

Metoda wyznaczania komutacyjnych tętnień momentu silnika PM BLDC

Robert Piwowarczyk, Krzysztof Krykowski, Janusz Hetmańczyk

1. Wstęp

W bezszczotkowym silniku prądu stałego wzbudzonym magnesami trwałymi (*Permanent Magnet Brushless Direct Current* – PM BLDC) komutator mechaniczny zostaje zastąpiony przekształtnikiem elektronicznym (energoelektronicznym), nazywanym również komutatorem elektronicznym. Przekształtnik ten naśladuje działanie komutatora mechanicznego i w odpowiednich chwilach przełącza zasilanie uzwojeń silnika. Przełączanie uzwojeń odbywa się w sposób dyskretny, z rozdzielczością odpowiadającą liczbie pulsów przypadających na obrót silnika.

W idealnym silniku PM BLDC prądy fazowe mają kształt prostokątny, wpływ indukcyjności na pracę silnika jest pomijalnie mały, a fazowe siły elektromotoryczne są trapezowe i w czynnym obszarze pracy zaworów przyjmują wartości stałe. W silniku rzeczywistym przy przełączaniu tranzystorów komutatora elektronicznego następuje przeładowanie energii w obwodach z indukcyjnością. Powoduje to powstanie dodatkowych tętnień komutacyjnych momentu. Wywołany przełączeniami tranzystorów moment komutacyjny może powodować tętnienia prędkości, co jest szczególnie niekorzystne w przypadku silnika pracującego w zakresie małych prędkości obrotowych, zwłaszcza gdy momenty bezwładności silnika i maszyny roboczej są małe. Tętnienia komutacyjne momentu są jeszcze bardziej niebezpieczne w przypadku silników wysokoobrotowych, gdy może dojść do sytuacji, że częstotliwość tętnień momentu będzie równa częstotliwości rezonansu mechanicznego silnika [3].

Tętnienia komutacyjne są przedmiotem wielu publikacji. W artykułach tych przedstawiona jest analiza zjawiska komutacji w silnikach PM BLDC [1, 6, 12], zaproponowane są sposoby minimalizacji tętnień realizowanych na drodze sterowania [2, 7, 14] lub modyfikacji strategii sterowania komutatorem elektronicznym [13, 16] albo przez wprowadzenie dodatkowego przekształtnika DC/DC, z którego zasilany jest dopiero silnik PM BLDC [15]. Przedstawione w tych artykułach zależności są rozbudowane i nie zapewniają możliwości szybkiej oceny tętnień.

Celem publikacji jest przedstawienie prostej metody oceny tętnień komutacyjnych momentu typowych silników PM BLDC, słusznej w przypadku, gdy spełnione są założenia upraszczające [11]:

1. Elektromagnetyczna stała czasowa silnika jest na tyle duża, że przebiegi prądów i momentów można aproksymować liniowo.

Streszczenie: W bezszczotkowym silniku prądu stałego komutator mechaniczny zostaje zastąpiony przekształtnikiem energoelektronicznym pełniącym rolę komutatora elektronicznego. W chwilach przełączania poszczególnych uzwojeń fazowych pojawiają się w silniku pulsy prądu. Pulsy te powodują powstawanie tętnień momentu elektromagnetycznego i prędkości kątowej silnika. W artykule zaproponowano prostą metodę określania wielkości tętnień momentu oraz wartości pierwszej harmonicznej momentu elektromagnetycznego. Uzyskane wyniki zweryfikowano za pomocą badań symulacyjnych w programie Matlab/Simulink.

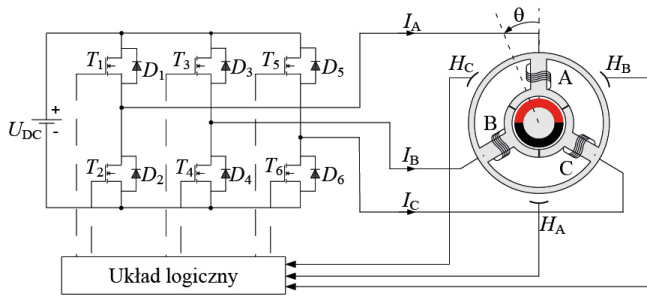
Słowa kluczowe: bezszczotkowy silnik prądu stałego, tętnienia momentu, pierwsza harmoniczna momentu

THE METHOD FOR DETERMINING OF THE SWITCHING RIPPLE OF A PM BLDC MOTOR TORQUE

Abstract: In a brushless DC motor mechanical commutator is replaced by a power electronics converter serving as an electronic commutator. The pulses of the motor current appear in moments of switching individual phase windings. These pulses cause the formation of pulses of electromagnetic torque and angular speed of the motor. This paper proposes the simple method of determining the magnitude of torque pulses. The achieved results have been verified through simulation research in Matlab/Simulink environment performed on a computer model of PM BLDC motor.

Keywords: permanent magnet brushless direct current, torque ripple, first harmonic of a torque

2. W chwili zakończenia komutacji prądu fazy niebiorącej udziału w komutacji i fazy przejmującej prąd są równe prądowi źródła.
3. Prąd źródła dla przedziału międzykomutacyjnego jest w przybliżeniu równy średniej wartości prądu fazy niebiorącej udziału w komutacji i prądu fazy załączanej określonych niezależnie.
4. Czas komutacji jest mniejszy od czasu trwania taktu pracy komutatora elektronicznego.



