

Sposób sterowania silnika BLDC o nieskojarzonych uzwojeniach

Streszczenie. W artykule opisano modulację unipolarną dla silnika BLDC o nieskojarzonych uzwojeniach. Opisane rozwiązanie ma wiele zalet w porównaniu do klasycznych modulacji takich jak: możliwość uzyskania większej prędkości obrotowej przy tym samym napięciu zasilania oraz większą częstotliwość składowej zmiennej prądu.

Abstract. The article describes PWM technique for an open-end winding BLDC motor. The described solution has a number of advantages over the conventional method like: the highest maximum speed possible with the same capacitor voltage, the highest current ac component frequency etc. (An Open-End Winding BLDC Motor Control System).

Słowa kluczowe: silnik BLDC, modulacja unipolarna
Keywords: BLDC motor, unipolar modulation

Wstęp

W ostatnich latach dzięki rozwojowi energoelektroniki oraz dostępności tanich układów półprzewodnikowych wiele ośrodków badawczych podjęło badania nad silnikami bezkomutatorowymi: krokowymi, indukcyjnymi, reluktancyjnymi [1] czy też silnikami o magnesach trwałych PMSM i BLDC [2], [3], [4]. Ostatni z wymienionych dzięki łatwym metodom sterowania oraz wysokiej gęstości mocy znalazł szereg zastosowań w różnych gałęziach przemysłu: motoryzacja [5], [6], automatyka itp. Pomimo, że silniki BLDC są znane od wielu lat to nadal prowadzone są liczne badania mające na celu usprawnienie ich pracy. Jednym z głównych obszarów badawczych są metody bezczujnikowe [5], [6], [7], [8], [9] opierające się na pomiarach SEM w niezasilonym uzwojeniu oraz modyfikacje modulacji PWM pozwalające na detekcję położenia wirnika przy starcie silnika (SEM bliskie zeru). Innym ważnym obszarem badań są sposoby regulacji prędkości wirowania. Zmiana prędkości obrotowej odbywa się poprzez zmianę średniej wartości napięcia przyłożonego do uzwojeń silnika. Można wyróżnić następujące techniki realizujące to zadanie: Pulse Width Modulation (PWM) [8], [10], Pulse Amplitude Modulation (PAM) [8], [10] oraz Hysteresis current control [1]. Pierwsza z wymienionych metod wymaga utrzymania stałego napięcia na kondensatorze obwodu pośredniczącego (ang. dc link voltage), regulacja napięcia na zaciskach silnika odbywa się poprzez zmianę współczynnika wypełnienia impulsów falownika. W metodzie PAM napięcie na kondensatorze obwodu pośredniczącego podlega regulacji (zależnie od prędkości obrotowej) natomiast tranzystory falownika przewodzą prąd przez $2/3\pi$ (częstotliwość ich przełączeń wynika z prędkości wirowania). Do regulacji napięcia na kondensatorze można użyć np. prostownika tyrystorowego [8]. Analizując właściwości obu metod można stwierdzić, że falowniki z modulacją PWM używane są dla silników o małych prędkościach, natomiast dla urządzeń z silnikami o dużej prędkości wirowania lepiej nadają się falowniki PAM [8].

W modulacji PWM można wyróżnić sześć różnych technik sterowania: H-PWM-L-ON [11], [12], [13], H-ON-L-PWM [12], [13], [14], [15], PWM-ON [16], [17], ON-PWM [18], PWM-ON-PWM [19], [20] and H-PWM-L-PWM. Pierwsze pięć wymienionych technik PWM to modulacje unipolarne, natomiast ostatnia to modulacja bipolarna. Przykładowo opis H-PWM-L-ON oznacza, że górny tranzystor gałęzi falownika jest impulsowany (przez $2/3\pi$), natomiast dolny tranzystor drugiej przewodzącej gałęzi jest

trwale zamknięty (przez $2/3\pi$). Wadą tej metody jest nierównomierne nagrzewanie się tranzystorów, natomiast zaletą jest, że przy dobraniu odpowiedniej sekwencji przełączeń możliwość zastosowania tanich driverów bootstrapowych. W przypadku techniki PWM-ON każdy z tranzystorów na początku okresu przewodzenia prądu przez $1/3\pi$ jest modulowany, natomiast przez pozostały okres $1/3\pi$ jest trwale załączony. W przypadku tej metody wszystkie tranzystory nagrzewają się równomiernie, jednak nie ma możliwości użycia driverów bootstrapowych. Użycie techniki PWM-ON-PWM pozwala na ograniczenie tętnień momentu [20].

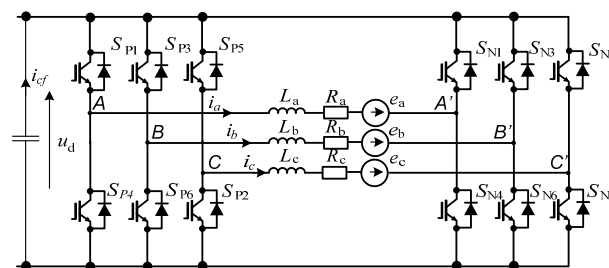
Sterowanie silnikiem o nieskojarzonych uzwojeniach

Typowo trójfazowe silniki BLDC łączone są w gwiazdę (nawet jeśli dostępne są początki i końce uzwojeń). SEM silnika BLDC opisuje zależność:

$$(1) \quad e = k \cdot \omega$$

gdzie: e - napięcie SEM silnika, k - współczynnik SEM, ω - prędkość kątowna wirnika

Przy połączeniu uzwojeń silnika w gwiazdę chwilowa wartość napięcia na pojedynczym uzwojeniu jest równa połowie napięcia obwodu pośredniczącego. Oznacza to, że dla uzyskania żądanej prędkości wirowania napięcie obwodu pośredniczącego musi być przynajmniej dwa razy większe, niż wynika to z równania (1). Nadwyżka napięcia obwodu pośredniczącego nad SEM jest niezbędna do wymuszenia przepływu prądu przez uzwojenia. W przypadku silników o nieskojarzonych uzwojeniach możliwe jest zasilanie silnika przez dwa falowniki mostkowe dołączane odpowiednio do początków i końców uzwojeń (rys. 1).



