

Zmodyfikowana modulacja unipolarna dla silnika BLDC wraz z układem sterowania

Streszczenie. W artykule opisano zmodyfikowaną modulację unipolarną, która pozwala na łatwe przejście z pracy silnikowej od generatorowej. Metoda to bazuje na dodatkowych impulsach sterujących tranzystorami (jest to rozszerzenie typowej dla silnika BLDC unipolarnej modulacji z impulsującym jednym tranzystorem). Przedstawiony został również układ regulacji silnika BLDC, w którym wprowadzono ideę prostownika logicznego.

Abstract. The article describes modified method of unipolar modulation. The method allows for an easy transition from motoring to generating. It is based on additional transistor-controlling impulses (this is an extension of unipolar modulation with one impulsing transistor typical of a BLDC motor). It also demonstrates a regulation system for a BLDC motor, which implements the concept of a logic rectifier (**The modified unipolar modulation for BLDC motor with the control system**).

Słowa kluczowe: bezszczotkowy silnik prądu stałego o magnesach trwałych, BLDC, PMSM, modulacja unipolarna
Keywords: BLDC, PMSM, 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]- [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]- [9] opierające się na pomiarach siły elektromotorycznej rotacji (e) w niezasilonym uzwojeniu oraz modyfikacje modulacji PWM pozwalające na detekcję położenia wirnika przy starcie silnika (e bliskie zeru). W takty modulacji PWM wplatane są dodatkowe impulsy, które powodują przepływ prądu przez kolejne uzwojenia [9]. Na podstawie obserwacji szybkości narastania prądu określana jest indukcyjność obwodu i tym samym położenie wirnika względem stojana. W stosunku do standardowej modulacji dodatkowe impulsy są krótsze przez co nie wnoszą znaczących momentów pasywnych i nie zaburzają rozruchu silnika. Ponieważ detekcja położenia wirnika względem stojana jest obarczona błędem (zarówno metody bezczujnikowe jak i czujnikowe) powodującym zmniejszenie momentu obrotowego silnika. Aby przeciwdziałać temu zjawisku proponuje się wyznaczenie poprawki kąta komutacji na podstawie analizy prądu obwodu pośredniczącego [10].

Kolejnym ważnym aspektem badań nad silnikami BLDC są komutacyjne zmiany momentu (Commutation Torque Ripple) spowodowane utratą kontroli nad prądem w trakcie komutacji prądu pomiędzy następującymi po sobie uzwojeniami oraz niezerową indukcyjnością uzwojenia rozpoczynającego przewodzenie ograniczającą szybkość narastania prądu. Jednym z pomysłów mających na celu zminimalizowanie tętnień momentu w trakcie komutacji są specjalne techniki modulacji polegające na umożliwieniu jednoczesny przepływu prądu przez wszystkie uzwojenia silnika [3], [11]- [13].

Hamowanie silnika wiąże się z koniecznością odebrania energii z wirującej masy wirnika i wytraceniu jej na rezystorach, przekazanie jej do magazynu energii lub zwrotu do sieci zasilającej [14]+ [16]. Zjawisko maga-

zynowania energii w wirującej masie może być wykorzystywane do poprawy jakości energii elektrycznej [17].

Modulacja PWM

Modulacja bipolarna

W modulacji bipolarnej, zależność pomiędzy współczynnikiem wypełnienia (D), siłą elektromotoryczną rotacji a napięciem przyłożonym do zacisków silnika (U_c) opisuje zależność (typowa dla impulsowych przekształtników typu boost) [17]:

$$(1) \quad U_c = \frac{e}{(D-2)}$$

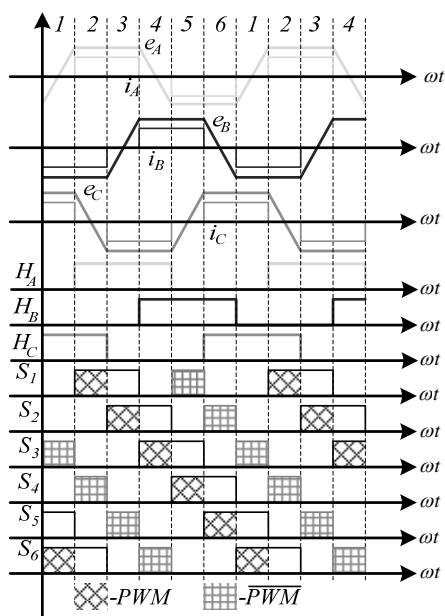
Z zależności (1) wynika, że przez zwiększanie współczynnika wypełnienia impulsów powyżej 0,5 średnia wartość napięcia na zaciskach silnika ma wartość większą od zera. Jeśli współczynnik D zostanie zmniejszony poniżej 0,5, wówczas średnia wartość napięcia na zaciskach silnika jest ujemna, co oznacza, że napęd pracuje w reżimie pracy generatorowej. Dzięki tej właściwości modulacji bipolarnej struktura układu regulacji jest relatywnie prosta, ponieważ nie jest wymagana zmiana w logice komutacji przy przejściu z pracy silnikowej do generatorowej. Wadą tej modulacji jest to, że w trakcie pracy generatorowej prąd w fazach silnika płynie pod wpływem sumy napięcia obwodu pośredniczącego i podwójnej wartości siły elektromotorycznej rotacji. Skutkiem tego są pojawiające się w trakcie hamowania stosunkowo duże wartości napięcia na elementach półprzewodnikowych.

