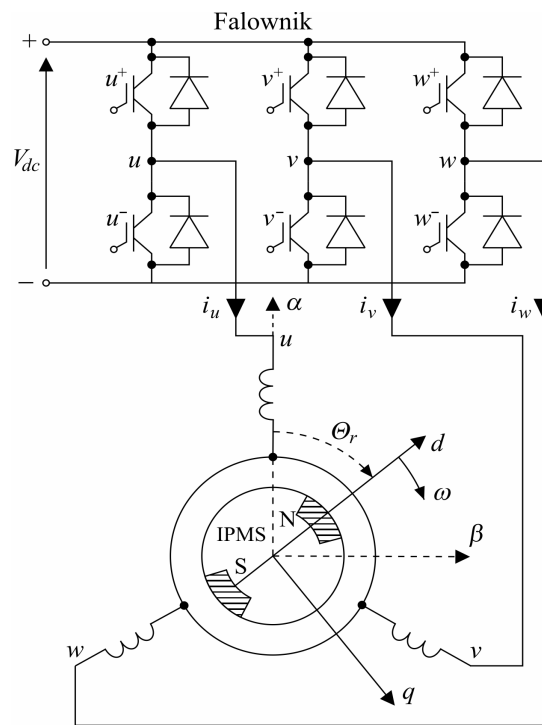


Rys. 2. Limity statyczne silnika IPMS: 1 – moment elektryczny, 2 – kąt mocy δ_m , 3 – strumień stojana ψ_s , 4 – moduł prądu stojana I_s , 5 – prąd $-i_d$ (z minusem), 6 – prąd i_q

Jak widać na rys. 1., do prędkości ω_b silnik pracuje w reżimie MTPA, powyżej tej prędkości pojawia się ograniczenie strumienia stojana (2), czyli konieczność osłabiania strumienia (FW). Wówczas staje się też aktywne, przy określaniu limitu momentu, ograniczenie kąta mocy δ (3). Przedstawione ograniczenia winny być uwzględniane podczas procesu sterowania silnikiem IPMS w sposób dynamiczny.

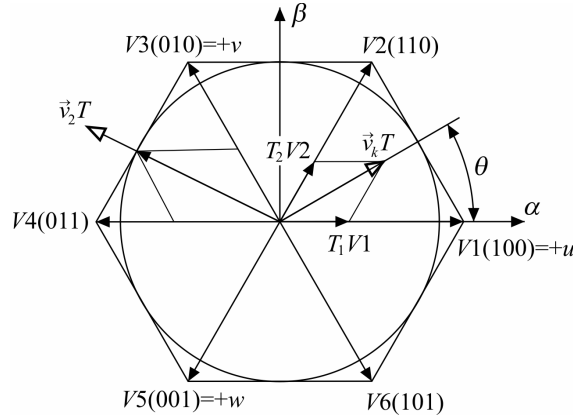
3. Określenie położenia początkowego wirnika silnika IPMS

Do prawidłowego sterowania silnikiem IPMS ważne jest określenie położenia początkowego wirnika [1]. W tym celu można posłużyć się pomiarem prądów faz stojana przy określonym ich zasilaniu. Do zasilania faz wykorzystuje się układ falownika przedstawiony na rys. 3.



Rys. 3. Układ zasilania silnika IPMS

Sposób zasilania faz stojana silnika przedstawia rys. 4. Zasila się jedną fazę z zacisku (+) źródła V_{dc} , a pozostałe fazy są przyłączone do zacisku (-) źródła V_{dc} . Zasilając tak fazę u , określamy układ zasilający $V1(1\ 0\ 0)$ lub też $+u$. Zasilanie fazy u w kierunku przeciwnym oznaczamy przez $V4(0\ 1\ 1)$ lub też $-u$. Podobnie dla fazy v mamy $V3(0\ 1\ 0)$, czyli $+v$, oraz $V6(1\ 0\ 1)$, czyli $-v$. Dla fazy w zasilanie $+w$ to $V5(0\ 0\ 1)$, a $-w$ to $V2(1\ 1\ 0)$.