Rys.1. Schemat połączeń – silnik PM BLDC

2. Silnik PM BLDC

Schemat połączeń obwodu głównego 3-fazowego silnika PM BLDC o jednej parze biegunów, uzwojeniach połączonych w gwiazdę i z komutatorem elektronicznym w układzie mostka 3-fazowego przedstawiono na rys. 1. Poszczególne uzwojenia fazowe są przełączane sekwencyjnie przez tranzystory komutatora elektronicznego i wytwarzają pole magnetyczne, którego wektor może przyjmować sześć położeń. Funkcja przełączeń zaworów komutatora elektronicznego jest wypracowywana na podstawie sygnałów pochodzących z dyskretnych czujników położenia wirnika (CPW). Zasada działania silnika PM BLDC została opisana między innymi w [4, 5].

Siła elektromotoryczna E_k indukowana w k -tym uzwojeniu fazowym silnika jest proporcjonalna do prędkości kątowej silnika ω zgodnie z zależnością:

$$e_k = \omega K_{fp} (\mathcal{G}_{ek}) \quad (1)$$

Moment elektromagnetyczny wytwarzany przez prąd płynący w uzwojeniu k -tej fazy jest opisany zależnością:

$$M_{ek} = K_{fp} (\mathcal{G}_{ek}) i_k \quad (2)$$

Występujący w zależności (2) prąd fazowy wynika z równania:

$$u_k = R_s i_k + L_s \frac{di_k}{dt} + e_k \quad (3)$$

w którym R_s i L_s oznaczają rezystancję i indukcyjność fazy stojana, przy czym L_s jest indukcyjnością zastępczą, uwzględniającą indukcyjność własną uzwojenia fazowego oraz wpływ indukcyjności wzajemnej i prądów płynących w fazach o liczbie porządkowej różnej od k .

W wielu rozważaniach, przy opisie silnika, wygodnie jest wprowadzić zastępczy obwód prądu stałego, w którym siłę elektromotoryczną zastępczego obwodu prądu stałego i moment elektromagnetyczny można opisać za pomocą zależności:

$$E_d = 2K_{fp} \omega \quad (4)$$

oraz:

$$M_c = 2K_{fp} I_d \quad (5)$$

W stanie ustalonym prędkość idealnego silnika PM BLDC o pomijalnej indukcyjności jest określona zależnością:

$$\omega_i = \frac{U_d - \frac{R_d}{2K_{fp}} M_c}{2K_{fp}} \quad (6)$$

3. Tętnienia komutacyjne momentu

Moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik może zawierać składowe tętniące spowodowane:

- napięciem zasilającym;
- odkształceniami napięcia fazowego lub fazowych sił elektromotorycznych;
- modulacją PWM w komutatorze elektronicznym;
- komutacją.

Tematem rozważań są tętnienia komutacyjne w związku z tym w dalszych rozważaniach pominięto tętnienia wywołane odkształceniami napięć, sił elektromotorycznych i modulacją. W czasie komutacji następuje zwarcie zacisków wejściowych silnika i zmiana połączeń uzwojeń. Przeprowadzono analizę przebiegów prądów i momentów dla jednego taktu pracy komutatora elektronicznego, o okresie wynikającym z zależności:

$$T_s = \frac{2\pi}{\omega_s} = \frac{2\pi}{mp\omega} \quad (7)$$

przy czym analizę rozpoczęto dla chwili przełączenia tranzystorów.

Schematy połączeń uzwojeń w czasie komutacji układu bezpośrednio po załączeniu tranzystora w fazie B przedstawiono na rys. 2. W chwili poprzedzającej przełączanie (rys. 2 a) przewodzą tranzystory T_1 (faza A) i T_6 (faza C). Równoczesne załączenie tranzystora T_3 fazy B i wyłączenie tranzystora T_1 fazy A powoduje, że prąd fazy A przejmuje dioda D_2 (rys. 2 b) i następuje rozładowanie energii zmagazynowanej w uzwojeniu fazy A, przy równoczesnym wzroście energii magazynowanej w uzwojeniu fazy B. Dioda D_2 przestaje przewodzić, gdy prąd wyłączanej fazy (A) zmaleje do zera (rys. 3). Wtedy prąd zaczyna płynąć przez dwie fazy silnika załączone przez tranzystory T_3 oraz T_6 (rys. 2 c).

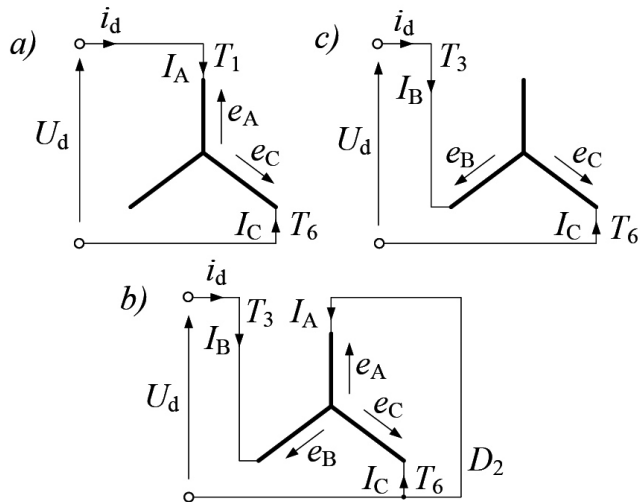
W rozważaniach wprowadzono oznaczenia prądów (rys. 3):