Rys.1. Schemat zasilania silnika BLDC o nieskojarzonym układzie uzwojeń

Ponieważ do każdego uzwojenia dołączane jest bezpośrednio napięcie obwodu pośredniczącego to dla uzyskania zadanej prędkości wystarczy napięcie nie mniejsze niż SEM.

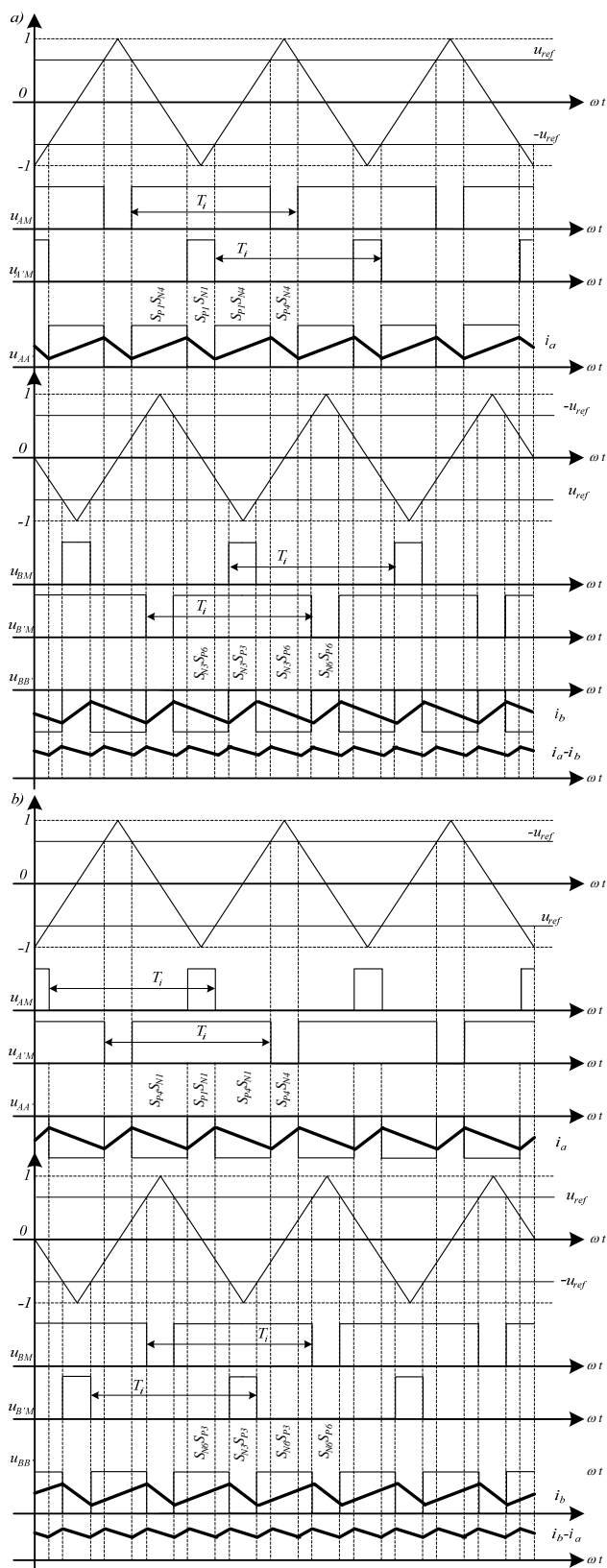
Oznacza to, że dla uzyskania wymaganej prędkości napięcie obwodu pośredniczącego układu z rysunku 1 jest około dwa razy mniejsze, niż dla układu z uzwojeniem połączonym w gwiazdę. Dzięki temu do realizacji układu z rysunku 1 można zastosować tańsze elementy (tranzystory o niższej klasie napięciowej V_{CE} , tańsze drivery tranzystorów oraz kondensatory o niższym napięciu pracy). Możliwość zastosowania tańszych elementów kompensuje konieczność użycia dodatkowego mostka półprzewodnikowego. Ponadto każde z uzwojeń zasilane jest z osobnej gałęzi falownika, dzięki czemu nie ma problemu z komutacją prądu pomiędzy uzwojeniami przy przejściu wirnika przez punkty komutacji. Mniejsza wartość napięcia na kondensatorze obwodu pośredniczącego skutkuje także mniejszymi stratami na elementach półprzewodnikowych.

Przy połączeniu uzwojeń jak na rysunku 1 możliwe jest zastosowanie modulacji unipolarnej analogicznej jak w układach jednofazowych i pozwalającej na uzyskanie dwukrotnie większej częstotliwości składowej zmiennej prądu niż częstotliwość impulsowania tranzystorów. Ta właściwość proponowanego rozwiązania umożliwia zastosowanie dławików silnikowych o dwukrotnie mniejszej indukcyjności niż przy tradycyjnym rozwiązaniu, przy zachowaniu tej samej wartości składowej zmiennej prądu. Na rysunku 2 przedstawiono ideę tej modulacji.