Rys. 4. Napięcia układu zasilania silnika z rys. 3. w układzie współrzędnych (α, β)

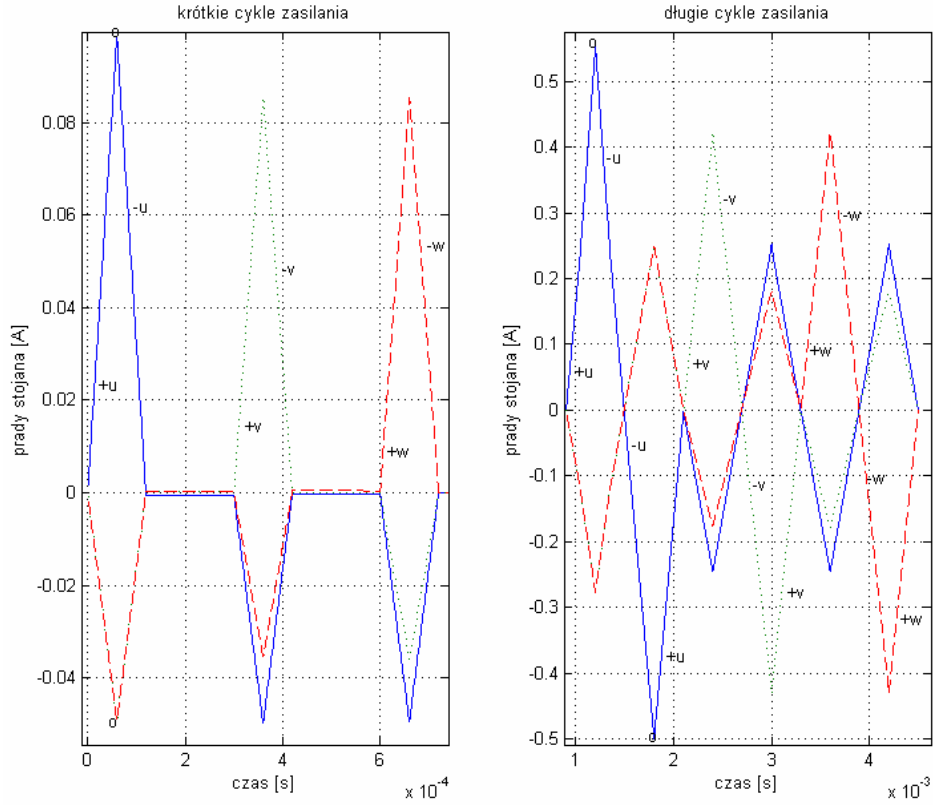
Napięcia faz u, v, w z układu zasilania z rys. 3. mogą być sprowadzone do układu współrzędnych (α, β) stojana za pomocą wzoru:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = [T0] \cdot \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (6)$$

Poszczególne stany przełączeń tranzystorów są przedstawione na rys. 4. w postaci wektorów $V1, V2, V3, V4, V5, V6$. Przedstawiono tam też sposób rozkładu dowolnego wektora napięć \vec{v}_k , działającego w czasie próbkowania T na najbliższe mu kierunki $V1$ i $V2$.

Do określenia położenia wirnika θ_r z dokładnością do $\pm\pi$ stosuje się ciąg krótkich impulsów: $+u, -u, +v, -v, +w, -w$. Czas trwania każdego krótkiego impulsu to $60 \mu s$. Do wyboru spośród tak określonych kątów θ_r i $(\theta_r \pm \pi)$ wykorzystuje się nasycenie obwodu magnetycznego silnika, który już i tak jest wzbudzony strumieniem magnesu trwałego. Stosuje się teraz długie impulsy zasilania ($600 \mu s$), ułożone w sposób: $+u, -u, -u, +u; +v, -v, -v, +v; +w, -w, -w, +w$. Prądy uzwojeń stojana wywoływane przez podane cykle zasilania przedstawia rys. 5.

Przy krótkich cyklach zasilania bierze się pod uwagę wartości maksymalne prądów, które występują pod koniec zasilania $+u, +v, +w$. Do zasilania $+u$ są one zaznaczone przez „°” na rys. 5.



Rys. 5. Prądy uzwojeń stojana podczas określania położenia początkowego wirnika – wartości odpowiadają położeniu $\theta_r = 0$; z lewej strony są prądy przy krótkich impulsach zasilania, z prawej przy długich cyklach zasilania