Modulacja unipolarna (z impulsującym jednym tranzystorem)

Modulacja unipolarna w stosunku do bipolarnej charakteryzuje się mniejszymi stratami na przełączaniu tranzystora oraz obniżonym poziomem EMI, co w przypadku układów magazynujących energię ma duże znaczenie. Prąd uzwojenia silnika przy pracy generatorowej płynie pod wpływem różnicy napięć obwodu pośredniczącego i podwójnej wartości siły elektromotorycznej rotacji. W modulacji unipolarnej zależność pomiędzy współczynnikiem wypełnienia, siłą elektromotoryczną rotacji a napięciem przyłożonym do zacisków silnika opisuje zależność (typowa dla impulsowych przekształtników typu buck) [3]:

$$(2) \quad U_c = \frac{2e}{D}$$

Z równania (2) wynika, że poprzez zmianę współczynnika wypełnienia impulsów nie da się uzyskać przejścia do pracy generatorowej. Co oznacza, że przejście z pracy silnikowej do generatorowej wymaga modyfikacji funkcji sterujących pracą łączników (zmiana w logice komutacji). W celu uproszczenia układu sterowania z taką modulacją unipolarną tak, aby możliwe było przejście pomiędzy pracą silnikową a generatorową przez zmianę współczynnika wypełnienia impulsów została zmodyfikowana sekwencja załączeń tranzystorów. Ideę sposobu impulsowania falownika zasilającego silnik BLDC przedstawiono na rys. 1. W stosunku do klasycznej realizacji takiej modulacji unipolarnej (tzn. jeden z tranzystorów przewodzi prąd przez T/3 natomiast drugi jest przełączany [2]) dodane zostały zanegowane impulsy PWM w przełączającej gałęzi. Gałąź z trwale załączonym tranzystorem pozostaje niezmienna.



Rys. 1. Wykres siły elektromotorycznej rotacji (e_a , e_b , e_c), prądów fazowych (i_a , i_b , i_c), sygnałów z czujników Halla (H_a , H_b , H_c) oraz impulsów sterujących tranzystorami (S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 , S_6) dla modulacji unipolarnej z impulsującym jednym tranzystorem

Aby zrealizować przedstawioną na rys. 1 modulację logika komutacji ma postać funkcji logicznych:

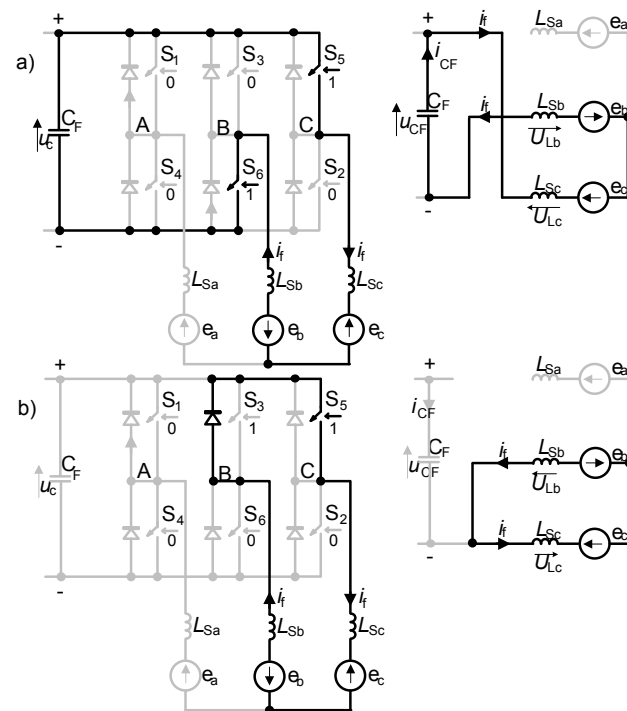
$$\begin{aligned}
 k &= \text{PWM} \\
 \left. \begin{aligned}
 s_1 &= (\overline{H_b} \wedge \overline{H_c}) \vee (H_a \wedge H_c \wedge k) \vee (\overline{H_a} \wedge \overline{H_c} \wedge k) \\
 s_2 &= (H_a \wedge H_b) \vee (\overline{H_b} \wedge \overline{H_c} \wedge k) \vee (H_b \wedge H_c \wedge k) \\
 s_3 &= (\overline{H_a} \wedge \overline{H_c}) \vee (H_a \wedge H_b \wedge k) \vee (\overline{H_a} \wedge \overline{H_b} \wedge k) \\
 s_4 &= (H_b \wedge H_c) \vee (\overline{H_a} \wedge \overline{H_c} \wedge k) \vee (H_a \wedge H_c \wedge k) \\
 s_5 &= (\overline{H_a} \wedge \overline{H_b}) \vee (H_b \wedge H_c \wedge k) \vee (\overline{H_b} \wedge \overline{H_c} \wedge k) \\
 s_6 &= (H_a \wedge H_c) \vee (\overline{H_a} \wedge \overline{H_b} \wedge k) \vee (H_a \wedge H_b \wedge k)
 \end{aligned} \right\} (3)
 \end{aligned}$$