Podobnie jak w innych metodach modulacji PWM wytwarzany jest sygnał piłokształtny o częstotliwości równej wymaganej częstotliwości przełączeń tranzystorów. Przebieg piłokształtny jest bipolarny oraz symetryczny względem osi X. Do komparatora porównującego przebieg referencyjny z przebiegiem nośnym (piłokształtnym) wprowadzany jest dodatkowy przebieg równy co do wartości przebiegowi referencyjnemu, ale z przeciwnym znakiem. Na rysunku 2 przebieg ten oznaczono symbolem $-u_{ref}$. Komparator porównuje oba przebiegi z tym samym przebiegiem nośnym. W wyniku porównania powstają dwa sygnały sterujące tranzystorami, każdy dla innej gałęzi zasilającej uzwojenie wybranej fazy silnika. Sygnał powstały z porównania sygnału referencyjnego u_{ref} z przebiegiem piłokształtnym steruje gałęzią, do której połączony jest początek uzwojenia. Koniec uzwojenia dołączony jest do gałęzi sterowanej drugim sygnałem. Tranzystory w gałęzi sterowane są z wzajemną negacją (rys. 3). Na rysunku 2a przedstawiono przypadek, w którym prąd przepływa od punktu A do A' (średnia wartość napięcia na zaciskach uzwojenia jest dodatnia) oraz od punktu B' do B (średnia wartość napięcia na zaciskach uzwojenia B jest ujemna). Rysunek 2b wykonany został dla przepływu prądu w kierunkach przeciwnych do prezentowanych na rysunku 2a. Jeśli chwilowa wartość sygnału u_{ref} jest dodatnia i większa niż przebiegu piłokształtnego załączany jest górny tranzystor gałęzi "SP1" co powoduje, że potencjał początku uzwojenia jest równy potencjałowi dodatniej elektrody kondensatora obwodu pośredniczącego.

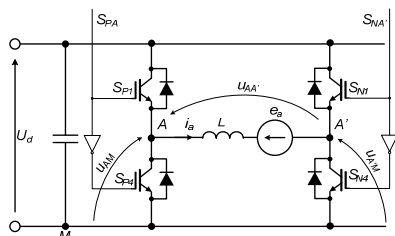
Wynika z tego, że napięcie początku uzwojenia (punkt A) mierzone względem punktu "M" (rys. 3) jest równe napięciu zasilającemu u_d . Po upływie połowy okresu impulsowania od załączenia tranzystora "SP1" załączony zostaje górny tranzystor gałęzi "SN1", do której dołączony jest koniec uzwojenia silnika. Wówczas napięcie końca uzwojenia mierzone względem punktu "M" jest równe u_d . Ponieważ napięcie na zaciskach uzwojenia u_{AA} jest równe różnicy napięć u_{AM} i $u_{A'M}$, to jak wynika z rysunku 2a chwilowa wartość napięcia ma w okresie impulsowania T_i

wartość większą niż zero, a częstotliwość składowej zmiennej tego napięcia jest dwukrotnie większa niż częstotliwość impulsowania. Jeżeli chwilowa wartość sygnału referencyjnego u_{ref} jest ujemna, to średnia wartość napięcia na uzwojeniu jest ujemna (rys. 2b).



Rys.2. Metoda generowania sygnału PWM dla przepływu prądu a) od punktu A do A' oraz od B' do B b) od punktu A' do A i od B do B'

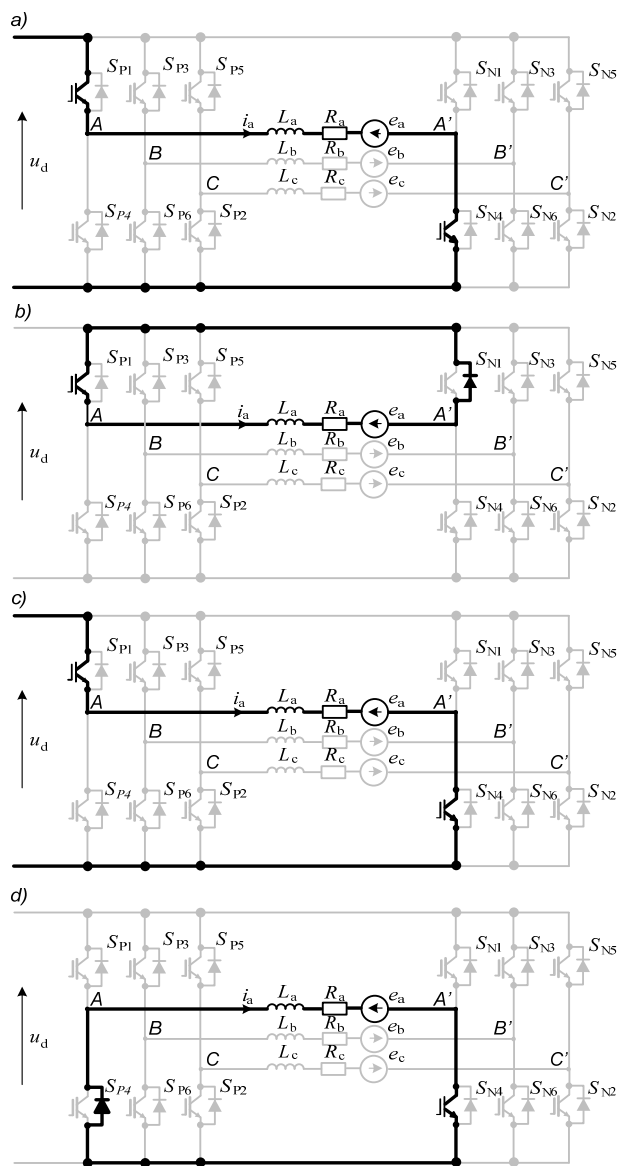
Częstotliwość składowej zmiennej sumy prądów obu uzwojeń jest cztery razy większa od częstotliwości impulsowania tranzystorów. Ponieważ moment w silniku BLDC jest proporcjonalny do prądu, to oznacza to, że tętnienia momentu silnika zasilanego w opisywany sposób cechuje bardzo wysoka częstotliwość (cztery razy większa niż częstotliwość impulsowania) oraz stosunkowo mała wartość tętnień. Czterokrotnie większa częstotliwość składowej zmiennej momentu w stosunku do częstotliwości impulsowania tranzystorów jest uzyskiwana dzięki przesunięciu fazowemu przebiegów piłokształtnych w generatorze sygnału PWM. Jak przedstawiono to na rysunku 2 sygnały piłokształtne zasilanych faz są przesunięte względem siebie o $\pi/2$. Dzięki temu przebiegi prądów poszczególnych uzwojeń są przesunięte w fazie względem siebie, a częstotliwość składowej zmiennej sumy prądów obu faz jest dwukrotnie większa niż prądu pojedynczej fazy. Dodatkową zaletą przesunięcia fazowego sygnałów PWM jest zwiększenie częstotliwości składowej prądu przepływającego przez kondensator obwodu pośredniczącego oraz zmniejszenie wartości tej składowej prądu. Dzięki tej właściwości możliwe jest zastosowanie kondensatorów o mniejszej pojemności w stosunku do przekształtników zasilających silnik BLDC połączony w gwiazdę. Oznaczenia napięć z rysunku 2 wyjaśniono na rysunku 3.