$$I_{B1}(t) = \frac{t}{T_s} I_{dmax} \quad (8)$$

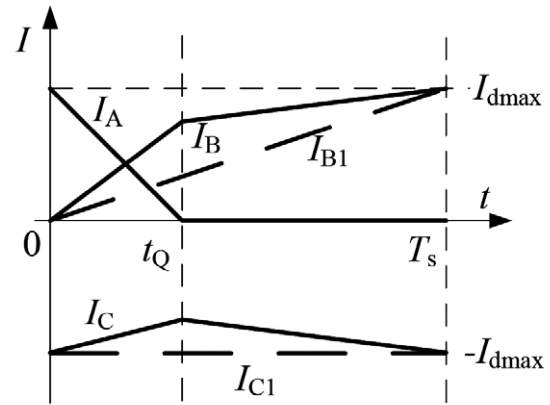
oraz

$$I_{C1}(t) = -I_{dmax} \quad (9)$$

które by płynęły, gdyby uzwojenia fazowe nie były połączone. Dla przedziału międzykomutacyjnego warunek „3” można zapisać jako:



Rys. 2. Schematy połączeń silnika PMBLDC w czasie przełączeń uzwojeń: a) przewożą tranzystory T_1 w fazie A oraz T_6 w fazie C; b) tranzystor T_1 jest wyłączony, przewodzi tranzystor T_6 w fazie C oraz dioda D_2 w fazie A; c) dioda D_2 przestaje przewodzić, przewożą tranzystory T_3 w fazie B oraz T_6 w fazie C



Rys. 3. Przebiegi prądów silnika w czasie jednego taktu pracy komutatora elektronicznego przy załączaniu fazy B i wyłączaniu fazy A

$$I_d(t) = -I_C(t) = I_B(t) \approx \frac{-I_{C1}(t) + I_{B1}(t)}{2} \quad (10)$$

Po podstawieniu (8) i (9) do (10) uzyska się:

$$I_d(t) = -I_C(t) + I_B(t) = \frac{I_{dmax}}{2} \left(1 + \frac{t}{T_s} \right) \quad (11)$$

W chwili początkowej dla czasu $t = 0$ prądy silnika wynoszą odpowiednio (rys. 3):

$$\begin{aligned} I_A(t=0) &= I_{dmax} \\ I_B(t=0) &= 0 \\ I_C(t=0) &= -I_{dmax} \\ I_d(t=0) &= 0 \end{aligned} \quad (12)$$

Na końcu analizowanego taktu pracy komutatora elektronicznego dla czasu $t = T_s$ prądy silnika wynoszą odpowiednio:

$$\begin{aligned} I_A(t=T_s) &= 0 \\ I_B(t=T_s) &= I_{dmax} \\ I_C(t=T_s) &= -I_{dmax} \\ I_d(t=T_s) &= I_{dmax} \end{aligned} \quad (13)$$

Prąd fazy A (wyłączanej) maleje w czasie komutacji i w chwili zakończenia komutacji dla czasu $t = t_Q$ przyjmuje wartość równą zero:

$$I_A(t=t_Q) = 0 \quad (14)$$

Prądy faz B i C oraz prąd źródła są natomiast równe i określone zależnościami:

$$I_d(t_Q) = -I_C(t_Q) = I_B(t_Q) = \frac{I_{dmax}}{2} \left(1 + \frac{t_Q}{T_s} \right) \quad (15)$$

Momenty elektromagnetyczne wywoływane przez prądy płynące w poszczególnych uzwojeniach fazowych są opisane zależnością ogólną (2). Dla trapezowego kształtu siły elektromotorycznej fazowy współczynnik wzbudzenia dla fazy B i C jest stały i wynosi K_{fp} lub $-K_{fp}$. Korzystając z tych wartości współczynnika wzbudzenia, można momenty elektromagnetyczne wytwarzane przez poszczególne fazy oraz moment całkowity silnika opisać zależnościami w charakterystycznych punktach przebiegu (rys. 3). I tak:

- dla czasu $t = 0$:

$$\begin{aligned} M_{eA}(0) &= K_{fp} I_A(0) = K_{fp} I_{dmax} = \frac{1}{2} M_{e max} \\ M_{eB}(0) &= K_{fp} I_B(0) = 0 \\ M_{eC}(0) &= -K_{fp} I_C(0) = K_{fp} I_{dmax} = \frac{1}{2} M_{e max} \end{aligned} \quad (16)$$

moment całkowity silnika opisuje zależność:

$$M_e(0) = M_{eA}(0) + M_{eC}(0) = 2K_{fp} I_{dmax} = M_{e max} \quad (17)$$

- dla czasu, w którym kończy się komutacja $t = t_Q$, momenty wynoszą:

$$\begin{aligned}
 M_{eA}(t_Q) &= K_{fp} I_A(t_Q) = 0 \\
 M_{eB}(t_Q) &= K_{fp} I_B(t_Q) = K_{fp} \frac{I_{dmax}}{2} \left(1 + \frac{t_Q}{T_s}\right) \\
 &= \frac{1}{4} M_{e max} \left(1 + \frac{t_Q}{T_s}\right) \\
 M_{eC}(t_Q) &= -K_{fp} I_C(t_Q) = K_{fp} \frac{I_{dmax}}{2} \left(1 + \frac{t_Q}{T_s}\right) \\
 &= \frac{1}{4} M_{e max} \left(1 + \frac{t_Q}{T_s}\right)
 \end{aligned} \tag{18}$$

a moment całkowity jest równy:

$$\begin{aligned}
 M_e(t_Q) &= M_{eB}(t_Q) + M_{eC}(t_Q) \\
 &= 2K_{fp} \frac{I_{dmax}}{2} \left(1 + \frac{t_Q}{T_s}\right) = \frac{1}{2} M_{e max} \left(1 + \frac{t_Q}{T_s}\right)
 \end{aligned} \tag{19}$$

