

*silnik bezszczotkowy prądu stałego BLDC,  
porównanie regulatorów prądu*

Marcin SKÓRA\*

## **PORÓWNANIE STRATEGII STEROWANIA PRĄDEM SILNIKA PM BLDC. BADANIA SYMULACYJNE**

W pracy przedstawiono porównanie strategii sterowania prądem w układzie regulacji silnika bezszczotkowego prądu stałego z magnesami trwałymi (PM BLDC). W tym celu na podstawie równań obwodowych opracowano w środowisku *Matlab-Simulink* model symulacyjny, który sformułowano dla obowiązujących powszechnie uproszczeń oraz na podstawie idealizowanych trapezoidalnych przebiegów siły elektromotorycznej. W symulacjach uwzględniono możliwość sterowania każdym tranzystorem komutatora elektronicznego z osobna, co pozwoliło na przetestowanie różnych sposobów regulacji prądu.

### 1. WSTĘP

Silniki bezszczotkowe prądu stałego z magnesami trwałymi (ang. *Permanent Magnet Brushless Direct Current Motor*) stanowią w wielu przypadkach świetną alternatywę dla silników prądu stałego. W literaturze [2], [3], [5] podkreśla się, że w stosunku do klasycznych silników DC mają one mniejszą bezwładność, wyższy stosunek uzyskiwanego momentu w stosunku do swojej wagi i dłuższą żywotność. Do zalet zaliczyć można również lepsze odprowadzanie ciepła, gdyż wielopasmowe uzwojenie znajduje się w nieruchomym stojanie. Wzbudzenie magnetoelektryczne pochodzi od magnesów trwałych naklejonych na wirniku w taki sposób, by uzyskać w przybliżeniu trapezoidalny przebieg indukowanej siły elektromotorycznej w każdej fazie. Najczęściej spotykane są konstrukcje o trzech pasmach uzwojeń, połączonych w gwiazdę, z wyprowadzonym lub nie punktem gwiazdowym silnika.

W silnikach PM BLDC brak jest komutatora mechanicznego, a za proces komutacji odpowiada układ energoelektroniczny o topologii wielofazowego falownika. Dlatego też silniki te zalicza się do grona maszyn komutowanych elektronicznie. To układ

---

\* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-370 Wrocław, Marcin.Skora@pwr.wroc.pl

sterujący komutatora ma za zadanie tak przełączać pasma, by strumienie magnetyczne wirnika i stojana były względem siebie nieruchome. Do tego celu niezbędna jest informacja (zmierzona lub estymowana) o kącie obrotu wirnika.

Powyższe cechy skutkują tym, iż silniki te znajdują szerokie zastosowanie. Najmniejsze konstrukcje można znaleźć w wentylatorach komputerowych, w napędach dysków twardych i optycznych, w jeżdżących i latających konstrukcjach modelarskich. Sporą grupę stanowią aplikacje maszynowe w przemyśle. W ostatnich latach obserwować można rosnącą tendencję do stosowania silników PM BLDC do napędu pojazdów elektrycznych, np. wózków inwalidzkich, rowerów, skuterów, mniejszych samochodów. W grupie tej można spotkać silniki o budowie odwróconej, tj. nieruchomy stojan umieszczony jest wewnątrz obracającego się wirnika, a całość zabudowana jest w kole pojazdu [2], [3].

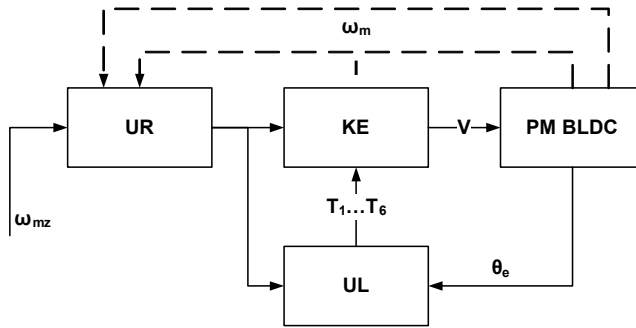
Na podstawie przedstawionych powyżej przykładów można stwierdzić, że silniki PM BLDC doskonale nadają się do napędu małych pojazdów elektrycznych. Jednym z warunków ich zastosowania jest wyznaczenie takiego algorytmu sterowania komutatorem elektronicznym, aby móc uzyskać czteroćwiartkową pracę silnika. W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych modelu silnika PM BLDC w różnych stanach jego pracy, dla kilku wybranych sposobów regulacji prądu.