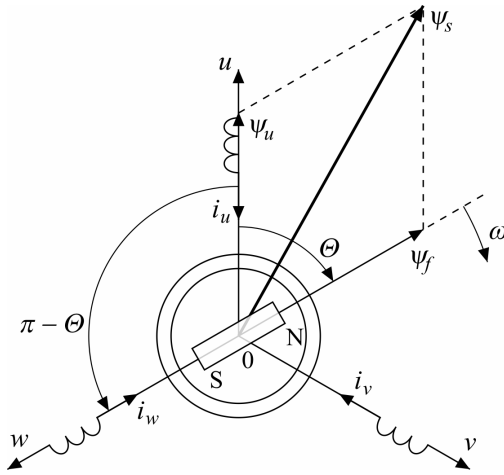
Z powodu krótkich czasów zasilania prądy są małe i nie występuje nasycenie obwodu magnetycznego [5]. W zależności od kąta położenia wirnika θ wspomniane wartości maksymalne prądów spełniają zależności:

$$\begin{cases} I_{um} = I_0 + \Delta I_0 \cdot \cos(2\theta) \\ I_{vm} = I_0 + \Delta I_0 \cdot \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{wm} = I_0 + \Delta I_0 \cdot \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_0 = (I_{um} + I_{vm} + I_{wm})/3 \\ \Delta I_u = I_{um} - I_0 \\ \Delta I_v = I_{vm} - I_0 \\ \Delta I_w = I_{wm} - I_0 \end{cases} \quad (7)$$

Z tych zależności można obliczyć położenie wirnika Θ (względem fazy u) z dokładnością $\pm k\pi$:

$$\Theta = \frac{\text{atan2}((\Delta I_v - \Delta I_w)/\sqrt{3}, (2\Delta I_u - \Delta I_v - \Delta I_w)/3)}{2} \pm \pm k\pi \quad (k = 0, 1) \quad (8)$$

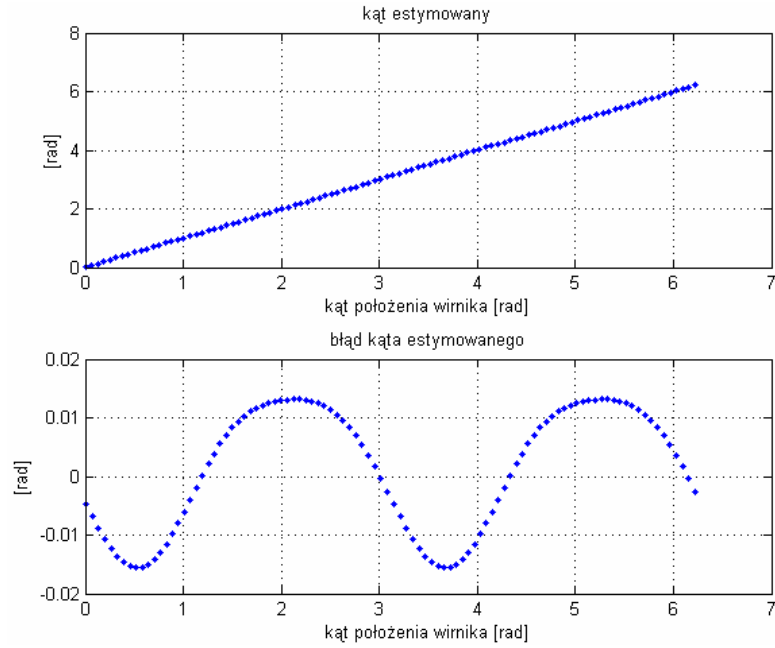
Aby wybrać jeden z tych dwóch policzonych kątów Θ jako właściwy, należy wykorzystać zjawisko nasycenia się obwodu magnetycznego. Jest ono przedstawione na rys. 6.



Rys. 6. Wykorzystanie nasycenia obwodu magnetycznego do dokładnego określenia kąta położenia wirnika Θ

Wykorzystując oba policzone kąty (8) oraz położenia osi faz u, v, w , należy znaleźć fazę najbliższą jednemu z kątów (8). W rozpatrywanym przypadku, gdy $\Theta_r = 0$, jest to faza u . Dlatego należy rozpatrzeć wartości prądu z długiego cyklu zasilania z rys. 5. dla fazy u po zasilaniu $+u$ oraz przed następnym $+u$ (czyli po dwóch zasilaniach $-u$). Punkty te na rys. 5. są zaznaczone przez „°”. Prąd z pierwszego odczytu jest większy niż z drugiego. Oznacza to, że strumienie magnetyczne uzwojenia oraz magnesu trwałego sumują się, jak na rys. 6., co zwiększa nasycenie magnetyczne. Należy w tym przypadku przyjąć pierwszy kąt spośród (8), czyli $\Theta_r = 0$. Gdyby było odwrotnie, to oznaczałoby to odwrotne położenie biegunów magnesu trwałego we wirniku i należałoby przyjąć kąt $\Theta_r = 0 + \pi$.