Rys. 3. Oznaczenia napięć dla jednej fazy silnika

Jak wynika z rysunku 2 jeden okres pracy tranzystorów składa się z czterech etapów (wynikających z przewodzących elementów półprzewodnikowych). Na rysunku 4 zestawiono wszystkie stany pracy oraz drogę przepływu prądu w obwodzie. Kolorem czarnym zaznaczono drogę przepływu prądu, natomiast kolorem szarym zaznaczono elementy, które nie uczestniczą w przepływie prądu.

Z dokładnej analizy stanów pracy tranzystorów w jednym okresie impulsowania wynika, że okres składa się z czterech etapów jednak etap pierwszy i trzeci są identyczne. W pierwszym etapie cyklu (rys. 4a) prąd przepływa przez tranzystory SP1 oraz SN4 i jest wymuszany przez różnicę napięcia zasilającego (u_d) i SEM fazy A (e_a). Po wyłączeniu tranzystora SN4 i podaniu impulsu bramkowego do tranzystora SN1 prąd pod wpływem energii zgromadzonej w indukcyjności uzwojeń i SEM przepływa przez diodę tranzystora SN1 (tranzystor SN1 nie przewodzi prądu rys. 4b). W tym stanie nie ma wymiany energii pomiędzy kondensatorem obwodu pośredniczącego, a silnikiem. Kolejny etap modulacji jest identyczny z pierwszym (prąd przepływa przez tranzystory SP1 oraz SN4). W ostatnim z etapów modulacji po rozwarciu tranzystora SP1 i wysterowaniu tranzystora SP4 prąd przepływa przez tranzystor SN4 oraz diodę przeciwnoległą do tranzystora SP4. Prąd podobnie jak w przypadku z rysunku 4b. płynie pod wpływem energii zgromadzonej w polu magnetycznym indukcyjności uzwojeń i SEM. W silniku BLDC prąd przepływa jednocześnie przez dwa uzwojenia, jednak na rysunku 4 przedstawiono drogę prądu tylko dla jednej z faz, ponieważ podobną analizę można przeprowadzić dla pozostałych uzwojeń.



Rys. 4. Droga przepływu prądu w jednym okresie impulsowania

W trójfazowych silnikach BLDC w danej chwili czasu prąd przepływa przez dwa uzwojenia, trzecie pozostaje niezasilone. Dlatego można wyróżnić trzy różne kombinacje przewodzących faz. Uwzględniając kierunki przewodzenia prądu przez uzwojenia możliwe jest uzyskanie sześciu różnych stanów pracy uzwojeń. Jak wynika z rysunku 2 przebiegi piłokształtne generatora PWM przewodzących faz są przesunięte względem siebie o $\pi/2$. Aby zapewnić poprawną modulację dla wszystkich kombinacji przewodzących faz niezbędne jest wygenerowanie dwóch przebiegów piłokształtnych przesuniętych względem siebie i używanie ich sekwencyjnie, zgodnie z kolejnością zasilanych faz, wynikającą z kierunku wirowania silnika. Na rysunku 5 przedstawiono przykładowe przyporządkowanie przebiegów nośnych (carrier A i przesuniętego o $\pi/2$ przebiegu carrier B) do przewodzących faz.

Dla lepszego zobrazowania przypisania przebiegów nośnych zasilanych uzwojeń na rysunku 5 umieszczone zostały także sygnały z czujników położenia wirnika (HA, HB, HC) oraz SEM (e_a , e_b , e_c). Jak wynika z rysunku 5 przyporządkowanie może odbyć się na podstawie sygnałów z czujnika położenia wirnika. Dodatkowo w zaproponowanej na rysunku 5 kombinacji kierunek wirowania nie wpływa na przyporządkowanie przebiegów nośnych do

poszczególnych faz. Na podstawie rysunku 5 można przyjąć następujące funkcje przypisujące:

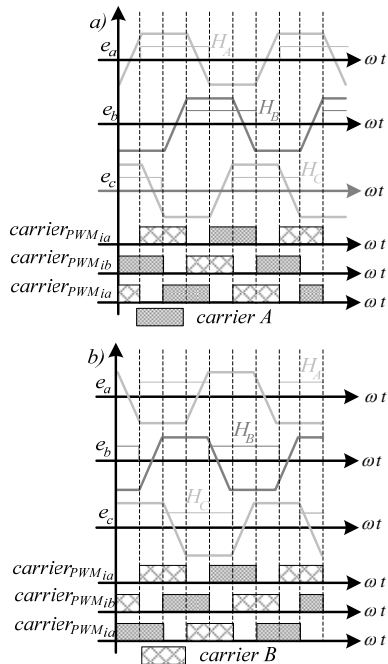
$$(2) \quad \begin{aligned} carrier_{PWMia} &= \begin{cases} carrier_B \text{ if } (H_A \wedge \overline{H_B}) \\ carrier_A \text{ if } (H_B \wedge \overline{H_A}) \end{cases} \\ carrier_{PWMib} &= \begin{cases} carrier_B \text{ if } (H_B \wedge \overline{H_C}) \\ carrier_A \text{ if } (H_C \wedge \overline{H_B}) \end{cases} \\ carrier_{PWMic} &= \begin{cases} carrier_B \text{ if } (H_C \wedge \overline{H_A}) \\ carrier_A \text{ if } (H_A \wedge \overline{H_C}) \end{cases} \end{aligned}$$

gdzie:

$carrier_{PWMia}$ - przebieg piłokształtny (nośny) używany przez generator PWM dla fazy a silnika

$carrier_{PWMib}$ - przebieg piłokształtny (nośny) używany przez generator PWM dla fazy b silnika

$carrier_{PWMic}$ - przebieg piłokształtny (nośny) używany przez generator PWM dla fazy c silnika



Rys.5. Przyporządkowanie przebiegów nośnych do przewodzących faz

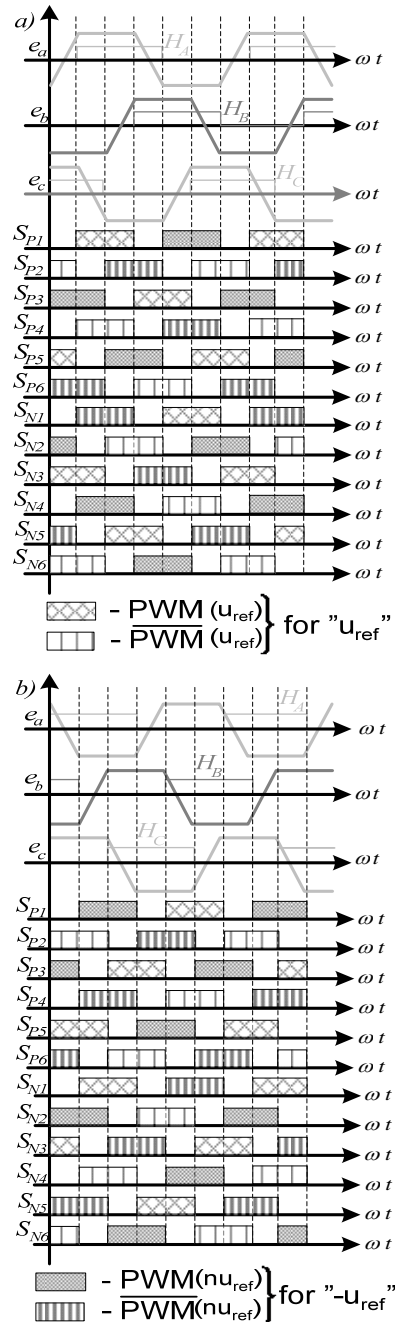
Logika komutacji

Dł poprawnego zasilania silnika BLDC niezbędna jest informacja o położeniu wirnika względem uzwojeń. Wyznaczenie pozycji wirnika względem stojana jest realizowane za pomocą czujników Halla lub metod bezczujnikowych.

Na podstawie informacji o położeniu wirnika układ sterowania zasila odpowiednie uzwojenia. Na rysunku 6 przedstawiono przebiegi SEM, sygnałów z czujników położenia wirnika (H_A , H_B , H_C) oraz impulsy sterujące tranzystorami. Rysunek wykonano dla pracy silnikowej i obu kierunków wirowania.

Na podstawie rysunku 6 wyznaczone zostały funkcje logiczne pozwalające na łatwą implementację sterowania. Do sterowania tranzystorów użyto dwóch przebiegów: PWM_{uref} powstałych z komparacji przebiegu piłokształtnego z sygnałem referencyjnym (u_{ref}) i PWM_{nuref} , który do porównania wykorzystuje sygnał " $-u_{ref}$ ". Dla kierunku CW funkcje sterujące tranzystorami mają postać:

$$(3) \quad \begin{aligned} S_{P1} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge PWM_{uref}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge \overline{PWM_{uref}}) \\ S_{P2} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge \overline{PWM_{uref}}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_A \wedge PWM_{uref}) \\ S_{P3} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge PWM_{uref}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_B \wedge \overline{PWM_{uref}}) \\ S_{P4} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge \overline{PWM_{uref}}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge PWM_{uref}) \\ S_{P5} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge PWM_{uref}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_C \wedge \overline{PWM_{uref}}) \\ S_{P6} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge \overline{PWM_{uref}}) \vee (\overline{H_B} \wedge H_C \wedge PWM_{uref}) \\ S_{N1} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge PWM_{nuref}) \\ S_{N2} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_A \wedge PWM_{nuref}) \\ S_{N3} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge PWM_{nuref}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_B \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \\ S_{N4} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge PWM_{nuref}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \\ S_{N5} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge PWM_{nuref}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_C \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \\ S_{N6} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \vee (\overline{H_B} \wedge H_C \wedge PWM_{nuref}) \end{aligned}$$



Rys.6. Przebiegi SEM, sygnałów pozycji wirnika oraz impulsów sterujących tranzystorami dla obu kierunków wirowania a) zgodnym z ruchem wskazówek zegara CW i b) przeciwnie do ruchu wskazówek zegara

Dla kierunku CCW funkcja kierunkowa ma postać:

$$\begin{aligned}
 (4) \quad S_{P1} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge PWM_{nuref}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge PWM_{uref}) \\
 S_{P2} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_A \wedge PWM_{uref}) \\
 S_{P3} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge PWM_{nuref}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_B \wedge PWM_{uref}) \\
 S_{P4} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge \overline{PWM_{uref}}) \\
 S_{P5} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge PWM_{nuref}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_C \wedge PWM_{uref}) \\
 S_{P6} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \vee (\overline{H_B} \wedge H_C \wedge \overline{PWM_{uref}}) \\
 S_{N1} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge PWM_{uref}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge PWM_{nuref}) \\
 S_{N2} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge \overline{PWM_{uref}}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_A \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \\
 S_{N3} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge PWM_{uref}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_B \wedge PWM_{nuref}) \\
 S_{N4} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge \overline{PWM_{uref}}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge \overline{PWM_{nuref}}) \\
 S_{N5} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge PWM_{uref}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_C \wedge PWM_{nuref}) \\
 S_{N6} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge \overline{PWM_{uref}}) \vee (\overline{H_B} \wedge H_C \wedge \overline{PWM_{nuref}})
 \end{aligned}$$