## 2. MODEL MATEMATYCZNY

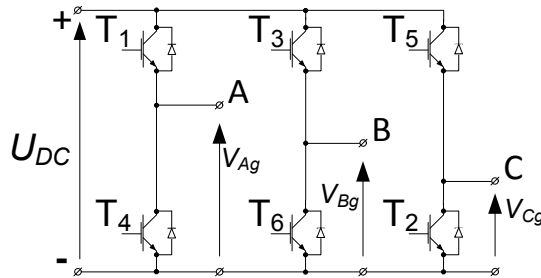
### 2.1. MODEL MATEMATYCZNY

W rozdziale tym przedstawiono obwodowy model matematyczny idealnego silnika bezszczotkowego prądu stałego. Został on sformułowany przy uwzględnieniu następujących założeń i uproszczeń [3]: rozważany jest trójfazowy silnik bezszczotkowy z magnesami trwałymi o trapezoidalnej sile elektromotorycznej, symetrycznej budowie, z uzwojeniami połączonymi w gwiazdę, bez wyprowadzonego punktu gwiazdowego, a parametry modelu uważane są za znane i stałe; pominięte zostały straty mocy występujące w komutatorze elektronicznym, nieliniowość obwodów magnetycznych oraz dodatkowe tętnienia momentu (np. moment zaczepowy) występujące w rzeczywistym silniku. Model nie jest przewidziany do symulacji pracy silników wysokoobrotowych. Założono, że silnik PM BLDC pracuje w strukturze sterowania przedstawionej na rysunku 1. Pod wpływem napięć  $V_k$  wytwarzanych przez komutator elektroniczny  $KE$  następuje w silniku przepływ prądów  $I_k$ , wskutek czego wirnik obraca się do pozycji kątowej mechanicznej  $\theta_m$  uzyskując prędkość wirowania  $\omega_m$ . Rolą układu logicznego  $UL$  jest wypracowanie sygnałów sterujących tranzystorami  $T_1, \dots, T_6$  komutatora elektronicznego, na podstawie położenia wirnika i wymagań wypracowanych przez układ regulacji prędkości  $UR$  ( $\omega_{mz}$  oznacza zadaną prędkość mechaniczną wirnika). W niektórych przypadkach, można zrezygnować ze sprzężenia przed-

kościowego. Pozostawienie w układzie regulatorów prądu umożliwia sterowanie prędkością w układzie otwartym poprzez zmiany prądów zadanych lub na ograniczenie pobieranego przez silnik prądu w stanach dynamicznych. W najprostszymi przypadkach może być pominięte sprzężenie prądowe. Przedstawiony na rysunku 1 układ zakłada dostępność pomiarową prądów pasmowych oraz położenia i/lub prędkości mechanicznej wirnika.



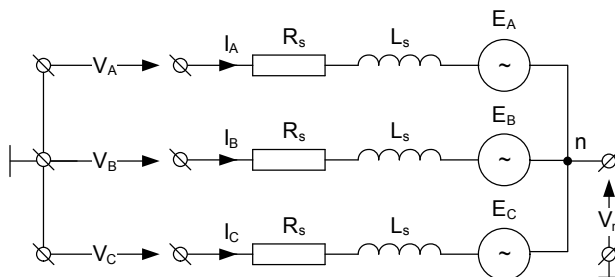
Rys. 1. Struktura układu sterowania silnika PM BLDC (opis w tekście)



Rys. 2. Topologia falownika (komutatora elektronicznego)

Na rysunku 2 przedstawiono strukturę komutatora elektronicznego. Sygnały sterujące bramkami tranzystorów  $T_1, \dots, T_6$  przyjmują wartości 0 dla wyłączonych tranzystora i 1 – dla załączonego. Falownik potraktowano jako obiekt idealny, stąd jego napięcia wyjściowe można opisać równaniami (1). Na rysunku 3 przedstawiono schemat elektryczny uzwojeń silnika. Przez  $n$  oznaczono punkt gwiazdowy silnika, a przez  $V_n$  napięcie tego punktu. Wprowadzenie napięcia punktu gwiazdowego opisanego równaniem (2) umożliwi uniknięcie wpływu niezbalansowania napięcia na przebiegi symulacyjne [5], [6]. Jest to napięcie punktu neutralnego silnika w stosunku do napięcia punktu środkowego źródła prądu stałego. Jak pokazano na rysunku 3, każde pasmo silnika można potraktować w przybliżeniu jako szeregowe połączenie rezystancji  $R_s$ , źródła napięciowego  $E_k$  (fazowa siła elektromotoryczna) oraz zastęp-

czej indukcyjności  $L_s$ , uwzględniającej indukcyjność własną uzwojenia i indukcje wzajemne powiązane z pozostałymi uzwojeniami. Jeżeli przez  $U_k$  oznaczyć napięcie odkładające się na elementach  $k$ -tego pasma (równanie (3) i (4)), to można wtedy wyprowadzić zależność (5), gdzie  $I_k$  oznacza prąd  $k$ -tego pasma, a  $E_k$  opisane jest wzorem (6).



Rys. 3. Uproszczony model silnika

$$\begin{aligned} V_A &= 1/2 \cdot U_{DC} + T_1 \cdot 1/2 \cdot U_{DC} - T_4 \cdot 1/2 \cdot U_{DC}, \\ V_B &= 1/2 \cdot U_{DC} + T_3 \cdot 1/2 \cdot U_{DC} - T_6 \cdot 1/2 \cdot U_{DC}, \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} V_C &= 1/2 \cdot U_{DC} + T_5 \cdot 1/2 \cdot U_{DC} - T_2 \cdot 1/2 \cdot U_{DC}, \\ V_n &= 1/3 \sum_{k \in \{A, B, C\}} V_k - 1/3 \sum_{k \in \{A, B, C\}} E_k, \end{aligned} \quad (2)$$

$$U_k = V_k - V_n, \quad k \in \{A, B, C\}, \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$U_k = R_s I_k + L_s \frac{dI_k}{dt} + E_k, \quad k \in \{A, B, C\}, \quad (5)$$

$$E_k = k_e \omega_m f_k(\theta_e), \quad k \in \{A, B, C\} \quad (6)$$

gdzie:

$k_e$  – współczynnik wzbudzenia siły elektromotorycznej,

$k_t$  – współczynnik momentu,

$f_k(\theta_e)$  – względny współczynnik wzbudzenia  $k$ -tej fazy, zależny od elektrycznego kąta położenia wirnika  $\theta_e$ .