Opisane postępowanie zastosowano do różnych kątów położenia wirnika. Jak widać na rys. 7., błędy estymacji były małe.



Rys. 7. Estymacja różnych kątów położenia wirnika oraz błędy tej estymacji

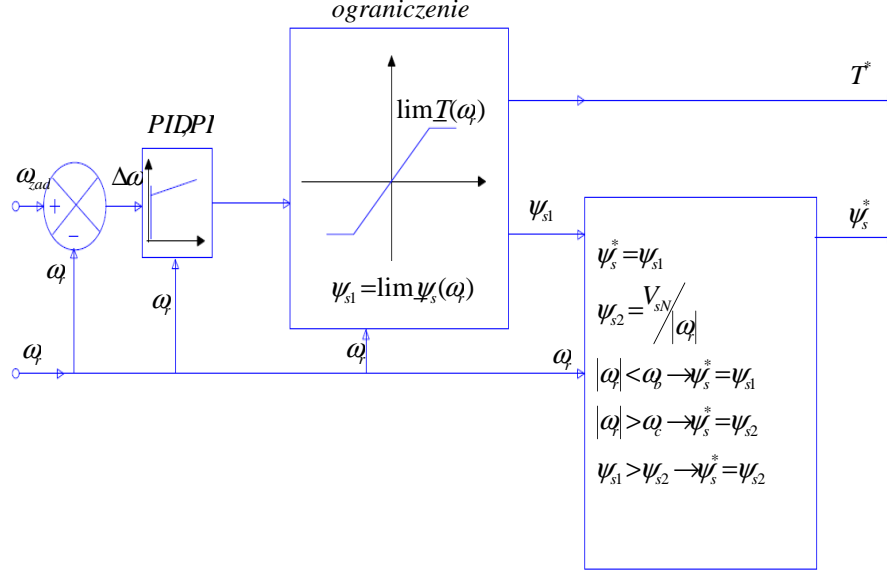
4. Sterowanie silnikiem IPMS

Do sterowania silnikiem IPMS wykorzystano pomiar jego prędkości ω_r . Położenie początkowe wirnika było estymowane sposobem opisanym w poprzednim rozdziale. Wykorzystano również pomiary prądów stojana silnika. Na rys. 8. przedstawiono sposób określenia potrzebnego momentu elektromagnetycznego T^* oraz modułu strumienia stojana ψ_s^* . Są to wielkości zapewniające dążenie prędkości obrotowej wirnika ω_r do wartości zadanej ω_{zad} . Spełnione są przy tym wszystkie ograniczenia rozpatrzone w pkt 2., zarówno odnośnie indukowanego napięcia w stojanie (5, 2), jak i maksymalnego prądu stojana (2). Również spełnione są ograniczenia na kąt mocy δ (3). Obliczone w pkt 2. ograniczenia są zależne od prędkości obrotowej wirnika ω_r i dlatego została ona wykorzystana na rys. 8.

Na rys. 9. przedstawiono sterowanie silnikiem IPMS. Różnica proponowanego na rys. 8. momentu elektromagnetycznego T^* oraz estymowanego obliczeniami momentu silnika T_{est} służy do określenia potrzebnej pochodnej kąta mocy δ (rys. 1.). Po zsumowaniu z prędkością wirnika ω_r uzyskuje się prędkość wskazu strumienia stojana $\dot{\Theta}_s$. Po wymnożeniu tej prędkości przez krok czasowy dt i po dodaniu do kąta strumienia stojana $\Theta_{s,k-1}$ z poprzedniego ($k-1$) kro-

ku czasowego dostajemy kąt strumienia stojana $\Theta_{s,k}$ w aktualnym k -tym kroku czasowym we współrzędnych stojana (α, β) , ze wzoru:

$$\hat{\psi}_{s,k}(\alpha, \beta) = \psi_s^* \cdot e^{j\Theta_{s,k}} \quad (9)$$



Rys. 8. Określenie potrzebnego momentu elektromagnetycznego T^* i modułu strumienia stojana ψ_s^* , zapewniające spełnienie ograniczeń z pkt 2.