Z analizy funkcji (3) i (4) wynika, że dla obu kierunków wirowania poszczególne tranzystory używają identycznych kombinacji sygnałów położenia wirnika. Funkcje sterujące dla obu kierunków różnią się między sobą jedynie sposobem przypisania sygnałów PWM_{uref} i PWM_{nuref} . Po wprowadzeniu zależności:

$$\begin{aligned}
 (5) \quad PWM_1 &= \begin{cases} PWM_{uref} & \text{if } CW \\ PWM_{nuref} & \text{if } CCW \end{cases} \\
 PWM_2 &= \begin{cases} PWM_{nuref} & \text{if } CW \\ PWM_{uref} & \text{if } CCW \end{cases}
 \end{aligned}$$

Uwzględniając (5) w funkcjach (3) oraz (4) uzyskuje się (6).

Równanie (6) pozwala na sterowanie tranzystorami niezależnie od kierunku wirowania.

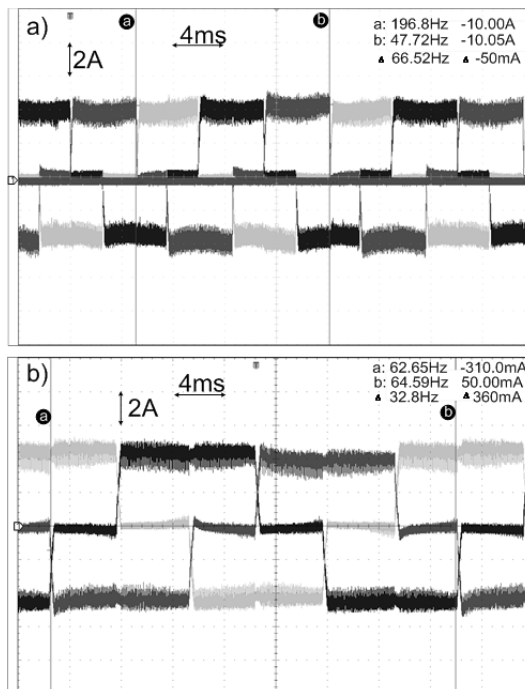
Weryfikacja w rzeczywistym układzie

Przedstawione rozważania zostały sprawdzone w rzeczywistym układzie, który umożliwiał zmianę napięcia na kondensatorze obwodu pośredniczącego. W trakcie eksperymentu ustalono napięcie na kondensatorze mniejsze niż napięcie SEM przy prędkości nominalnej silnika oraz w układzie regulacji zadano maksymalną prędkość.

$$\begin{aligned}
 (6) \quad S_{P1} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge PWM_1) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge PWM_2) \\
 S_{P2} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge \overline{PWM_1}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_A \wedge PWM_2) \\
 S_{P3} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge PWM_1) \vee (\overline{H_C} \wedge H_B \wedge PWM_2) \\
 S_{P4} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge \overline{PWM_1}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge \overline{PWM_2}) \\
 S_{P5} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge PWM_1) \vee (\overline{H_A} \wedge H_C \wedge PWM_2) \\
 S_{P6} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge \overline{PWM_1}) \vee (\overline{H_B} \wedge H_C \wedge \overline{PWM_2}) \\
 S_{N1} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge PWM_2) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge PWM_1) \\
 S_{N2} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge \overline{PWM_2}) \vee (\overline{H_C} \wedge H_A \wedge \overline{PWM_1}) \\
 S_{N3} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge PWM_2) \vee (\overline{H_C} \wedge H_B \wedge PWM_1) \\
 S_{N4} &= (H_A \wedge \overline{H_B} \wedge \overline{PWM_2}) \vee (\overline{H_A} \wedge H_B \wedge \overline{PWM_1}) \\
 S_{N5} &= (H_C \wedge \overline{H_A} \wedge PWM_2) \vee (\overline{H_A} \wedge H_C \wedge PWM_1) \\
 S_{N6} &= (H_B \wedge \overline{H_C} \wedge \overline{PWM_2}) \vee (\overline{H_B} \wedge H_C \wedge \overline{PWM_1})
 \end{aligned}$$

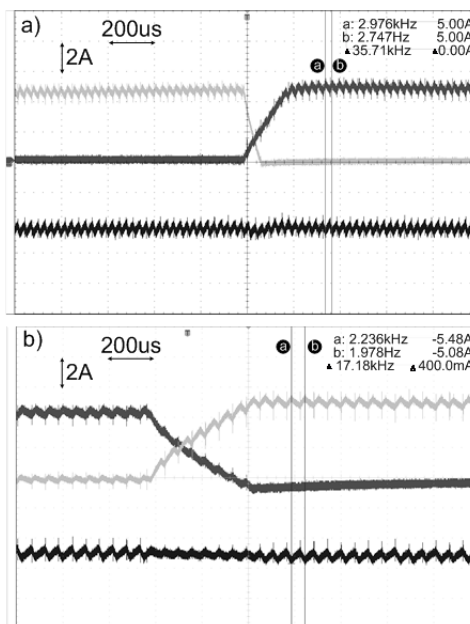
W takich warunkach zasilania silnik rozpędzał się, dopóki nadwyżka napięcia na kondensatorze w stosunku do SEM pozwalała na wymuszenie w uzwojeniach prądu, który wytwarzał moment większy niż potrzebny do pokonania oporów ruchu silnika. Częstotliwość impulsowania tranzystorów ustalono na 17.1kHz. Na rysunku 7a

przedstawiono oscylogramy prądu silnika zasilanego zgodnie z opisywanym rozwiązaniem. Rysunku 8b prezentuje te same przebiegi zarejestrowane dla silnika połączonego w gwiazdę zasilanego z falownika mostkowego z modulacją unipolarną.