Praca silnikowa

Na rys. 2 przedstawiono drogi przepływu prądu zależnie od stanu łączników. Rysunek wykonano dla pierwszego sektora z rys. 1. Przy symbolach tranzystorów zaznaczono ich stany (1- on, 0- off). Szarym kolorem zaznaczono elementy które, nie uczestniczą w przekazie energii. Natomiast kolorem czarny oznaczono elementy przez które, przepływa prąd.

Przy przewodzących tranzystorach S_5S_6 droga przepływu prądu jest identyczna z standardową modulacją unipolarną (rys. 2a). Po otwarciu tranzystora S_5 oraz

pomimo podania impulsu załączającego tranzystor S_3 nie zostaje on załączony, a prąd przepływa przez równoległą do tego tranzystora diodę. Wynika z tego, że czasie pracy silnikowej dodatkowe impulsy nie wpływają na sposób działania falownika.



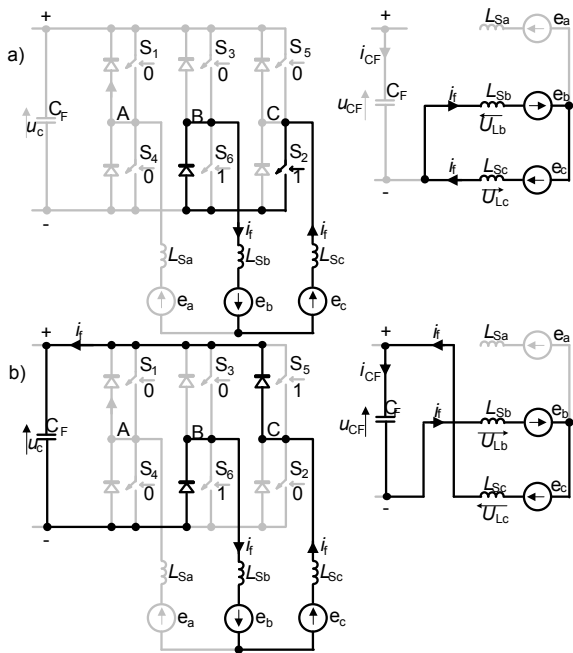
Rys. 2. Droga przepływu prądu dla pracy silnikowej a) przy zamkniętych tranzystorach S_5S_6 ; b) po otwarciu tranzystora S_5

Przejście z pracy silnikowej do generatorowej

Zmniejszenie współczynnika wypełnienia impulsów w trakcie pracy silnikowej (zamknięte łączniki S_5S_6 rys. 2a) powoduje, że zmniejsza się średnia wartość napięcia przyłożonego do zacisków silnika co powoduje zmniejszenie prądu płynącego przez uzwojenia i tym samym energia zgromadzona w indukcyjnościach uzwojeń silnika (L_{Sb} i L_{Sc}). Po otwarciu łącznika S_6 i zamknięciu S_2 energia z indukcyjności podtrzymuje przepływ prądu przez diodę D_2 w obwodzie przedstawionym na rys. 2b. Jeśli energia zgromadzona w indukcyjnościach nie wystarcza do podtrzymania przepływu prądu w obwodzie przed ponownym zamknięciem tranzystorów S_5S_6 i prąd zmaleje do zera, wówczas zmienia się droga przepływu prądu. Prąd w obwodzie jest w takim przypadku wymuszany przez siłę elektromotoryczną rotacji i zaczyna płynąć w obwodzie S_2 , L_{Sc} , e_c , e_b , L_{Sb} , D_6 jak przedstawia to rys. 4a. Oznacza to, że zmienia się kierunek przepływu prądu przez uzwojenia silnika. Energia kinetyczna wirującej masy zostaje zamieniona na energię elektryczną i magazynowana w indukcyjnościach obwodu. Po otwarciu tranzystora S_2 i zamknięciu S_5 (rys. 3b) energia pola magnetycznego dławików oraz siła elektromotorycznej rotacji wymusza przepływ prądu przez diody D_5 oraz D_6 i kondensator obwodu pośredniczącego. Przy czym kierunek przepływu prądu przez kondensator ma zwrot przeciwny niż zwrot napięcia na nim, co oznacza, że następuje przekazywanie energii z obwodu silnika do kondensatora (praca generatorowa).