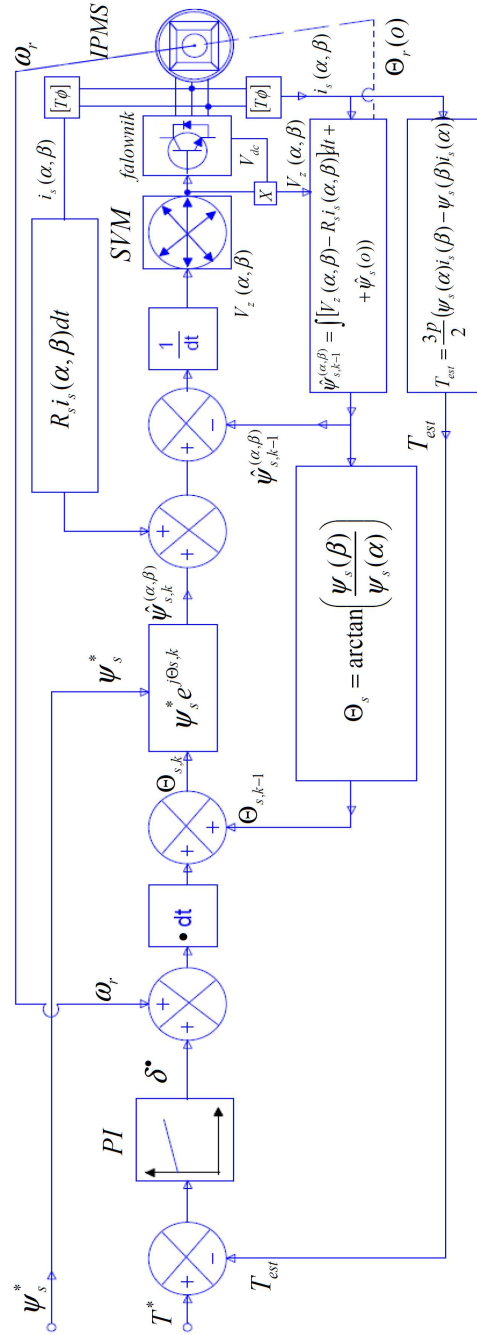
Potrzebny wektor napięć zasilających $V_z(\alpha, \beta)$ we współrzędnych (α, β) otrzymujemy z przybliżonego wzoru:

$$V_z(\alpha, \beta) = \frac{[\hat{\psi}_{s,k}(\alpha, \beta) + R_s \cdot i_s(\alpha, \beta) \cdot dt] - \hat{\psi}_{s,k-1}}{dt} \quad (10)$$

gdzie strumień stojana z poprzedniego kroku czasowego $\hat{\psi}_{s,k-1}$ obliczamy ze wzoru:

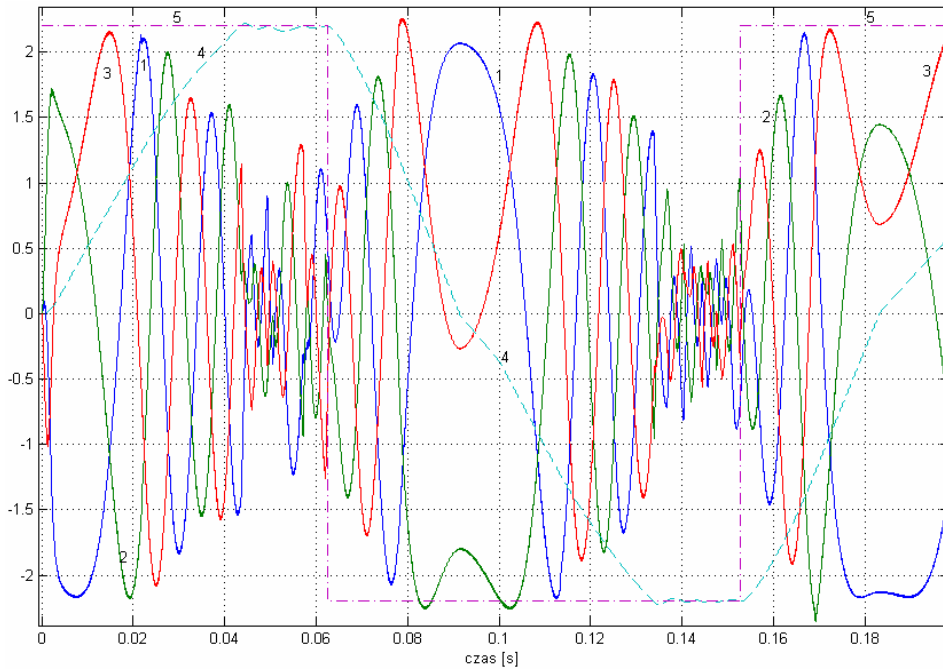
$$\hat{\psi}_{s,k-1}(\alpha, \beta) = \int [V_z(\alpha, \beta) - R_s \cdot i_s(\alpha, \beta)] dt + \hat{\psi}_s(0) \quad (11)$$

We wzorze tym pojawiła się wielkość początkowa strumienia stojana $\hat{\psi}_s(0)$ dla czasu początkowego $t = 0$. Do określenia tej wielkości konieczna jest znajomość kąta początkowego wirnika $\Theta_r(0)$.