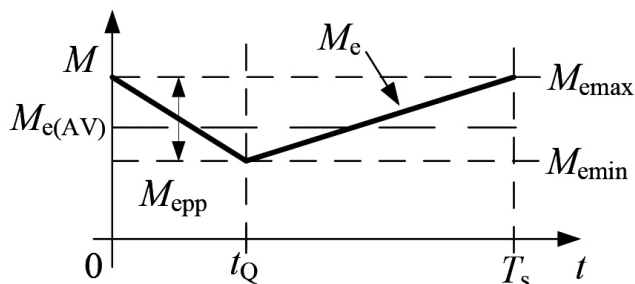
- na końcu analizowanego okresu $t = T_s$ momenty wynoszą:

$$\begin{aligned}
 M_{eA}(T_s) &= K_{fp} I_A(T_s) = 0 \\
 M_{eB}(T_s) &= K_{fp} I_B(T_s) = K_{fp} I_{dmax} = \frac{1}{2} M_{e max} \\
 M_{eC}(T_s) &= -K_{fp} I_C(T_s) = K_{fp} I_{dmax} = \frac{1}{2} M_{e max}
 \end{aligned} \tag{20}$$

a moment wytwarzany przez silnik wynosi:

$$M_e(T_s) = M_{eB}(T_s) + M_{eC}(T_s) = 2K_{fp} I_{dmax} = M_{e max} \tag{21}$$

Korzystając z zależności (17), (19) oraz (21), aproksymowano przebieg momentu elektromagnetycznego silnika (rys. 4) zależnością:



Rys. 4. Przebieg momentu elektromagnetycznego silnika aproksymowany liniowo w czasie jednego taktu pracy komutatora elektronicznego

$$M_e(t) = \begin{cases} \frac{M_{e max}}{2} \left(2 - \frac{t}{t_Q} + \frac{t}{T_s}\right) & \text{dla } 0 < t < t_Q \\ \frac{M_{e max}}{2} \left(1 + \frac{t}{T_s}\right) & \text{dla } t_Q \leq t < T_s \end{cases} \tag{22}$$

W momencie elektromagnetycznym silnika można wyróżnić składową stałą:

$$M_{e(AV)} = M_{e max} \left(\frac{3}{4} + \frac{t_Q}{4T_s}\right) \tag{23}$$

oraz składową przemienną o wartości międzyszczytowej:

$$M_{e pp} = \frac{M_{e max}}{2} \left(1 - \frac{t_Q}{T_s}\right) \tag{24}$$

Istotny wpływ na tętnienia momentu ma iloraz czasu komutacji t_Q i okresu taktowania komutatora elektronicznego T_s . Iloraz ten, oznaczony jako:

$$t_{Q*} = \frac{t_Q}{T_s} \tag{25}$$

można wyznaczyć, łącząc zależność (26):

$$t_Q = \frac{L_d I_{d(AV)}}{U_d} \tag{26}$$

na czas komutacji i zależności opisujące moment elektromagnetyczny (5) oraz okres taktowania (7) rzeczywistego silnika. Po podstawieniu i przekształceniu uzyska się:

$$t_{Q*} = \frac{mp L_d I_{d(AV)}}{2\pi U_d} \omega_l k_\omega \tag{27}$$

gdzie:

$$k_\omega = \frac{1}{1 + \frac{mp L_d}{8\pi K_{fp}} \frac{M_e}{2K_{fp}}} \tag{28}$$

oznacza współczynnik nachylenia charakterystyki, który informuje o relacji pomiędzy prędkością silnika idealnego (6) i rzeczywistego [5].

Zależności (12) – (24) obowiązują dla czasów komutacji nie większych od połowy okresu taktowania komutatora elektronicznego, czyli gdy zachodzi:

$$t_Q \leq \frac{T_s}{2} \tag{29}$$

Dla czasów komutacji większych od połowy okresu taktowania komutatora elektronicznego, czyli gdy zachodzi:

$$t_Q > \frac{T_s}{2} \quad (30)$$

a czas jest większy od połowy okresu taktowania komutatora elektronicznego, czyli gdy dodatkowo zachodzi:

$$t > \frac{T_s}{2} \quad (31)$$

wpływ momentu pochodzącego od prądu fazy wyłączanej na całkowity moment elektromagnetyczny jest nieznaczny. Spowodowane to jest małymi wartościami współczynnika wzbudzenia dla fazy A oraz małymi wartościami prądu fazy A dla czasów spełniających warunek (31).

W tej sytuacji przebiegi momentu wywołanego prądem uzwojenia fazy A i całkowitego momentu elektromagnetycznego w przypadku spełnienia warunku (30) przybierają postać:

$$M_{eA}(t) = \begin{cases} \frac{M_{emax}}{2} \left(1 - \frac{2t}{T_s}\right) & \text{dla } 0 < t < \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{dla } \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (32)$$

oraz:

$$M_e(t) = \begin{cases} M_{emax} \left(1 - \frac{t}{2T_s}\right) & \text{dla } 0 < t < t_Q \\ \frac{M_{emax}}{2} \left(1 + \frac{t}{T_s}\right) & \text{dla } t_Q \leq t < T_s \end{cases} \quad (33)$$