Powyższy opis należy uzupełnić zależnościami opisującymi generowanie momentu elektromagnetycznego (7), część mechaniczną napędu (8) oraz związki pomiędzy zmiennymi (9).

$$M_e = \frac{1}{\omega_m} \sum_{k \in \{A, B, C\}} E_k I_k, \quad (7a)$$

$$M_e = \sum_{k \in \{A, B, C\}} k_i I_k f_k(\theta_e), \quad (7b)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M_e - M_L - B\omega_m, \quad (8)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \quad \omega_e = p\omega_m, \quad \theta_e = p\theta_m \quad (9)$$

gdzie:

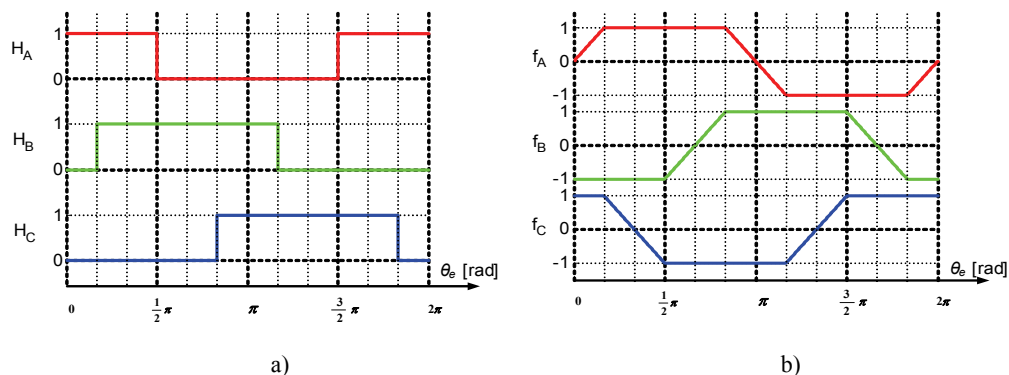
- $J$  – moment bezwładności wirnika,
- $M_L$  – moment obciążenia,
- $B$  – współczynnik strat proporcjonalnych do prędkości,
- $p$  – liczba par biegunów.

## 2.2. STEROWANIE SILNIKIEM PM BLDC

Ruch obrotowy wirnika silnika PM BLDC jest skutkiem odpowiedniej sekwencji zasilania kolejnych faz, na podstawie położenia kąтового wirnika. Nie jest jednak wymagana znajomość dokładnego położenia, wystarczy informacja, w którym sektorze znajduje się wirnik. Położenie z dokładnością do  $60^\circ$  elektrycznych można wyznaczyć za pomocą czujników (np. czujniki hallotronowe czy optyczne, umieszczone równomiernie co  $60^\circ$  lub  $120^\circ$  elektrycznych) lub metod bezczujnikowych (estymacja położenia wirnika np. na podstawie indukowanej siły elektromotorycznej). W badaniach przyjęto, że informacja o położeniu kątowym wirnika jest dostępna i zakodowana w postaci trzech logicznych sygnałów  $H_A, H_B, H_C$  (rys. 4a), natomiast sposób jej pozyskania nie jest istotny. Rysunek 4b przedstawia idealny kształt względnego współczynnika wzbudzenia  $f_k(\theta_e)$  (zależności 6 i 7b), zależny od położenia wirnika.

Zgodnie ze strukturą pokazaną na rysunku 1 można wyróżnić trzy podstawowe sposoby sterowania silnikiem PM BLDC:

- a) w układzie otwartym, gdzie wysterowanie tranzystorów  $KE$  zależne jest tylko od elektrycznego kąta obrotu,
- b) w układzie z regulacją (ograniczeniem) prądów fazowych, tj. wysterowanie tranzystorów  $KE$  zależne jest od elektrycznego kąta obrotu oraz od nastawy ograniczającej płynący prąd,
- c) w kaskadowym układzie regulacji prędkości i prądu, gdzie regulator prędkości wypracowuje wartość zadaną prądu, tj. wysterowanie tranzystorów  $KE$  zależne jest od elektrycznego kąta obrotu oraz od wartości zadanej prądu.



Rys. 4. Sygnały kodujące położenie wirnika (a) oraz względny współczynnik wzbudzenia siły elektromotorycznej (b)

W przypadku **a)** nie ma w zasadzie możliwości kontroli układu: brak regulacji prędkości obrotowej, prąd fazowy nie jest w żaden sposób ograniczany. Poszczególne tranzystory są wysterowane zgodnie z tabelą 1.