Rys. 9. Sterowanie silnikiem IPMS w układzie współrzędnych (α, β)

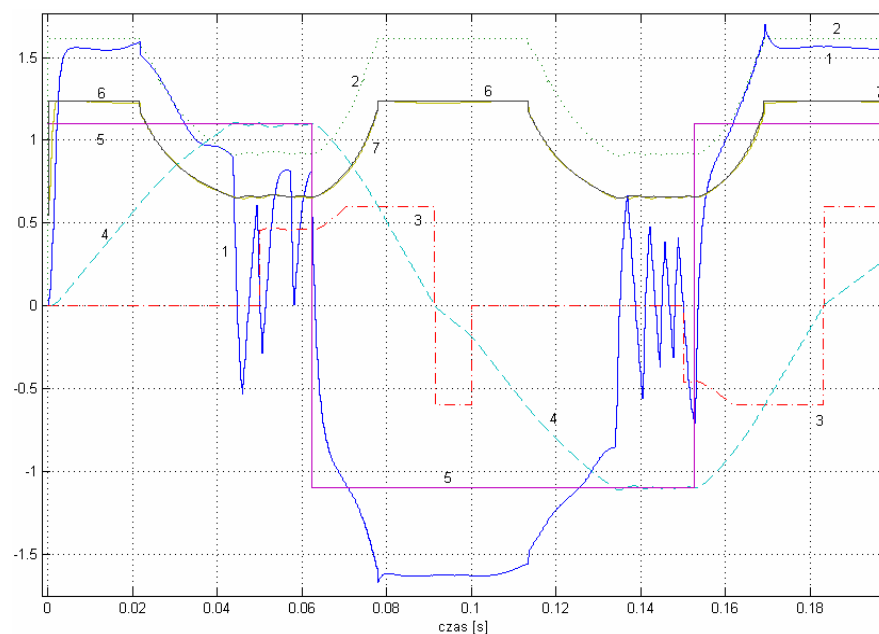
5. Symulacje obliczeniowe

Dla przedstawionego w pkt 2. silnika IPMS oraz sposobu sterowania jego pracą, przedstawioną w pkt 4., przeprowadzono szereg symulacji. Prądy stojana są przedstawione na rys. 10.

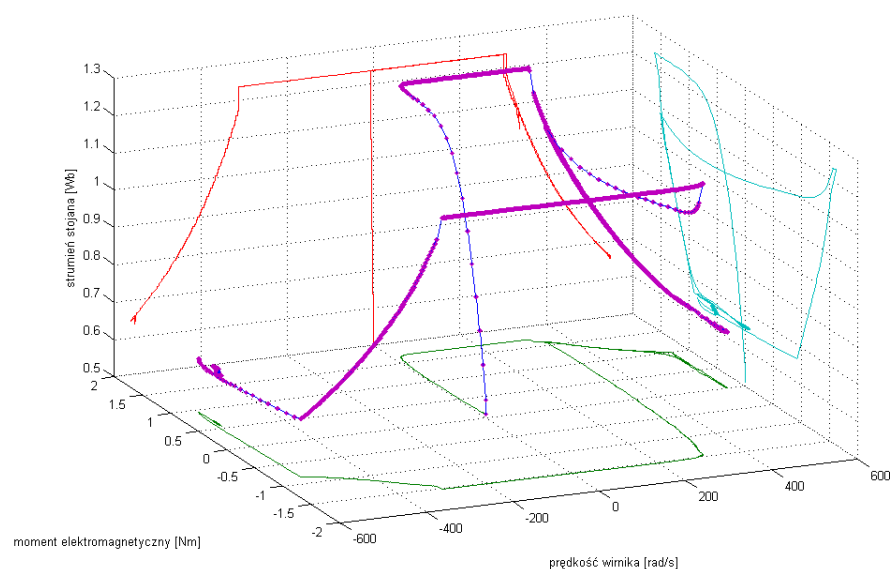


Rys. 10. Prądy stojana silnika IPMS: 1, 2, 3 – fazy stojana, 4 – prędkość wirnika ω_r [rad/s] (podzielona przez 500), 5 – zadana prędkość wirnika ω_{rad} (podzielona przez 500)

Pozostałe wielkości otrzymane podczas obliczeń z założoną prędkością obrotową są przedstawione na rys. 11. Założone ograniczenia są dobrze widoczne na trajektorii ruchu na rys. 12.