Rys.7. Przebiegi prądu trzech faz silnika zarejestrowane dla a) uzwojeń silnika nieskojarzonych zasilane jak na rys. 1; b) uzwojeń połączonych w gwiazdę, zasilonych z typowego falownika mostkowego

tych samych warunkach pracy (to sama wartość napięcia DC link, identyczne tranzystory falowników, ta sama częstotliwość impulsowania tranzystorów) silnik zasilany zgodnie z przedstawianym rozwiązaniem rozpędził się do prędkości dwa razy większej, niż w przypadku typowego dla silników BLDC zasilania z modulacją unipolarną. Na rysunku 8 przedstawiono porównanie częstotliwości składowej zmiennej prądu silnika.

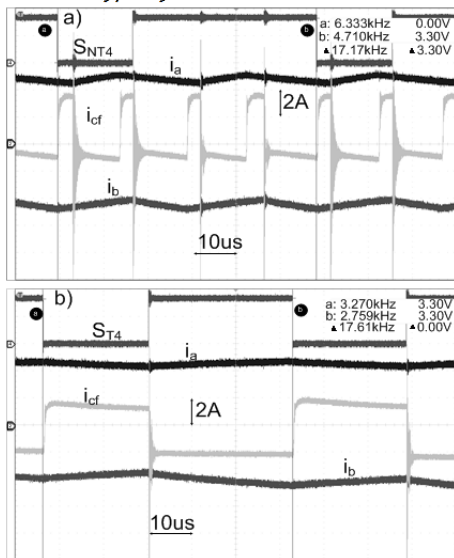


Rys.8. Przebiegi prądu trzech faz silnika przy zasilaniu a) jak na rys. 1; b) z falownika mostkowego typowego dla silników BLDC z modulacją unipolarną

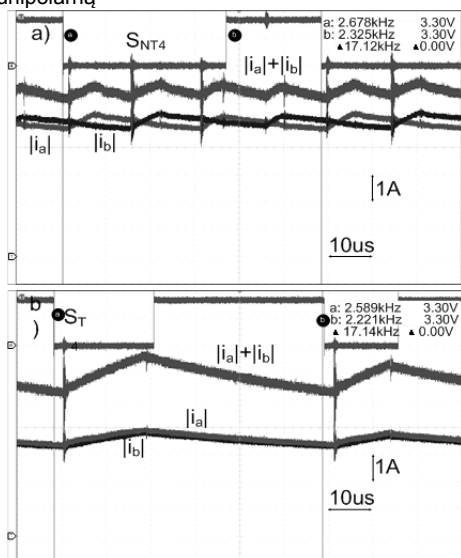
W opisywanym rozwiązaniu częstotliwość składowej zmiennej prądu (przy tej samej częstotliwości impulsowania tranzystorów) jest dwukrotnie większa (35.71kHz) niż przy modulacji unipolarnej w falowniku mostkowym (17.18kHz). Z porównania przedstawionego na rysunku 8 można odczytać, że proces komutacji prądu pomiędzy kolejnymi fazami jest prawie dwukrotnie krótszy w opisywanym rozwiązaniu, niż przy tradycyjnym sposobie zasilania silnika BLDC.

Na rysunku 9 przedstawiono przebiegi impulsów sterujących jednym z tranzystorów falownika, prądu dwóch faz silnika (i_a , i_b) i prądu kondensatora obwodu pośredniczącego (i_{cf}).

Jak wynika z przebiegów z rysunku 9a dzięki przesunięciu fazowemu w sterowaniu tranzystorów uzyskuje się czterokrotnie większą częstotliwość składowej zmiennej prądu kondensatora niż częstotliwość przełączania tranzystorów. Dzięki tej właściwości kondensator obwodu pośredniczącego może mieć mniejszą pojemność niż w typowych układach.



Rys.9. Przebiegi prądu dwóch faz silnika, prądu kondensatora, impulsów sterujących jednym z tranzystorów przy zasilaniu a) jak na rys. 1; b) falownika mostkowego typowego dla silników BLDC z modulacją unipolarną



Rys.10. Przebiegi wartości bezwzględnych prądu dwóch faz silnika, sumy tych wartości, impulsów sterujących jednym z tranzystorów przy zasilaniu a) jak na rys. 1; b) falownika mostkowego typowego dla silników BLDC z modulacją unipolarną

Na rysunku 10 przedstawione zostały przebiegi wartości bezwzględnej dwóch prądów fazowych silnika BLDC ($|i_a|$, $|i_b|$) i sumy tych wartości ($|i_a|+|i_b|$) oraz impulsy sterujące jednym z tranzystorów.

W silnikach BLDC moment elektromagnetyczny jest proporcjonalny do prądu płynącego przez uzwojenia. Jak wynika z porównania przedstawionego na rysunku 10 częstotliwość tętnień sumy prądów silnika zasilanego jak na rysunku 1 jest cztery razy większe niż częstotliwość impulsowania tranzystorów. Natomiast w przypadku tradycyjnego zasilania częstotliwość tętnień sumy prądów jest równa częstotliwości impulsowania tranzystorów. Ponadto wartość składowej zmiennej sumy prądów w opisywanym rozwiązaniu jest cztery razy mniejsza, niż w klasycznym sposobie zasilania. Wynika z tego, że tętnienia momentu wynikające z impulsowej pracy układu zasilania będą miały czterokrotnie mniejszą wartość, niż przy zasilaniu silnika z falownika mostkowego.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono metodę zasilania silnika BLDC o nieskojarzonymi uzwojeniami. Opisywany sposób zasilania w stosunku do tradycyjnego ma szereg zalet, które zostały zestawione w tab. 1.