Wartość składowej stałej momentu i wartość międzyszczytowa momentu elektromagnetycznego silnika, gdy czas komutacji t_Q i czas t spełniają zależność (30) i (31), są opisane zależnościami:

$$M_{e(AV)} = \frac{7}{8} M_{emax} \quad (34)$$

oraz:

$$M_{ep} = \frac{1}{4} M_{emax} \quad (35)$$

Dla czasu komutacji spełniającego warunek (29) wyznaczono, korzystając z zależności (23), (24) oraz (25), zależność pomiędzy wartością międzyszczytową a wartością średnią momentu elektromagnetycznego i uzyskano:

$$\frac{M_{ep}}{M_{e(AV)}} = \begin{cases} \frac{\frac{M_{emax}}{2} \left(1 - \frac{t_Q}{T_s}\right)}{M_{emax} \left(\frac{3}{4} + \frac{t_Q}{4T_s}\right)} & \text{dla } t_Q \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{2}{7} & \text{dla } t_Q > \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (36)$$

Po uwzględnieniu wzoru (25) zależność (36) można zapisać jako:

$$\frac{M_{ep}}{M_{e(AV)}} = \begin{cases} \frac{2(1-t_{Q*})}{3+t_{Q*}} & \text{dla } t_Q \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{2}{7} & \text{dla } t_Q > \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (37)$$

4. Rozkład składowej tętniącej momentu w szereg Fouriera

W analizie układów o przebiegach okresowych powszechnie stosuje się rozkład funkcji okresowej w szereg Fouriera i aproksymowanie przebiegu okresowego pierwszą harmoniczną. Na rys. 5 pokazano przebieg składowej tętniącej momentu aproksymowany linią łamaną. Istotny wpływ na tętnienia momentu ma iloraz czasu komutacji t_Q i okresu taktowania komutatora elektronicznego T_s , oznaczany jako t_{Q*} .

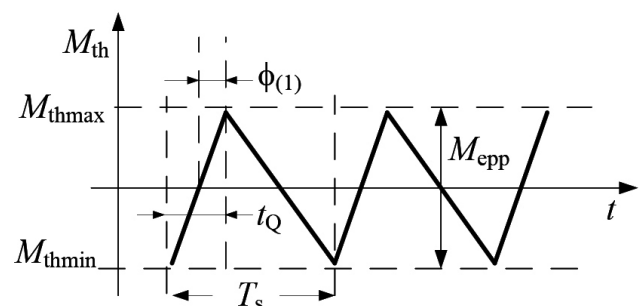
Funkcję okresową o przebiegu jak na rys. 5 można opisać szeregiem trygonometrycznym o postaci:

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(nx + \phi_n) \quad (38)$$

i współczynnikach opisanych zależnościami:

$$b_n = -h \frac{2(-1)^n \xi^2}{n^2(\xi-1)\pi^2} \sin \frac{n(\xi-1)\pi}{\xi} \quad (39)$$

$$x = \omega_s t \quad (40)$$



Rys. 5. Przebieg składowej tętniącej momentu aproksymowany linią łamaną

gdzie:

$$h = \frac{M_{\text{epp}}}{2} \quad (41)$$

$$\xi = \frac{1}{t_{Q^*}} = \frac{T_s}{t_Q} \quad (42)$$

Łącząc zależności (38) – (42), wyznaczono, dla czasu komutacji mniejszego od połowy okresu taktowania komutatora elektronicznego (29), relację pomiędzy wartością międzyszczytową momentu a amplitudą pierwszej harmonicznej składowej tętniącej momentu jako:

$$b_1 = M_{\text{th}(1)} = \frac{M_{\text{epp}}}{t_{Q^*}(1-t_{Q^*})\pi^2} \sin[(1-t_{Q^*})\pi] \quad (43)$$

Z rys. 5 wynika natomiast, że kąt przesunięcia fazowego względem punktu załączenia tranzystora wynosi dla pierwszej harmonicznej:

$$\phi_{(1)} = -\pi t_{Q^*} \quad (44)$$

Po uwzględnieniu zależności (37) wyrażenie (43) przybierze postać:

$$M_{\text{th}(1)} = \frac{M_{\text{e(AV)}}}{\pi^2 t_{Q^*} (3+t_{Q^*})} \sin[(1-t_{Q^*})\pi] \quad (45)$$

Postępując analogicznie jak przy wyprowadzaniu zależności (43), wyznaczono, dla czasu komutacji większego od połowy okresu taktowania komutatora elektronicznego, spełniającego warunek (30), zależność (46) opisującą relację pomiędzy wartością międzyszczytową momentu a amplitudą pierwszej harmonicznej momentu.

$$M_{\text{th}(1)} = \frac{M_{\text{epp}}}{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{2}\right) \pi^2} = \frac{4}{\pi^2} M_{\text{epp}} \quad (46)$$

Po uwzględnieniu zależności (34) wyrażenie (46) przybierze postać:

$$M_{\text{th}(1)} = \frac{M_{\text{th}(1)}}{M_{\text{epp}}} \frac{M_{\text{epp}}}{M_{\text{e(AV)}}} M_{\text{e(AV)}} = \frac{8}{7\pi^2} M_{\text{e(AV)}} \quad (47)$$

Łącząc zależności (45) i (47), uzyska się:

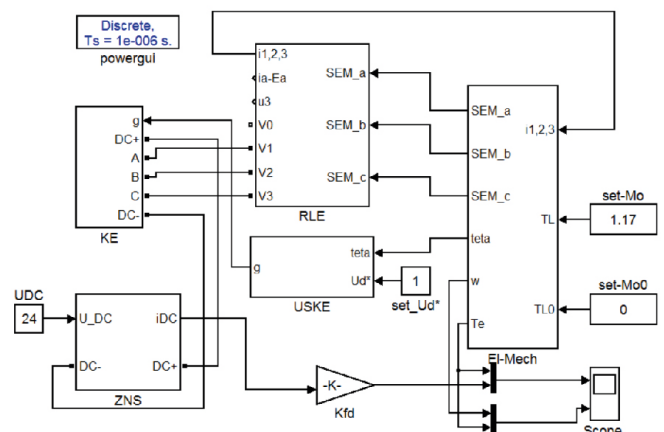
$$\frac{M_{\text{th}(1)}}{M_{\text{e(AV)}}} = \begin{cases} \frac{2 \sin[(1-t_{Q^*})\pi]}{\pi^2 t_{Q^*} (3+t_{Q^*})} & \text{dla } 0 < t_{Q^*} \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{8}{7\pi^2} & \text{dla } \frac{T_s}{2} \leq t_{Q^*} \leq T_s \end{cases} \quad (48)$$

5. Badania symulacyjne

Badania symulacyjne wykonano na modelu komputerowym wykonanym dla oprogramowania Matlab/Simulink. Schemat blokowy modelu przedstawiono na rys. 6. Poszczególne bloki oznaczają: ZNS – sterowany zasilacz napięcia stałego; KE – komutator elektroniczny; RLE – obwód główny silnika, zawierający elementy RL oraz uwzględniający SEM; USKE – układ sterowania komutatorem elektronicznym (regulacja PWM); EL-Mech – blok przetwarzania wielkości elektrycznych na mechaniczne.

W badaniach wykorzystano silnik, którego fazowe siły elektromotoryczne są trapezowe, a opisany jest parametrami: $U_n = 24 \text{ V}$, $R_s = 20 \text{ m}\Omega$, $p = 4$, $P_n = 431 \text{ W}$, $M_n = 1,09 \text{ N.m}$, $L_s = 0,125 \text{ mH}$, $J_M = 43,7 \cdot 10^{-6} \text{ kg.m}^2$, $M_{\text{los}} = 0,08 \text{ N.m}$, $K_m = 52 \text{ mN.m/A}$, $K_{fp} = 26 \text{ mV.s/rad}$. Dane te w pewnym przybliżeniu odpowiadają danym katalogowym silnika BG75x50 firmy Dunkermotoren.

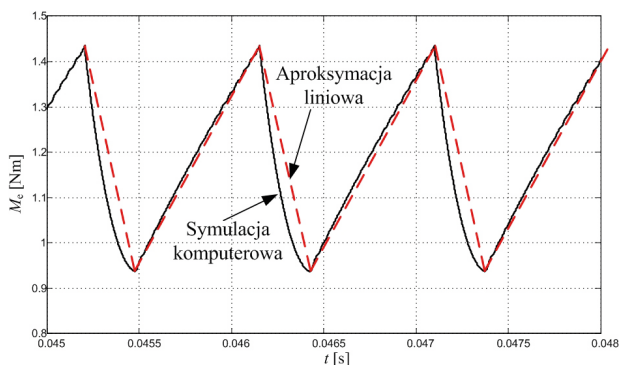
Dla warunków znamionowych zasilania i dwóch przypadków obciążenia zestawiono wyniki ilorazu czasu komutacji i czasu taktowania t_{Q^*} oraz zależności pomiędzy wartością średnią i międzyszczytową momentu elektromagnetycznego $M_{\text{epp}}/M_{\text{e(AV)}}$ w tabeli 1. Wyznaczenie wartości momentów w trakcie symulacji komputerowej polegało na rejestracji przebiegów w stanie ustalonym i odczytaniu wartości minimalnej, maksymalnej oraz średniej momentu. W badaniach laboratoryjnych, weryfikujących metodę, pomiar oraz detekcja tętnień momentu M_e zostaną zrealizowane z wykorzystaniem przetwornika momentu wbudowanego w układ napędowy (metoda bezpośredniego pomiaru). Inne metody pomiaru momentu elektromagnetycznego silników zostały opisane w [9], a dla silników wysokoobrotowych w [10].



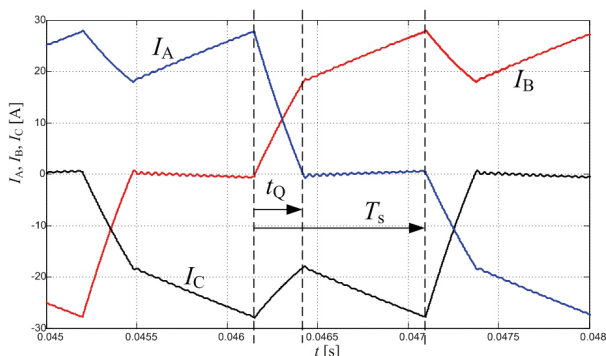
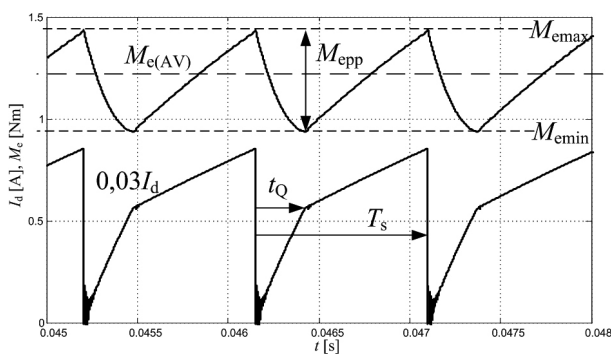
Rys. 6. Schemat blokowy modelu komputerowego badanego silnika PM BLDC