W przedstawionej modulacji, przy pracy generatorowej, zależność pomiędzy współczynnikiem wypełnienia, siłą elektromotoryczną rotacji a napięciem na kondensatorze obwodu pośredniczącego opisuje zależność (typowa dla przekształtników typu boost) [17]:

$$U_c = \frac{2e}{1-D} \quad (4)$$



Rys.3. Droga przepływu prądu dla pracy generatorowej a) przy zamkniętych tranzystorach S_5S_6 ; b) po otwarciu tranzystora S_5

Przejście z pracy silnikowej do generatorowej następuje, gdy współczynnik wypełnienia impulsów jest mniejszy niż wynikający z równania (2).

Na rys. 4 przedstawiono oscylogramy przedstawiające kształt prądu pierwszej fazy (i_a) oraz impulsy sterujące tranzystorem (S_1) dla pracy silnikowej (rys. 4a) oraz generatorowej (rys. 4b).

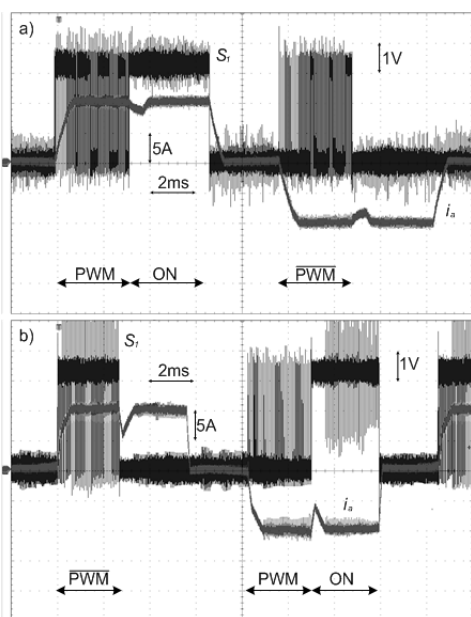
Hamowanie

W czasie hamowania przy realizacji modulacji unipolarnej (rys. 1) prąd w obwodzie silnika płynie pod wpływem siły elektromotorycznej rotacji:

$$(5) \quad 2L_s \frac{di_f}{dt} = 2e$$

Z równania (5) szybkość narastania prądu fazowego:

$$(6) \quad \frac{di_f}{dt} = \frac{e}{L_s}$$

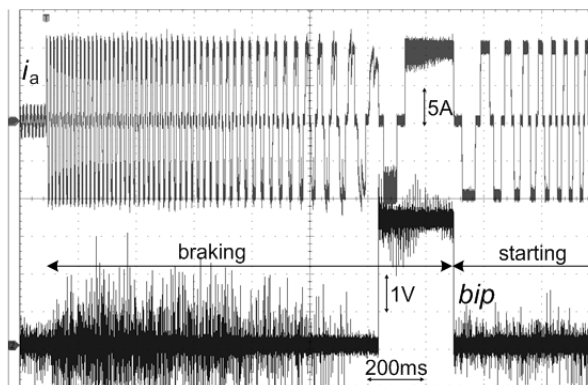


Rys.4. Kształt prądu jednej z faz oraz odpowiadającym jej tranzystorem górnej gałęzi dla pracy a) silnikowej b) generatorowej

Z równania (6) wynika, że przy zmniejszaniu prędkości obrotowej (zmniejszanie siły elektromotorycznej rotacji) będzie malała szybkość narastania prądu silnika. Przy małych prędkościach, prąd może nie osiągać poziomu prądu zadawanego nawet przy maksymalnej wartości współczynnika wypełnienia impulsów. Skutkuje to nieosiągnięciem zadanej wartości prądu i wydłużeniem czasu trwania procesu hamowania. Aby zapewnić stały moment w trakcie hamowania, gdy regulator prądu wykryje, że uchyb regulacji jest mniejszy do zera (prąd silnika jest co do wartości chwilowej mniejszy niż prąd zadawany) oraz gdy współczynnik wypełnienia ma wartość maksymalną następuje przełączenie z modulacji unipolarnej na bipolarną. W trakcie hamowania przy modulacji bipolarnej prąd płynie pod wpływem sumy siły elektromotorycznej rotacji oraz napięcia na kondensatorze obwodu pośredniczącego, dlatego nawet przy małych prędkościach w obwodzie zaistnieją odpowiednie warunki do osiągnięcia przez prąd zadanej wartości.