Tabela 1. Sygnały sterujące tranzystorami w układzie otwartym

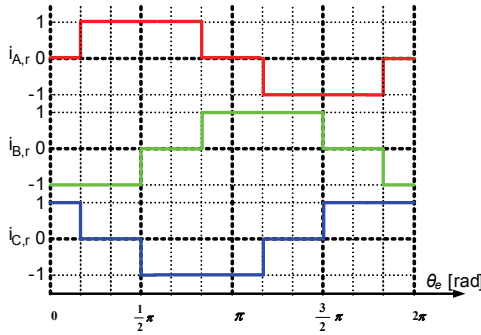
$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$
$\bar{H}_C \cap H_B$	$\bar{H}_A \cap H_B$	$\bar{H}_A \cap H_C$	$\bar{H}_B \cap H_C$	$\bar{H}_B \cap H_A$	$\bar{H}_C \cap H_A$

W przypadku **b)**, regulator prądu pełni funkcję ograniczającą amplitudę zadawanego prądu przez co nie dopuszcza do przegrzania uzwojeń czy odmagnesowania magnesów trwałych. Regulator prądu, na podstawie prądu zadanego  $I_{k,r}$   $k$ -tej fazy (10) i mierzonego (obliczonego)  $I_k$ , odpowiada za wysterowanie tranzystorów  $KE$ . Znak prądu zadanego, dla przedstawionych na rys. 4 przebiegów względnego współczynnika wzbudzenia i sygnałów kodujących położenie, został przedstawiony na rys. 5.  $I_r$  oznacza amplitudę prądu zadanego. W dalszej części, w opisie wyników badań symulacyjnych, zostaną przedstawione i porównane różne postaci regulatorów prądu.

$$I_{k,r} = I_r \cdot i_{k,r}, \quad k \in \{A, B, C\}. \quad (10)$$

Przebiegi, jak na rys. 5 można uzyskać korzystając z równań (11), słusznych przy założeniu sygnału położenia kodowanego jak na rys. 4a. W przypadku konieczności hamowania dynamicznego lub zmiany kierunku obrotów wirnika, należy przed zastosowaniem formuł z tabeli 1 lub zależności (11) sygnały logiczne  $H_A$ ,  $H_B$ ,  $H_C$  poddać negacji.

$$\begin{aligned}
 i_{A,r} &= \overline{H}_C \cap H_B - H_C \cap \overline{H}_B, \\
 i_{B,r} &= \overline{H}_A \cap H_C - H_A \cap \overline{H}_C, \\
 i_{C,r} &= \overline{H}_B \cap H_A - H_B \cap \overline{H}_A.
 \end{aligned}
 \tag{11}$$



Rys. 5. Znak prądu referencyjnego, w zależności od położenia wirnika

### 3. MODEL SYMULACYJNY i WYNIKI BADAŃ

#### 3.1. MODEL SYMULACYJNY

Na podstawie równań (1)–(11) i przebiegów (rys. 4 i rys. 5) opracowano model symulacyjny w środowisku Matlab–Simulink. Obliczenia wykonywano metodą całkowania odel z krokiem  $5 \mu\text{s}$ .

Parametry silnika użytego do badań (typ BN34-55AF-01 firmy MOOG) są następujące: prędkość znamionowa mechaniczna  $\omega_{mN} = 2410 \text{ obr./min}$ , liczba par biegunów  $p = 4$ , stała wzbudzenia  $K_e = 0,0876 \text{ V/(rad/s)}$ , stała momentu  $K_t = 0,0876 \text{ Nm/A}$ , napięcie znamionowe  $U_{DC} = 24 \text{ V}$ , rezystancja fazy uzwojenia  $R_s = 0,043 \Omega$ , zastępcza indukcyjność fazowa  $L_s = 0,135 \text{ mH}$ , moment bezwładności wirnika  $J = 169,37 \cdot 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ , moment znamionowy silnika  $M_{eN} = 1,82 \text{ Nm}$ , prąd znamionowy  $I_N = 23,3 \text{ A}$ ,  $B = 0,00005 \text{ Nm/(rad/s)}$ . Parametry  $K_e$  i  $K_t$  podane są dla silnika jako całości, stąd w równaniach (6) i (7) należy wstawić wartości zgodnie z (12).

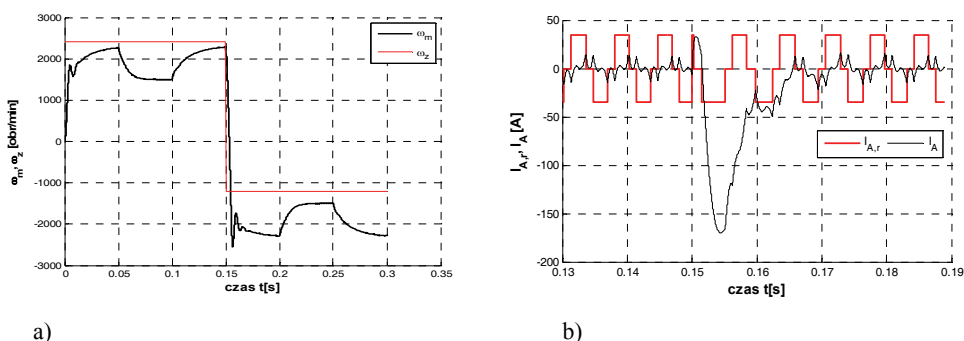
$$k_t = 0,5K_t, k_e = 0,5K_e \tag{12}$$

#### 3.2. WYNIKI BADAŃ

Na rysunkach 6–9 zebrane zostały wyniki symulacji. Prędkość zadana początkowo ma wartość znamionową  $\omega_{mN}$ , a w czasie  $t = 0,2 \text{ s}$  następuje zmiana znaku i wartości do  $-0,5 \omega_{mN}$ . Zastosowano (gdzie było to możliwe) ograniczenie prądu fazowego do