Tabela 1. Wyniki obliczeń teoretycznych i symulacyjnych wykonanych dla warunków znamionowych

	Wielkość	Obliczenia	Symulacja
$M_L = 0,4 M_N$	t_Q/T_s	0,164	0,164
	$M_{epp}/M_{e(AV)}$	0,535	0,535
	$M_{th(1)}/M_{e(AV)}$	0,192	0,192
$M_L = M_N$	t_Q/T_s	0,328	0,417
	$M_{epp}/M_{e(AV)}$	0,404	0,378
	$M_{th(1)}/M_{e(AV)}$	0,159	0,158
$M_L = 2 M_N$	t_Q/T_s	0,525	0,621
	$M_{epp}/M_{e(AV)}$	0,286	0,298
	$M_{th(1)}/M_{e(AV)}$	0,116	0,127



Rys. 7. Zestawienie momentu M_e wyznaczonego teoretycznie i symulacyjnie



Rys. 8. Przebiegi momentu, prądu zasilania oraz prądów fazowych silnika PM BLDC zarejestrowane dla warunków znamionowych

Na rys. 7 zestawiono przebieg momentu uzyskany w wyniku symulacji z przebiegiem momentu uzyskanym w wyniku aproksymacji liniowej. Na rys. 8 zamieszczono przebiegi momentu M_e , prądów fazowych i prądu I_d uzyskane w trakcie symulacji komputerowej.

Kolejne dwa rysunki przedstawiają zależności pomiędzy wartością międzyszczytową a wartością średnią momentu $M_{epp}/M_{e(AV)}$ oraz wartością pierwszej harmonicznej i wartością średnią momentu $M_{th(1)}/M_{e(AV)}$ uzyskane symulacyjnie i obliczeniowo w funkcji momentu elektromagnetycznego silnika M_e i czasu komutacji t_Q .

Wykresy zależności $M_{epp}/M_{e(AV)}$ oraz $M_{th(1)}/M_{e(AV)}$ w funkcji momentu elektromagnetycznego silnika (rys. 9 a i rys. 10 a) potwierdzają dużą zbieżność wyników. W przypadku tych samych zależności w funkcji czasu komutacji t_Q (rys. 9 b i rys. 10 b) można zauważyć, że czasy komutacji wyznaczone z symulacji komputerowej są większe niż to wynika z obliczeń teoretycznych. Wyznaczony czas komutacji t_Q z zależności (26) jest wartością przybliżoną, gdyż nie uwzględnia rezystancji uzwojeń oraz spadków napięcia na diodach zwrotnych znajdujących się w wewnętrznej strukturze tranzystorów komutatora elektronicznego.

6. Podsumowanie i wnioski

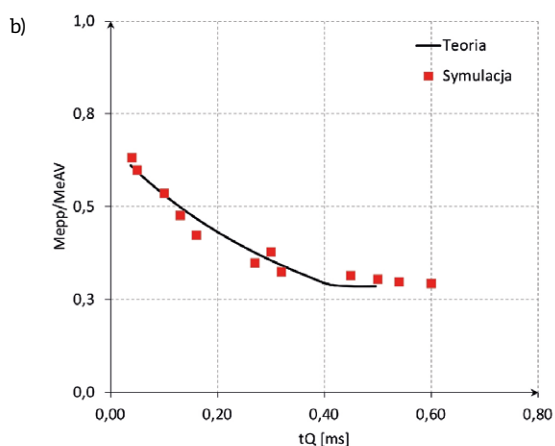
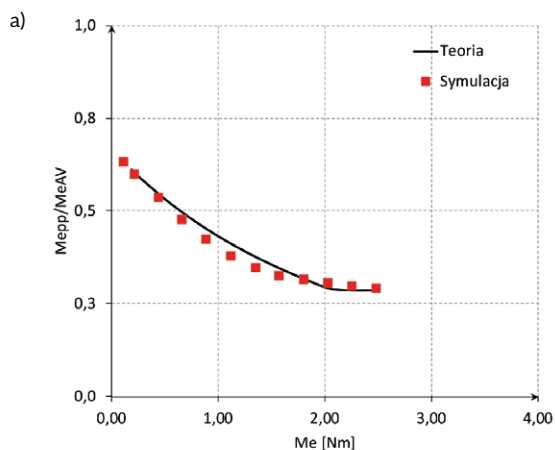
W artykule przedstawiono prostą oryginalną metodę określania tętnień komutacyjnych momentu elektromagnetycznego silnika PM BLDC pojawiających się w chwilach przełączania tranzystorów komutatora elektronicznego.

Badania symulacyjne wykazały, że mimo przyjęcia daleko posuniętych uproszczeń obliczona proponowaną metodą wartość momentu międzyszczytowego oraz momentu pochodzącego od pierwszej harmonicznej dość dokładnie opisuje stan faktyczny. Znaczący wpływ na uzyskane wyniki ma czas komutacji t_Q . Proponowany w pracy [8] sposób wyznaczenia czasu komutacji może spowodować zwiększenie dokładności przedstawionej metody.