Na rys. 5 przedstawiono oscylogram jednego z prądów fazowych (i_a) oraz sygnału informującego o przejściu z modulacji unipolarnej na bipolarną (bip). Oscylogramy zostały zarejestrowane w trakcie nawrotu silnika.

Z przedstawionego na rys. 5 oscylogramu wynika, że o końcowym okresie hamowania i w trakcie realizacji modulacji unipolarnej (sygnał bip w stanie niskim) wartość prądu silnika wyraźnie zmniejsza się. Po przejściu na modulację bipolarną (sygnał bip w stanie wysokim) prąd osiąga wartość jak w początkowym etapie hamowania. Po zatrzymaniu silnika następuje ponowny rozruch (w przeciwnym kierunku) i przejście do modulacji unipolarnej. Jedną z głównych wad modulacji bipolarnej w trakcie hamowania jest wymuszenie przepływu prądu przez sumę napięć siły elektromotorycznej rotacji oraz zasilającego, powoduje zwiększenie wartości składowej zmiennej prądu. W tym przypadku wady te nie są aż tak znaczące ponieważ siła elektromotoryczna rotacji ma stosunkowo niewielką wartość, a w całym zakresie hamowanie jest realizowane ze stałym momentem.



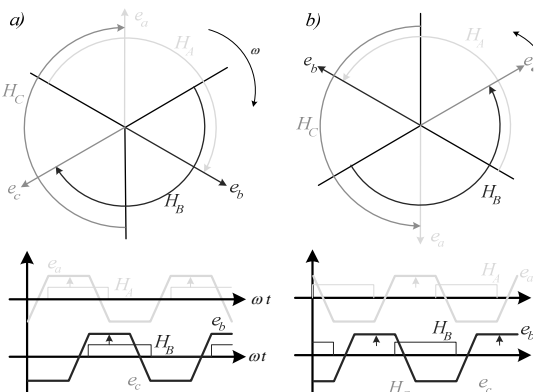
Rys. 5. Prąd fazowy w trakcie hamowania ze zmianą z modulacji unipolarnej na bipolarną

Układ regulacji oraz zmiana kierunku wirowania dla modulacji unipolarnej z impulsującym jednym tranzystorem

Zmiana kierunku wirowania

Do poprawnego sterowania falownikiem zasilającym silnik BLDC niezbędna jest informacja o położeniu wirnika w jednym z sześciu sektorów wyznaczonych przez uzwojenia wirnika (dla maszyny o jednej parze biegunów). Na podstawie tych danych załączane są odpowiednie tranzystory. Informacja o położeniu wirnika względem stojana pozyskiwana jest z czujników Halla lub metod bezczujnikowych. Czujniki Halla są nieruchome i

montowane na stojanie w odległości $2\pi/3$ od siebie. Każdy z czujników przekazuje do układu sterowania sygnały logiczne. Sygnały pochodzące z następujących po sobie czujników są przesunięte w fazie o kąt $2\pi/3$ (rys. 12). Ponieważ czujniki położenia wirnika są trwale przymocowane do korpusu stojana, dlatego przy zmianie kierunku wirowania punkty przejścia pomiędzy stanem wysokim a niskim czujników nie ulegają zmianie. Natomiast zmiana kierunku obrotów wirnika powoduje zmianę fazy siły elektromotorycznej rotacji o π . Obrazuje to rysunek 6.



Rys.6. Wykres wskazowy oraz czasowe SEM (e_a , e_b , e_c) silnika wraz z sygnałami z czujników Halla (H_a , H_b , H_c) dla kierunku wirowania zgodnego z ruchem wskazówek zegara (a), w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara (b)

Na płaszczyźnie wykresu wskazowego wektorami zaznaczono miejsca przesunięto o kąt $\pi/2$ względem zmiany znaku SEM (punkty te zaznaczono strzałkami na osiach czasu). Jak wynika z wykresów przedstawionych na rys. 6b (po zmianie kierunku wirowania) bezpośrednie użycie sygnałów z czujnika Halla do sterowania tranzystorami przekształtnika zasilającego silnik spowoduje przepływ prądu przez niewłaściwe uzwojenia i w następstwie niewłaściwą pracę silnika. Analizując wykres wskazowy z rys. 6b można zauważyć, że zmieniając przyporządkowanie sygnałów czujników do poszczególnych faz silnika można uzyskać poprawne sterowanie napędu. W tabeli 1 zestawiono przyporządkowanie sygnałów dla obu kierunków wirowania.