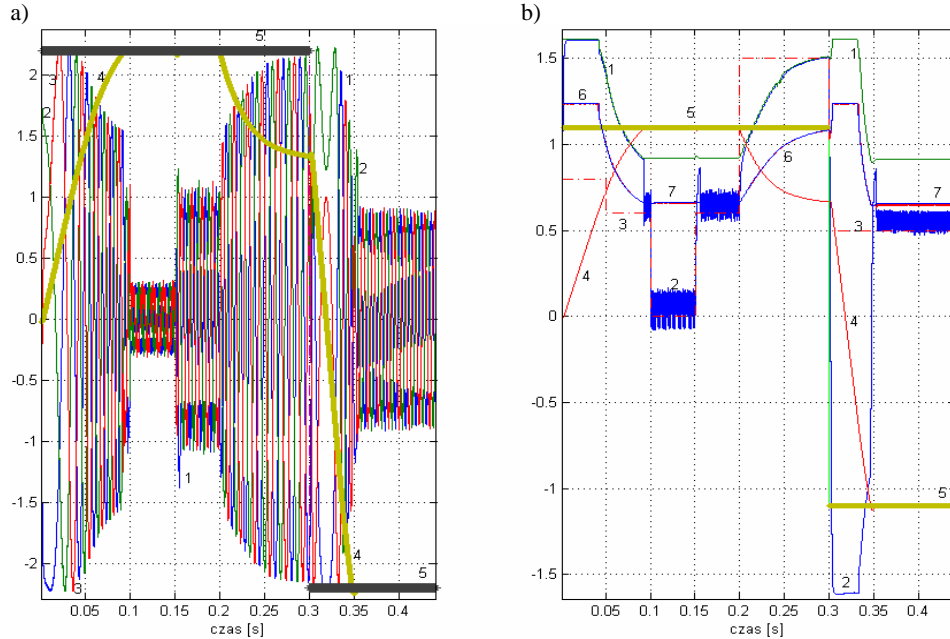
Rys. 11. Przebiegi w silniku IPMS: 1 – moment elektromagnetyczny estymowany [Nm], 2 – ograniczenia (limits) momentu elektromagnetycznego, 3 – moment obciążenia [Nm], 4 – osiągnięta prędkość wirnika $\omega_r/500$ [rad/s], 5 – zadana prędkość obrotowa wirnika $\omega_{zad}/500$ [rad/s], 6, 7 – moduły strumienia stojana ψ_s i jego ograniczenie



Rys. 12. Trajektoria silnika IPMS we współrzędnych: x – prędkość wirnika ω_r [rad/s], y – moment elektromagnetyczny [Nm], z – moduł strumienia stojana [Wb] wraz z jej rzutem na płaszczyznę (x, y)

6. Wnioski

Przedstawiony sposób sterowania silnikiem IPMS charakteryzuje się dobrymi właściwościami ruchowymi. Wymaga jedynie pomiaru prędkości obrotowej ω_r i estymacji położenia początkowego wirnika. Pomiar prędkości obrotowej ω_r może być zastąpiony estymacją filtrem Kalmana, co będzie przedstawione w innym artykule.