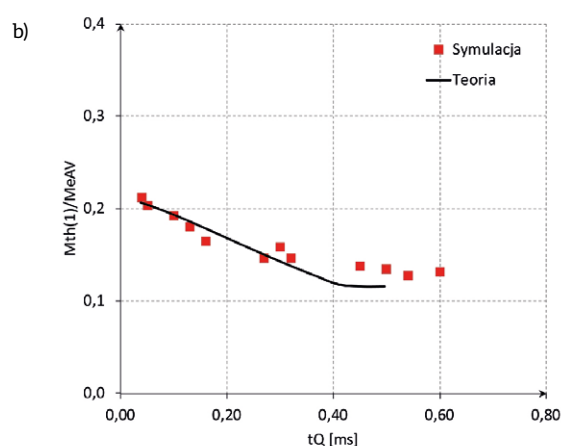
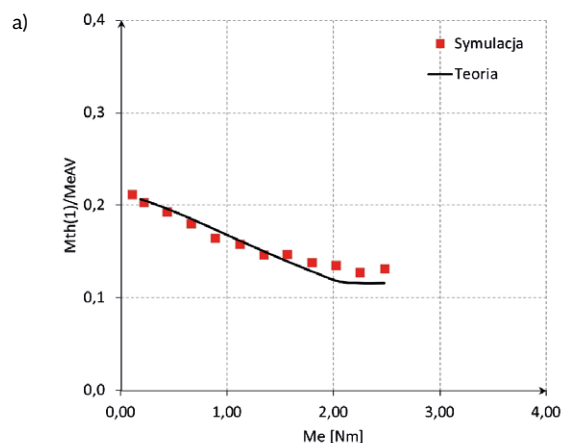
Proponuje się poszerzenie badań o badania nad tętnieniami komutacyjnymi prędkości oraz o badania na temat wpływu regulatorów prądu i/lub prędkości na tętnienia komutacyjne.

Literatura

- [1] CARLSON R.: *Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless dc machines*. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, pp. 632–638, 1992.
- [2] DRABEK T. ET AL.: *Commutation torque ripple reduction in high-speed brushless DC motor*. International Symposium on Electrical Machines (SME), Nałęczów, 2017, pp. 1–6.
- [3] GAŁUSZKIEWICZ Z., KRYKOWSKI K., HETMAŃCZYK J., SKOĆ A.: *Rezonans mechaniczny w wysokoobrotowym silniku PM BLDC*. „Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne” 86/2010.
- [4] HENDERSHOT J.R., MILLER T.J.E.: *Design of brushless permanent – magnet motors*. Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1994.
- [5] KRYKOWSKI K.: *Silniki PM BLDC. Właściwości, sterowanie, aplikacje*. Wydawnictwo BTC, Legionowo 2015.
- [6] LEE T.Y., SEOL M.K., KIM Y.J., JUNG S.Y.: *Design and Torque Ripple Analysis of Brushless DC Motor According to Delta Winding*



Rys. 9. Wykresy wyznaczone teoretycznie i symulacyjnie, gdzie:
a) $M_{\text{epp}}/M_{\text{e(AV)}} = f(M_e)$; b) $M_{\text{epp}}/M_{\text{e(AV)}} = f(t_Q)$



Rys.10. Wykresy wyznaczone teoretycznie i symulacyjnie, gdzie:
a) $M_{\text{th}(1)}/M_{\text{e(AV)}} = f(M_e)$; b) $M_{\text{th}(1)}/M_{\text{e(AV)}} = f(t_Q)$

Connection. Journal of Magnetics, Vol. 20, No. 2, June 2015, pp. 166–175.

[7] LIU Y., ZHU Z.Q., HOWE D.: *Commutation-Torque-Ripple Minimization in Direct-Torque-Controlled PM Brushless DC Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 43, No. 4, pp. 1012–1021, 2007.

[8] MAKIEŁA D.: *Rozszerzona metoda wyznaczania czasu komutacji w silnikach PM BLDC*. „Przegląd Elektrotechniczny” 9/2015.

[9] NARUSZEWICZ W.: *Pomiary momentu obrotowego* (9.11.2017) <http://automatykab2b.pl/technika/760-pomiary-momentu-obrotowego>.

[10] PFISTER P.D., PERRIARD Y.: *Torque measurement methods for very high-speed motors*. COMPEL – The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 29 Issue: 5, 2010, pp. 1172–1183.

[11] PIWOWARCZYK R., KRYKOWSKI K., HETMAŃCZYK J.: *Komutacyjne tętnienia momentu silnika PM BLDC*. „Zeszyty problemowe – Maszyny elektryczne” 3/2016.


[12] PIWOWARCZYK R., KRYKOWSKI K., HETMAŃCZYK J.: *Tętnienia prądu zasilającego bezszczotkowy silnik prądu stałego*. „Przegląd Elektrotechniczny” 6/2014.

[13] SALAH W.A., ISHAK D., HAMMADI K.J.: *PWM switching strategy for torque ripple minimization in BLDC motor*. Journal of Electrical Engineering, Vol. 62, No. 3, 2011, pp. 141–146.

[14] SONG H.J., ICK C.: *Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drivers using a single DC current sensor*. IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 19, 2004, pp. 312–319.

[15] VISWANATHAN V., SEENITHANGOM J.: *Commutation Torque Ripple Reduction in the BLDC Motor Using Modified SEPIC and Three-Level NPC Inverter*. IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 33, No. 1, 2018, pp. 535–546.

[16] ZHANG J., CHEN S., LIU L.: *Research on commutation torque ripple suppression strategy of BLDCM based on iterative learning*. „Computer Modelling & New Technologies” 18(5)/2014.

 mgr inż. Robert Piwowarczyk – doktorant na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej, e-mail: p.robert@interia.pl;

prof. dr hab. inż. Krzysztof Krykowski – Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, e-mail: Krzysztof.Krykowski@polsl.pl

dr inż. Janusz Hetmańczyk – Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki, e-mail: Janusz.Hetmanczyk@polsl.pl