Tabela 1. Przyporządkowanie sygnałów czujnika Halla do poszczególnych faz w zależności od kierunku wirowania.

L.P.	Czujnik	Faza dla kierunku zgodnego z ruchem wskazówek zegara (rys. 6a)	Faza dla kierunku przeciwnego do ruchu wskazówek zegara (rys. 6b)
1	H _a	e _a	e _c
2	H _b	e _b	e _a
3	H _c	e _c	e _b

Układ regulacji

W klasycznym, kaskadowym układzie regulacji prędkości silnika zmiana kierunku wirowania następuje w wyniku zmiany znaku prędkości zadanej. Po zmianie znaku prędkości zadawanej wyjście regulatora prędkości (prąd zadawany) także zmienia swój znak na przeciwny, co powoduje zmianę kierunku przepływu prądu przez wirnik czyli hamowanie i następnie ponowy rozruch. Ten sposób działania układu regulacji jest przejrzysty i łatwy do interpretacji. Obserwując znak prądu twornika można określić kierunek momentu wytwarzanego przez silnik. W przypadku silnika BLDC bezpośrednie przeniesienie tego schematu nie jest możliwe ponieważ klasyczna realizacja przejścia do hamowania wymaga zmiany fazy o π prądów fazowych. Jest to zazwyczaj realizowane przez układ logiki

komutacji na podstawie najstarszego bitu (znaku) prądu zadawanego [17] (modulacja bipolarna). Do węzła wyliczającego uchyb dla regulatora prądu wprowadza się natomiast wartość bezwzględna prądu zadawanego i sumę bezwzględnych wartości prądów fazowych. Dlatego regulator prądu nie rozróżnia pracy silnikowej i generatorowej czy kierunku wirowania silnika.

Analizując przebiegi prądów fazowych oraz impulsów określających położenie wirnika względem stojana (H_a , H_b , H_c) (rys. 1) można zauważyć, że przy pracy silnikowej prąd fazowy ma zawsze wartość dodatnią, gdy sygnał z odpowiadającego mu czujnika Halla ma stan wysoki oraz wartość mniejszą od zera jeżeli sygnał z czujnika Halla ma stan niski. Na podstawie tego można wprowadzić do układu regulacji logiczny prostownik prądów fazowych działający zgodnie z równaniem:

$$(7) \quad i_{px} = i_x \cdot f_h(hall_x)$$

gdzie:

$$(8) \quad f_h(hall_x) = \begin{cases} x \in \{a, b, c\} \\ 1 \text{ if } hall_x = 1 \\ -1 \text{ if } hall_x = 0 \end{cases}$$

Po przejściu silnika do pracy generatorowej prostownik logiczny (8) będzie zwracał ujemne wartości prądów fazowych. Przy tak zdefiniowanym prostowniku układ regulacji silnika BLDC jest funkcjonalnie identyczny z układem regulacji silnika prądu stałego. Ponadto, aby umożliwić nawrót napędu przy zachowaniu funkcjonalności układu regulacji dla obu kierunków wirowania równanie (7) należy zmodyfikować do postaci:

$$(9) \quad i_{px} = i_x \cdot f_h(hall_x) \cdot f_d(dir)$$

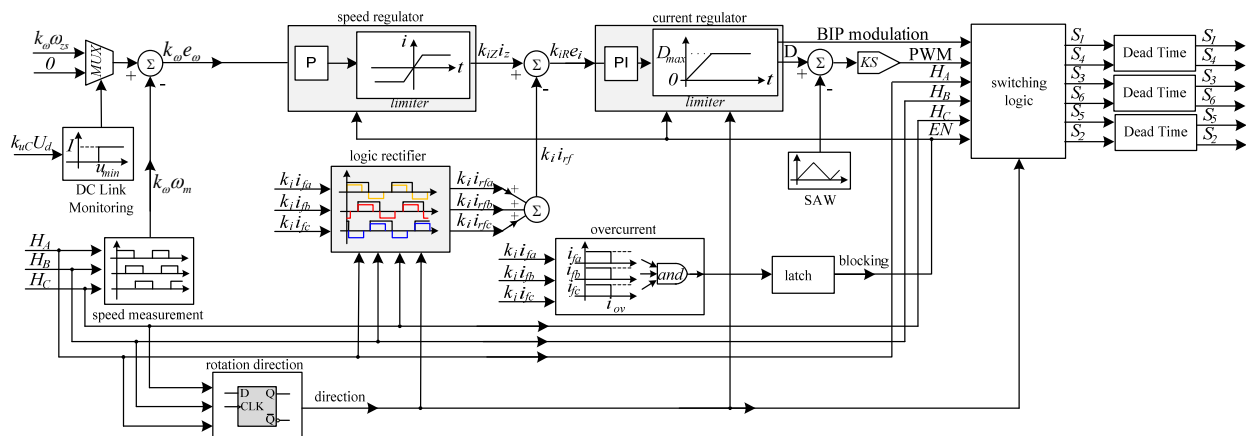
gdzie:

$$(10) \quad f_d(dir) = \begin{cases} 1 \text{ if } dir = 1 \\ -1 \text{ if } dir = 0 \end{cases}$$