wartości  $1,5 \cdot I_N$ . W czasie  $t = 0,1$  s następuje podanie znamionowego momentu obciążenia, zmiana jego znaku w  $t = 0,2$  s i odłączenie w czasie  $t = 0,3$  s. Do sterowania tranzystorami przekształtnika zastosowano modulację bipolarną, tj. sygnał załączający tranzystor równocześnie wyłącza drugi tranzystor w danej gałęzi. Tym samym nie uwzględniono w sterowaniu czasu martwego, występującego w rzeczywistym układzie.

Przebiegi na rysunku 6 uzyskano w układzie otwartym (sytuacja a) z pkt. 2.2. Osiąganie prędkości znamionowej trwa długo, po zmianie kierunku obrotów występują oscylacje prędkości i momentu elektromagnetycznego, podanie znamionowego momentu obciążenia znacząco spowalnia silnik, zwiększając przy tym prądy do wartości kilkukrotnie wyższych od prądu znamionowego.



Rys. 6. Przebiegi w układzie otwartym, a) zadana i obliczona prędkość obrotowa, b) zadany i obliczony prąd w fazie A podczas nawrotu z momentem obciążenia

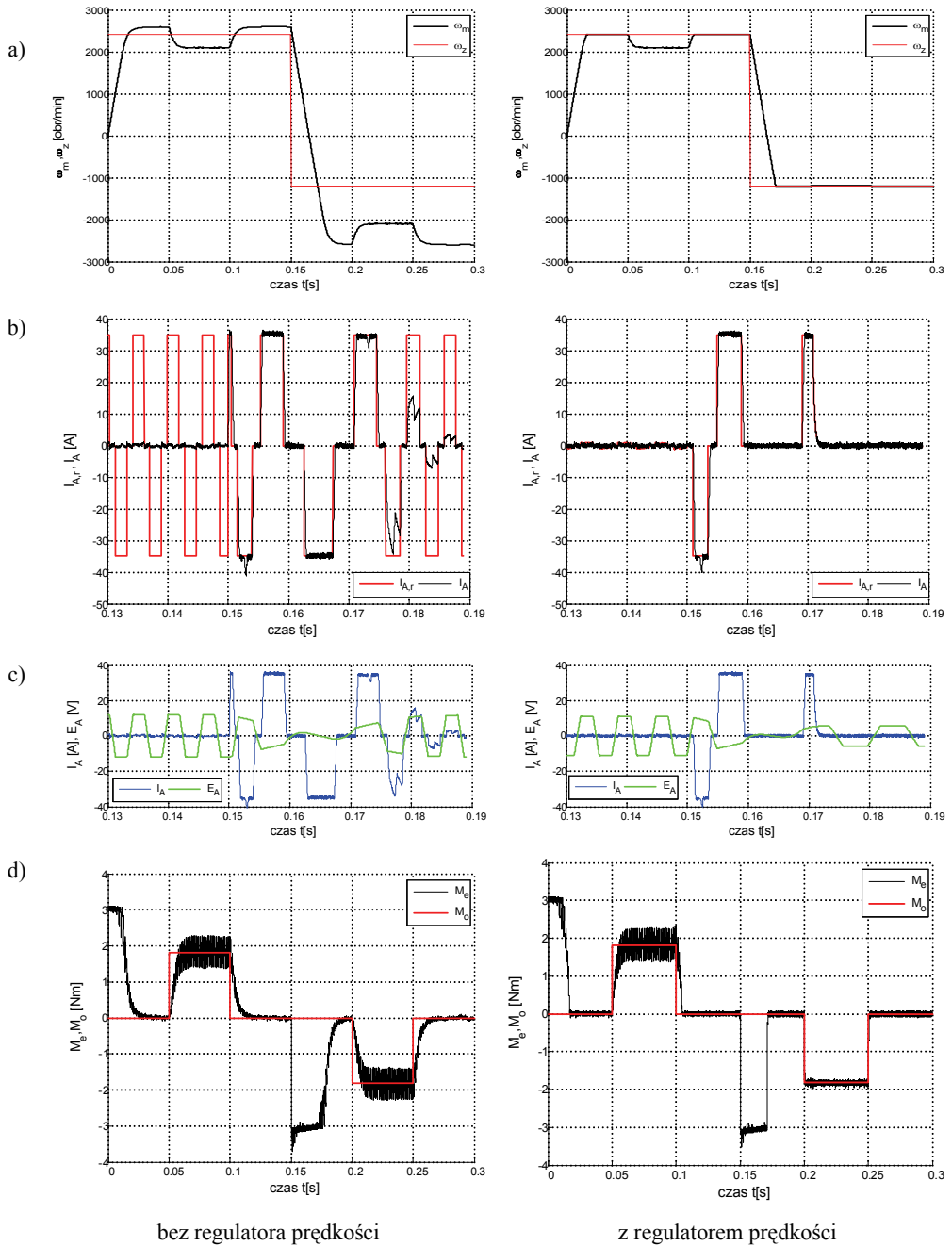
Przebiegi z rysunków 7, 8 i 9 odnoszą się do sytuacji, gdy w układzie pracuje regulator prądu, samodzielnie (ogranicza prąd) lub w połączeniu z regulatorem prędkości. Regulator prędkości jest typu PI, a jego nastawy wyznaczone są wg (13), natomiast dla regulatora PI prądu wg (14). Zależności (13) i (14) zaczerpnięto z [1], gdyż pozwalają na zmiany oczekiwanego czasu narostu prędkości i prądu, za pomocą parametrów  $t_{r\omega}$  i  $t_{ri}$  (przyjęto  $t_{r\omega} = 0,05$  ms,  $t_{ri} = 0,01$  ms). Szerokość pętli histerezy dla regulatora prądu ustalono jako  $h_b = 0,1$  A, górną dopuszczalną częstotliwość przełączeń dla regulatora delta jako  $f_s = 5$  kHz, natomiast częstotliwość nośną w modulacji PWM na  $f_s = 10$  kHz.