Tab. 1. Porównanie właściwości modulacji

Właściwość modulacji	Uzwojenia połączone w gwiazdę, modulacja unipolarna	Uzwojenia nieskojarzone
Maksymalna prędkość możliwa przy tej samej wartości napięcia na kondensatorze	Dwukrotnie mniejsza niż w silniku o nieskojarzonym uzwojeniu	Dwukrotnie większa niż w silniku przy tradycyjnym sposobie zasilania
Częstotliwość składowej zmiennej prądu fazy	Równa częstotliwości impulsowania tranzystorów	Dwukrotnie większa niż częstotliwość przełączania tranzystorów
Częstotliwość zmiennej prądu kondensatora	Równa częstotliwości impulsowania tranzystorów	Czterokrotnie większa niż częstotliwość przełączania tranzystorów
Komutacja prądu pomiędzy uzwojeniami	Utrudniona, trwa dłużej niż w przy nieskojarzonym uzwojeniu	Nie występuje problem przejmowania prądu przez kolejne uzwojenia
Tętnienia momentu wynikające z impulsowej pracy falownika	Częstotliwość tętnień równa częstotliwości impulsowania tranzystorów, wartość składowej zmiennej momentu czterokrotnie większa niż dla silnika o nieskojarzonym uzwojeniu	Częstotliwość tętnień cztery razy większa niż częstotliwości impulsowania tranzystorów, wartość składowej zmiennej momentu czterokrotnie mniejsza niż dla silnika zasilanego tradycyjnie
Klasa napięciowa elementów półprzewodnikowych z zachowaniem tej samej prędkości obrotowej	Przynajmniej dwa razy większa niż wynika to z napięcia SEM	Większa niż napięcie SEM
Napięcie na kondensatorze przy zachowaniu tej samej wartości prędkości obrotowej	Przynajmniej dwa razy większa niż wynika to z napięcia SEM	Większa niż napięcie SEM

Uzyskanie tej samej prędkości obrotowej przy dwukrotnie obniżonym napięciu obwodu pośredniczącego powoduje obniżenie strat na elementach półprzewodnikowych. Dlatego układ ten idealnie nadaje się do zastosowania w wirujących magazynach energii.

Autor: dr inż. Marcin Baszyński, Akademia Górniczo Hutnicza, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Kraków 30-059, al. Mickiewicza 30, E-mail: mbaszyn@agh.edu.pl

LITERATURA

1. Dziadecki A., Grzegorski J., Skotniczny J., Sensorless control system of SRM driver, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 88, no. 8, 317-322, Aug. 2012.
2. Yang Y. P., Ting Y. Y., Advanced angular displacement estimation based on hall-effect sensors for driving a brushless permanent-magnet motor, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, 504–511, Jan. 2014.
3. Xia C., Xiao Y., Chen W., Shi T., Torque ripple reduction in brushless DC drives based on reference current optimization using integral variable structure control, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 61, no. 2, 738–752, Feb. 2014.
4. Masmoudi M., El Badsı B., Masmoudi A., DTC of B4-inverter-fed BLDC motor drives with reduced torque ripple during sector-to-sector commutations, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 9, 4855–4865, Sep. 2014.
5. Chun T. W., Tran Q. V., Lee H. H., Kim H. G., Sensorless Control of BLDC Motor Drive for an Automotive Fuel Pump Using a Hysteresis Comparator, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 3, 1382-1391, Mar. 2014.
6. Dadashnialehi A., Hadiashar A. B., Intelligent Sensorless Antilock Braking System for Brushless In-Wheel Electric Vehicles, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, 1629–1638, Mar. 2015.
7. Tsooulidis S., Safacas A. N., Deployment of an Adaptable Sensorless Commutation Technique on BLDC Motor Drives Exploiting Zero Sequence Voltage, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, 877-886, Feb. 2015.
8. Cui C., Liu G., Wan K., Song X., Sensorless Drive for High-Speed Brushless DC Motor Based on the Virtual Neutral Voltage, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 30, no. 6, 3275-3285, Jun. 2015.
9. Jung S. Y., Kim Y. J., Jae J., Kim J., Commutation Control for the Low-Commutation Torque Ripple in the Position Sensorless Drive of the Low-Voltage Brushless DC Motor, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 11, 5983-5994, Nov. 2014.
10. Cui C., Liu G., Wang K., A Novel Drive Method for High-Speed Brushless DC Motor Operating in a Wide Range, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 30, no. 9, 4998-5008, Sep. 2015.
11. Seiko Epson Corp., Brushless dc motor without position sensor and its controller, E.P. Patent 0 553 354 B1, 1993.
12. Tokyo Shibaura Electric Co., Inverter and air conditioner controlled by the same, U.S. Patent 5 486 743, 1996.
13. Su G. J., McKeever J. W., Low-cost sensorless control of brushless DC motors with improved speed range, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 19, no. 2, 296–302, Mar. 2004.
14. Becerra R. C., Jahns T. M., Ehsani M., Four-quadrant sensorless brushless ECM drive, in Proc. *IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, Mar. 1991, 202–209.
15. Shao J., Nolan D., Teissier M., Swanson D., A novel microcontroller based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps, in Proc. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Dec. 2003, vol. 39, 1734–1740.
16. Lai Y. S., Shyu F. S., Chang Y. H., Novel loss reduction pulse-width modulation technique for brushless DC motor drives fed by MOSFET inverter, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 19, no. 6, 1646–1656, Nov. 2004.
17. Lai Y. S., Shyu F. S., Chang Y. H., Novel pulse-width modulation technique with loss reduction for small power brushless DC motor drives, in Proc. Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Meet., 2002, –2064.
18. Tokyo Shibaura Electric Co., Drive control apparatus for brushless DC motor and driving method therefore, U.S. Patent 5 491 393, 1996.
19. Li Q., Huang H., Yin B., The study of PWM methods in permanent magnet brushless DC motor speed control system, in Proc. Int. Conf. Electr. Mach. Syst., Oct. 2008, 3897–3900.
20. Fang J., Li H., Han B., Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 11, 4630–4637, Nov. 2012.