Wprowadzenie do prostownika logicznego funkcji f_d powoduje, że dla jednego z kierunków wirowania prąd przy pracy silnikowej jest dodatni ($dir=1$) a dla pracy generatorowej ujemny natomiast po zmianie kierunku wirowania ($dir=0$) prąd w trakcie pracy silnikowej jest ujemny i dodatni przy pracy generatorowej. Jest to pełna analogia z układem regulacji silnika prądu stałego.

Schemat blokowy układu regulacji z prostownikiem logicznym przedstawiono na rys. 7.

Sygnał zadający prędkość obrotową ($k_{\omega} \omega_{zs}$) jest podawany na multiplexer (MUX), który jest sterowany poprzez blok monitorujący napięcie na kondensatorze obwodu pośredniczącego (DC Link Monitoring). Jeśli napięcie obwodu pośredniczącego ($k_{uc} U_d$) jest mniejsze niż założona minimalna wartość (u_{min}) multiplexer do układu regulacji przekazuje wartość zero. Co oznacza jeśli silnik jest zatrzymany (brak działania) lub przy pracy napędu przejście do hamowania odzyskowego. Jeżeli napięcia na kondensatorze jest większe lub równe założonej wartości do sumatora wyznaczającego uchyb regulacji prędkości ($k_{\omega} e_{\omega}$) przekazywana jest zadana wartość prędkości. Opisany fragment algorytmu ma za zadanie zapewnić poprawne warunki pracy układowi sterowania, gdy jest on zasilany z kondensatora obwodu pośredniczącego a przekształtnik sieciowy nie dostarcza energii do kondensatora (np. brak napięcia w linii zasilającej). Sumator wyznacza uchyb regulacji na podstawie rzeczywistej prędkości wyliczanej na podstawie sygnałów z czujników położenia wirnika (speed measurement). Wyliczony uchyb regulacji wprowadzany jest do regulatora prędkości o strukturze proporcjonalnej.



Rys.7. Schemat układu regulacji silnika BLDC

Wyjście regulatora jest ograniczone (blok limiter) maksymalną wartością prądu silnika, przy czym wyjście jest bipolarne i może zmieniać się w zakresie $\pm i_{max}$. Prąd zadawany wyliczony przez regulator prędkości jest porównywany z ekwiwalentnym prądem silnika (k_{iir}). Prąd ten jest wyznaczony na podstawie prądów fazowych, sygnałów z czujników położenia wirnika i aktualnego kierunku wirowania (równanie 10). Sygnał uchybu regulacji prądu ($k_{ir}e_i$) jest sygnałem wejściowym dla regulatora prądu o strukturze PI. W strukturę regulatora prądu wbudowany został układ odpowiedzialny za przełączanie w trakcie hamowania pomiędzy modulacją unipolarną i bipolarną (aby zapewnić hamowanie z maksymalną wartością prądu przy małej prędkości wirowania). Jeśli uchyb regulacji prądu ma wartość ujemną i współczynnik wypełnienia impulsów (D) osiąga maksymalną wartość (D_{max}) wówczas następuje przełączenie na modulację bipolarną. Powrót do modulacji unipolarną następuje po wykryciu zatrzymania silnika lub zmianie kierunku wirowania. Wyjście regulatora prądu jest unipolarnie i ograniczone do wartości maksymalnej przebiegu trójkątnego (SAW) będącego podstawą generowania sygnału PWM. Wyznaczony w zamkniętym układzie regulacji sygnał PWM jest przyporządkowywany odpowiednim tranzystorom na podstawie sygnałów z czujników położenia wirnika oraz informacji o aktualnym kierunku wirowania [17]. Działanie bloku logiki komutacji zostanie zablokowane jeżeli nastąpi wykrycie przekroczenia chwilowej wartości prądu fazowego.

Tabela 2. Zestawienie właściwości różnych metod modulacji silnika BLDC

	Modulacja bipolarna	Modulacja unipolarna (impulsujący jeden tranzystor)
Hamowanie	Pod wpływem sumy napięć obwodu pośredniczącego i napięć siły elektromotorycznej rotacji	Pod wpływem napięć siły elektromotorycznej rotacji, co powoduje zmniejszenie (zaniku) momentu hamującego przy małych prędkościach
Układ regulacji	Różny od układu regulacji klasycznego silnika prądu stałego	Po wprowadzeniu prostownika logicznego analogiczny do układu regulacji silnika komutatorowego
Straty od przełączeń tranzystorów	Impulsują wszystkie tranzystory- duże straty	Straty ograniczone poprzez zmniejszoną liczbę impulsujących tranzystorów

Podsumowanie

W tabeli 2 zestawiono właściwości opisanych w artykule modulacji silnika BLDC.