$$K_{P\omega} = (\ln 9) \cdot J / t_{r\omega}, \quad K_{I\omega} = (\ln 9) \cdot B / t_{r\omega}, \quad (13)$$

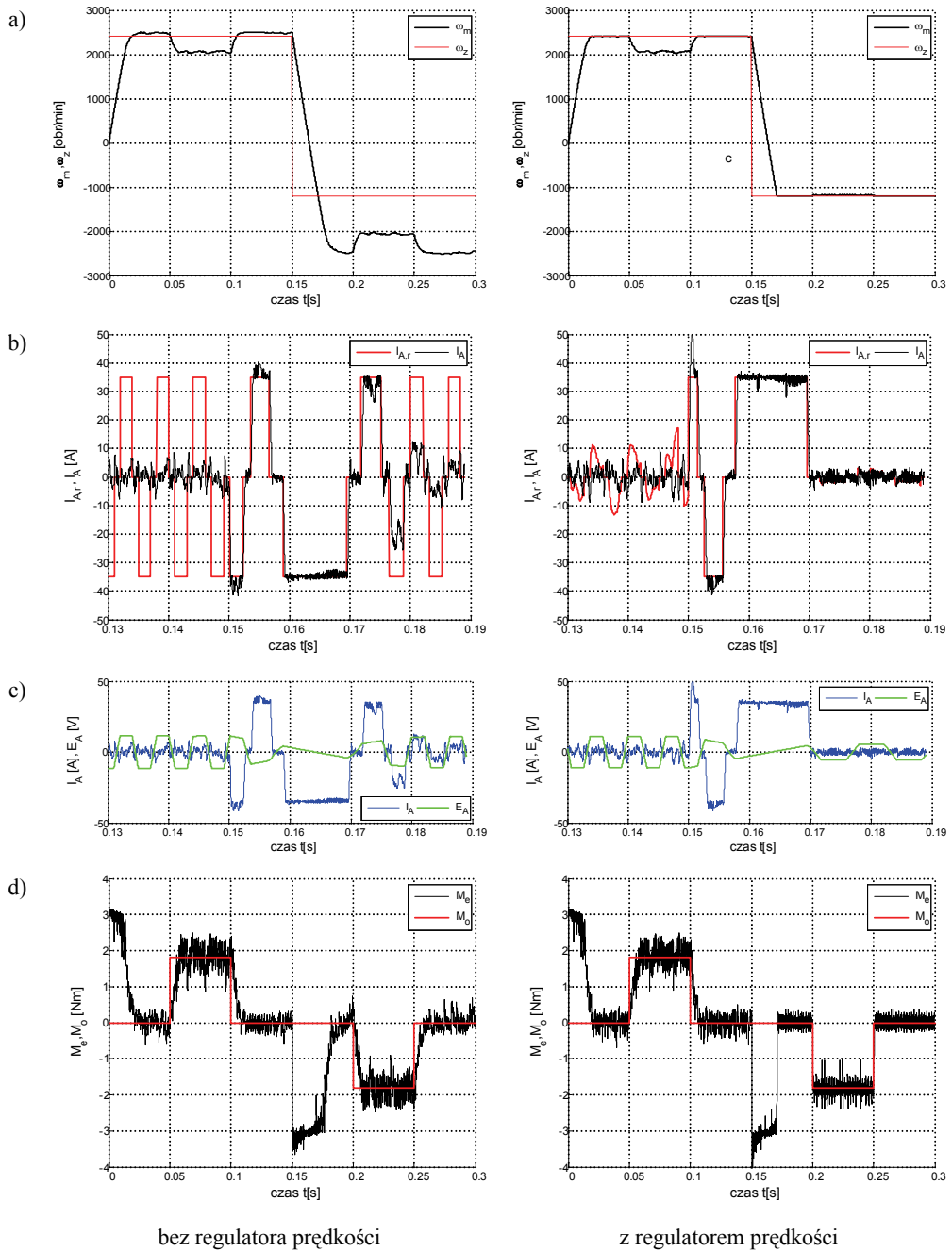
$$K_{Pi} = (\ln 9) \cdot L_S / t_{ri}, \quad K_{Ii} = (\ln 9) \cdot R_S / t_{ri}. \quad (14)$$