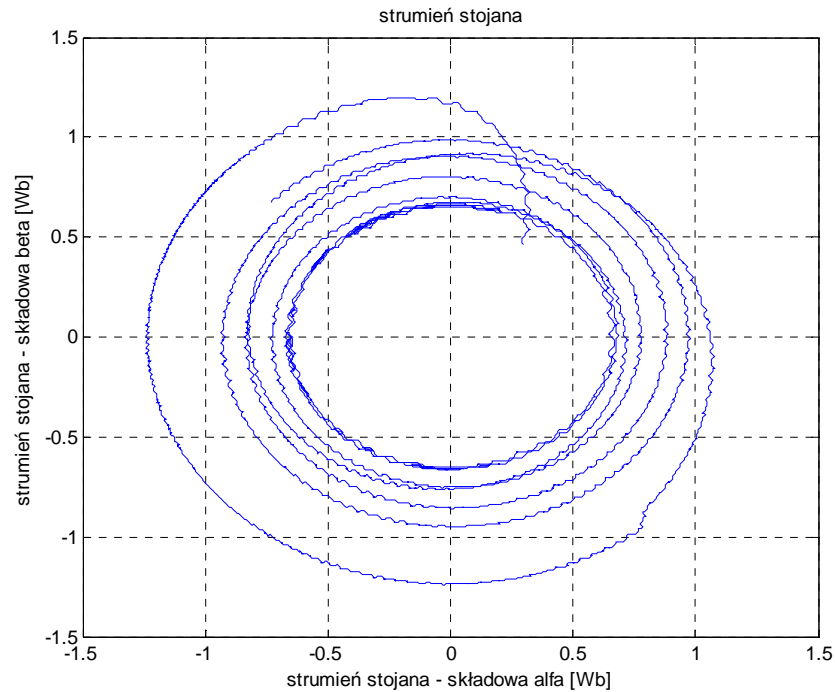
Rys. 13. Przebiegi przejściowe silnika IPMS: a) prądy stojana silnika IPMS; 1, 2, 3 – fazy stojana, 4 – prędkość wirnika ω_r [rad/s] (podzielona przez 500), 5 – zadana prędkość wirnika ω_{zad} (podzielona przez 500), b) 1 – ograniczenia (limity) momentu elektromagnetycznego, 2 – moment elektromagnetyczny estymowany [Nm], 3 – moment obciążenia [Nm], 4 – osiągnięta prędkość wirnika $\omega_r/500$ [rad/s], 5 – zadana prędkość obrotowa wirnika $\omega_{zad}/500$ [rad/s], 6, 7 – moduły strumienia stojana ψ_s i jego ograniczenie

Na dynamikę układu można wpływać przez właściwy dobór stosowanych regulatorów PI. Na drgania wirnika ma duży wpływ regulator $\Delta\omega$ z rys. 8. Przebiegi na rys. 13. otrzymano, stosując regulator $T = 100 \cdot \Delta\omega$, a przy $|\Delta\omega| < 4$ rad/s to:

$$T = 100 \cdot (\Delta\omega + 0,01 \cdot d(\Delta\omega)/dt) .$$

Podczas włączania kolejnych tyrystorów w falowniku z rys. 9. sprawdzono, czy tranzystor będący w parze już przestał przewodzić prąd. Gdy jeszcze prze-

wodził prąd (prąd nie zdążył zaniknąć), to opóźniano włączenie nowego tranzystora. Takich opóźnień było przykładowo 9000 na 0,5 s czasu przebiegu. Nie wpłynęło to na przebiegi, co można zaobserwować np. na rys. 14. Przedstawia on strumień stojana maszyny we współrzędnych (α, β) .



Rys. 14. Strumień stojana we współrzędnych (α, β)

Stosowano podstawowy cykl czasu podczas sterowania wynoszący $T_s = 150 \mu s$. Sterowanie było ustalone na każdy kolejny cykl czasu T_s .

Literatura

1. Lai Y.S., Chen J.H., *A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction*, IEEE Trans. Energy Conv. 2001, Vol. 16, 220-227.
2. Martins C., Roboam X., Meynard T.A., Caryalho A.S., *Switching frequency imposition and ripple reduction in dtc drives by using a multilevel converter*, IEEE Trans. Power Electron. 2002, Vol. 17, 286-297.
3. Swierczynski D., Kazmierkowski M., Blaabjerg F., *DSP based direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)*, Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. 2002, Vol. 3, 723-727.
4. Tan Z., Li Y., Li M., *A direct torque control of induction motor based on three-level inverter*, Proc. IEEE-PESC'01 Conf. 2001, Vol. 2, 1435-1439.

5. Tripathi A., Khambadkone A.M., Panda S.K., *Space-vector based, constant frequency, direct torque control and dead beat stator flux control of AC machines*, Proc. IEEE-IECON'01 Conf. 2001, 1219-1224.

POSSIBILITIES AND LIMITATIONS OF IPMS MACHINE CONTROLLING

Summary

The rules of IPMS machine controlling with the static coordinates (α , β) were presented. The limitations connected with the electric moment, magnetic flux and stator current were taken into account. The machine was powered by the rectifier with the presented controlling system. The exact calculated simulations were performed.

Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.

Autorzy:

Dr hab. inż. Lesław Gołębiowski, prof. PRz, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: golebiye@prz.rzeszow.pl

Dr inż. Marek Gołębiowski, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: yegolebi@prz.rzeszow.pl

Dr inż. Damian Mazur, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: mazur@prz.rzeszow.pl