W artykule omówiono nową metodę modulacji unipolarną silnika BLDC zapewniającą łatwe przejście pomiędzy pracą silnikową a generatorową. Dzięki tej metodzie uproszczony został układ regulacji silnika. Dodatkowo do układu regulacji wprowadzony został prostownik logiczny, który pozwolił na zachowanie układu regulacji identyczny z szosowanym dla klasycznych silników komutatorowych prądu stałego. Szczegółowo opisano metodologię użycia czujników położenia wirnika względem stojana w czasie nawrotu.

Artykuł powstał w wyniku prac prowadzonych w projekcie pt. „Rewitalizacja prosumenckich mikroinstalacji energoelektrycznych” w ramach Programu GEKON – Generator Koncepcji Ekologicznych, wspólnej inicjatywy Narodowego Funduszu Ochrony Środowiska i Gospodarki Wodnej (NFOŚiGW) oraz Narodowego Centrum Badań i Rozwoju (NCBR). Umowa nr GEKON1/02/213877/31/2015 o wykonanie i finansowanie.

Autorzy: 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
 prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg, Akademia Górniczo Hutnicza, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Kraków 30-059, al. Mickiewicza 30, E-mail: pirog@agh.edu.pl

LITERATURA

1. Dziadecki A., Grzegorski J., Skotniczny J., Sensorless control system of SRM drive, *Przegląd Elektrotechniczny*, 88 (2012), nr 8, 317-322
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. Ind. Electron.*, 61 (2014), n.1, 504–511
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. Ind. Electron.*, 61 (2014), n.2, 738–752
4. Masmoudi M., El Badi B., Masmoudi A., DTC of B4-inverter-fed BLDC motor drives with reduced torque ripple during sector-to-sector commutations, *IEEE Trans. Power Electron.*, 29 (2014), n.9, 4855–4865
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 Electronics*, 29 (2014), n.3, 1382-1391
6. Dadashnialehi A., Hadiashar A. B., Intelligent Sensorless Antilock Braking System for Brushless In-Wheel Electric

- Vehicles, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62 (2015), n.3, 1629–1638,
7. Tsotoulidis S., Safacas A. N., Deployment of an Adaptable Sensorless Commutation Technique on BLDC Motor Drives Exploiting Zero Sequence Voltage, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 62 (2015), n. 2, 877- 886
 8. Cui C., Liu G., Wang K., Song X., Sensorless Drive for High-Speed Brushless DC Motor Based on the Virtual Neutral Voltage, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 30 (2015) n.6, 3275-3285
 9. S Jung. 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 Electronics*, 29 (2014), n.11, 5983-5994
 10. Fang J., Li W., Li H., Self-Compensation of the Commutation Angle Based on DC-Link Current for High-Speed Brushless DC Motors With Low Inductance, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 29 (2014),n.1, 428- 439
 11. Y. K. Lin, Y. S. Lai, Pulsewidth Modulation Technique for BLDCM Drives to Reduce Commutation Torque Ripple Without Calculation of Commutation Time, *IEEE Transaction on Industrial Application*, 47 (2011), n.4, 1786- 1793
 12. J. Shi, T. C. Li, New Method to Eliminate Commutation Torque Ripple of Brushless DC Motor With Minimum Commutation Time, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 60 (2013), n.6, 2139- 2146
 13. J. H. Song, I. Choy, “Commutation Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives Using a Single DC Current Sensor”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 19 (2004), n.2, 312- 319
 14. Sheeba Joice C., Paranjothi S. R., Jawahar Senthil Kumar V., Digital Control Strategy for Four Quadrant Operation of Three Phase BLDC Motor With Load Variations, *IEEE Transaction on Industrial Informatics*, 9 (2013), n.2, 974- 982
 15. Chang X., Li Y., Zhang W., Wang N., Xue W., Active Disturbance Rejection Control for a Flywheel Energy Storage System, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 62 (2015), n.2, 991- 1001
 16. Urtasun A., P Sanchis., Marroyo L., Adaptive Voltage Control of the DC/DC Boost Stage in PV Converters With Small Input Capacitor, *IEEE Transaction on Power Electronics*, 28 (2013), n.11, 5038- 5048
 17. Baszynski M., Pirog S., A Novel Speed Measurement Method for a High-Speed BLDC Motor Based on the Signals From the Rotor Position Sensor, *IEEE Trans on Industrial Informatics*, 10 (2014), n.1, 84–91