Regulatory prądu porównują dla każdej fazy prądy mierzone oraz zadane, stąd w układzie rzeczywistym potrzebne byłyby trzy czujniki prądu. Pierwszym regulatorem w porównaniu (rys. 7) jest prosty dwupołożeniowy histerezowy komparator. Jego

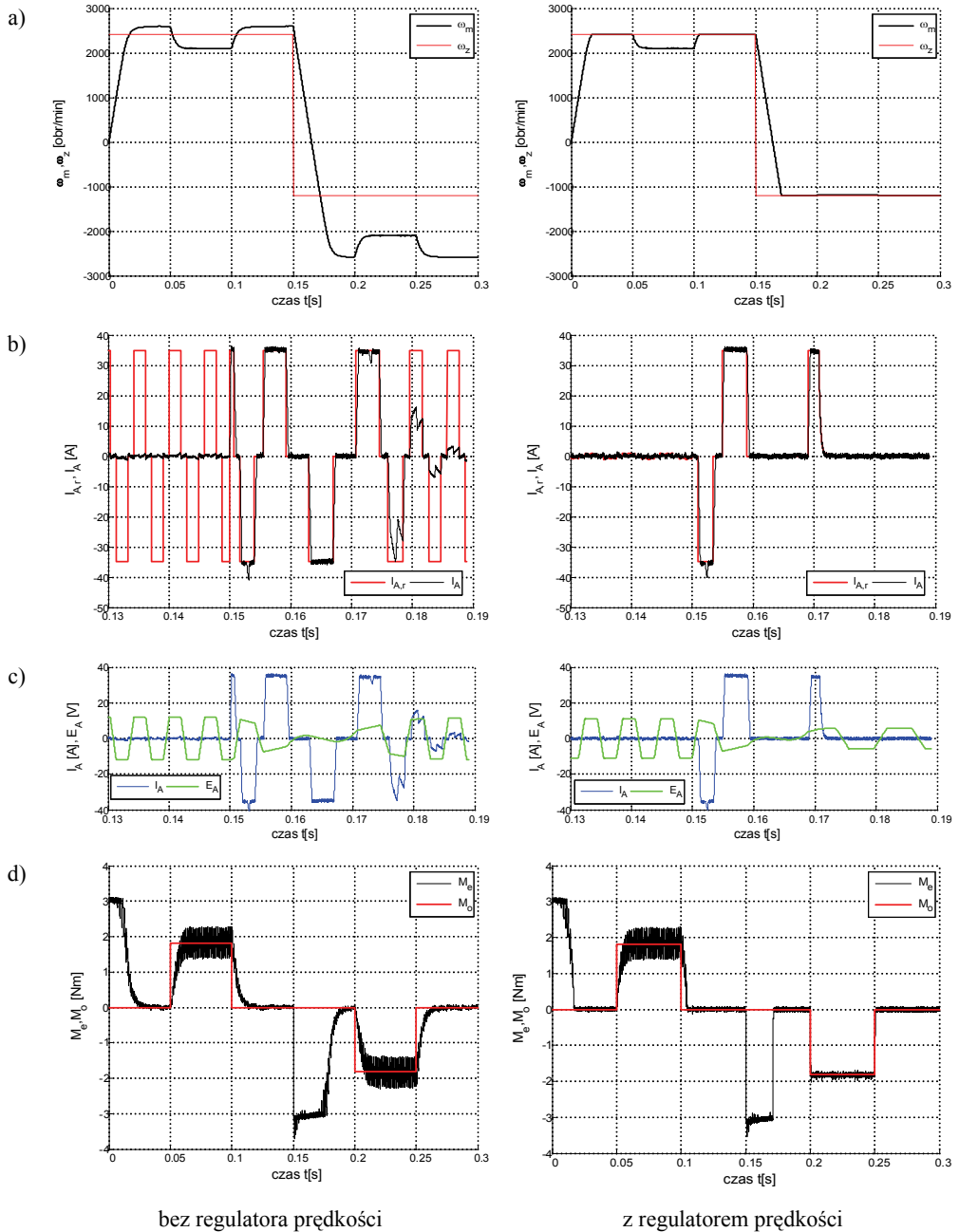




Rys. 7. Przebiegi w układzie z regulatorem histerezowym prądu: a) prędkość obrotowa zadana i obliczona, b) porównanie zadanego i obliczonego prądu w fazie A podczas nawrotu, c) porównanie prądu i siły elektromotorycznej w fazie A podczas nawrotu, d) moment elektromagnetyczny i obciążenia



Rys. 8. Przebiegi w układzie z regulatorem prądu typu delta: a) prędkość obrotowa zadana i obliczona, b) porównanie zadanego i obliczonego prądu w fazie A podczas nawrotu, c) porównanie prądu i siły elektromotorycznej w fazie A podczas nawrotu, d) moment elektromagnetyczny i obciążenia



Rys. 9. Przebiegi w układzie z regulatorem prądu typu PI i modulatorem PWM:  
 a) prędkość obrotowa zadana i obliczona, b) porównanie zadanego i obliczonego prądu w fazie A podczas nawrotu, c) porównanie prądu i siły elektromotorycznej w fazie A podczas nawrotu, d) moment elektromagnetyczny i obciążenia

wadą jest brak ograniczenia częstotliwości przełączeń. Zaletą natomiast kontrola wartości prądów fazowych w stanach dynamicznych (rozruch, nawrót, zmiana momentu obciążenia). Jak wynika z porównania na rysunku 7c, relacja pomiędzy prądem fazowym a indukowaną siłą elektromotoryczną jest zsynchronizowana, jak w przypadku idealnym. Obecność w układzie dodatkowo regulatora prędkości pozwala na zmniejszenie oscylacji prędkości obrotowej i momentu elektromagnetycznego.

Wady powyższego rozwiązania nie ma regulator prądu typu delta. Wprowadzono do niego dodatkowy sygnał zegarowy. Załączanie zaworów może odbywać się jedynie wtedy, gdy sygnał ten wynosi jeden, a wyłączenie – gdy zero. W tym układzie można zrezygnować ze strefy histerezy w komparatorze prądów. Jak wynika z rysunku 8, skutkiem ograniczenia częstotliwości przełączeń są większe tętnienia momentu elektromagnetycznego, szczególnie widoczne w układzie bez regulatora prędkości. Na rysunku 9 przedstawiono wyniki symulacji z regulatorem prądu typu PI z modulacją PWM. W porównaniu do poprzednich, ten typ regulacji charakteryzuje się ustaloną częstotliwością przełączeń oraz ograniczonymi tętnieniami momentu i prędkości obrotowej. Dla każdego badanego przypadku przedstawiono kształt prądów zadanych i obliczonych w jednej z faz (rys. 6b–9b) oraz porównanie obliczonych wartości prądów z przebiegiem siły elektromotorycznej w tej samej (rys. 7c–9c), podczas nawrotu pod obciążeniem znamionowym. Na rysunkach tych widać, kiedy silnik wytwarza moment napędzający (przebiegi na rys. 7c–9c są względem siebie w fazie), a kiedy moment hamujący (przebiegi w przeciwfazie). Analizując kształt obliczonych w symulacji prądów należy zwrócić uwagę na wpływ zjawiska komutacji, objawiający się chwilowym spadkiem średniej wartości napięcia zasilającego silnik PM BLDC [4], a co za tym idzie także i pobieranego prądu. W konsekwencji pojawiają się oscylacje momentu elektromagnetycznego i prędkości obrotowej. Następnym procesem komutacji jest również spadek prędkości obrotowej po obciążeniu silnika PM BLDC wskutek niewystarczającego zapasu napięcia zasilającego.

#### 4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono analizę porównawczą układów regulacji silnika bezszczotkowego prądu stałego z magnesami trwałymi, dla różnych rodzajów regulatorów prądów fazowych. W tym celu opracowano odpowiedni model symulacyjny, obejmujący również sposób kluczowania tranzystorów. Pozwala to na przetestowanie różnych rodzajów regulatorów prądów, a także na symulowanie pracy silnika w warunkach uszkodzenia łączników półprzewodnikowych.

Z przedstawionych symulacji wynika, że ograniczenie górnej częstotliwości przełączeń tranzystorów komutatora elektronicznego na odpowiednio wysokiej częstotliwości nie powoduje spadku jakości regulacji, rozumianej jako wielkość oscylacji przebiegu prędkości i momentu elektromagnetycznego. Porównanie wariantów układu

regulacji podanych w punkcie 2.2 potwierdza, że kaskadowy układ regulacji prędkości i momentu silnika PM BLDC pozwala na śledzenie prędkości zadanej, natomiast stosowanie otwartego układu regulacji poza wyjątkowymi sytuacjami (awaria czujników, stała znamionowa prędkość zadana) nie ma sensu z powodu długich i niekontrolowanych przebiegów przejściowych.

#### LITERATURA

- [1] BALDURSSON S., *BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab®/Simulink® Implementation*, Praca magisterska, Göteborg, 2005.
- [2] GORYCA Z., *Metody sterowania silników BLDC*, Prace Naukowe IMNIPE, 2012, nr 66, t. 1, 32–47.
- [3] KRYKOWSKI K., *Silnik PM BLDC w napędzie elektrycznym. Analiza, właściwości, modelowanie*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2011.
- [4] KRYKOWSKI K., SIEMEK G., WALCZAK D., *Wpływ indukcyjności na charakterystyki mechaniczne silnika PM BLDC*, Kwartalnik „Elektryka”, 2010, z. 1, 213, 165–180.
- [5] KUMAR R., PADMANABAN S.V., *An Artificial Neural Network Based Rotor Position Estimation for Sensorless Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive*, The 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON '06, 649–654.
- [6] MING-FA TSAI, TRAN PHU QUY, BO-FENG WU, CHUNG-SHI TSENG, *Model construction and verification of a BLDC motor using Matlab/Simulink and FPGA control*, 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2011, 1797–1802.

#### COMPARISON OF CURRENT CONTROL STRATEGY OF PM BLDC MOTOR. SIMULATION RESEARCH

This paper presents a comparison of the current control strategy for the control system of permanent magnet brushless DC motor (PM BLDC). For this purpose, based on the peripheral equations, a simulation model was developed in *Matlab-Simulink*. The model was formulated for the existing common simplification and on the basis of idealized trapezoidal waveform of the electromotive force. The simulations included the ability to control any electronic commutator transistor individually, allowing to test different methods of current regulation.