

Aleksander Fręchowicz
Politechnika Śląska, Gliwice

DOBÓR DIOD ZABEZPIEZAJĄCYCH W FALOWNIKACH SILNIKÓW BLDC Z ELEKTRONICZNYM BOCZNIKOWANIEM CZĘŚCI UZWOJENIA

SELECTION OF PROTECTIVE DIODES IN INVERTERS USED FOR BLDC MOTORS WITH ELECTRONICALLY SHUNTED EXCITATION WINDING

Abstract: Some drive systems with PM excited motors use two zones of rotational speed control. Smooth transition from "constant torque" zone to "constant power" zone is achieved by either weakening PM field or by gradual switching off (shunting) of parts of winding with the help of power electronics elements (IGBT transistors).

The second method of speed control may be especially useful in those PM motor drives, where small rotor inertia is required or where application of IPM rotors (permanent magnets inset into rotor iron) might be difficult (disc rotors, motors with rotating external excitation). In those machines we use magnets glued onto rotor surface, and this results in rapid decrease of motor's maximum torque during field weakening.

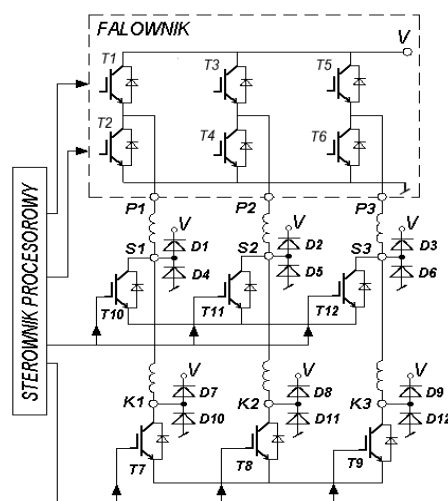
If we look at a motor dedicated to operation with parts of the winding shunted, the terminal box exhibits three terminals, representing armature winding beginning, end and midpoint. Midpoints and endpoints may be short-circuited with transistors and therefore star-connected armature bands may exhibit more or less turns. During start-up and at low rotating speeds, lower group transistors operate (those are transistors short-circuiting bands' endpoints). The motor operates in a way identical to standard brushless dc motor (BLDC). At high rotating speeds, the bands' midpoints start to become short-circuited by upper group transistors and this results in further increase of rotor speed.

Application of transistors makes transition from motor mode of operation to recuperative braking operation more complex. Different variants of drives are described in the paper, all drives making possible braking accompanied by energy recuperation into the supply source. It has been proved that in some circuits some part of conducting current is taken over by backward diodes. In order to select these diodes properly, one must be aware of magnitude of this current. The paper demonstrates how to evaluate this current.

1. Wstęp

W niektórych układach napędowych z silnikami wzbudzanymi przez magnesy trwale wykorzystuje się dwustrefową regulację prędkości obrotowej. Płynne przejście od pracy w strefie stałego momentu do pracy w strefie stałej mocy uzyskuje się przez osłabianie pola magnesów, bądź przez stopniowe odłączanie (bocznikowanie) części uzwojenia za pomocą elementów elektronicznych (tranzystorów IGBT). Schemat falownika wyposażonego w układ bocznikowania części uzwojenia i sposób podłączenia uzwojeń silnika pokazano na rys. 1. Ten rodzaj regulacji prędkości może znaleźć zastosowanie szczególnie w tych silnikach z magnesami trwałymi, w których wymagany jest mały moment bezwładności wirnika, lub w których zastosowanie wirników typu IPM (czyli silników z magnesami trwałymi umieszczonymi wewnątrz żelaza wirnika) jest trudne w realizacji (silniki tarczowe, silniki z wirującym zewnętrznym wzbudzeniem). W takich maszynach sto-

kuje się magnesy przyklejane na powierzchni wirnika, skutkiem czego podczas odwzbudzenia moment maksymalny silnika gwałtownie maleje.



Rys. 1. Falownik silnika BLDC z układem bocznikującym część uzwojenia

W silniku przeznaczonym do pracy z bocznikowaniem części uzwojenia, trójfazowe uzwojenie stojana silnika wykonywane jest jako dzielone. Z każdego pasma do tabliczki zaciskowej silnika wyprowadza się trzy zaciski: początek pasma (oznaczony Px), środek pasma (oznaczony Sx) i koniec pasma (oznaczony Kx). W tych oznaczeniach litera x oznacza numer pasma: 1, 2 lub 3. Uzwojenie zasilane jest ze źródła prądu stałego, poprzez klasyczny falownik trójfazowy (tranzystory $T1$ do $T6$). Pasma twornika zwierane są w gwiazdę, bądź za pomocą tranzystorów $T7$, $T8$, $T9$ przy otwartych tranzystorach $T10$, $T11$, $T12$ (pracują wszystkie zwoje pasm), bądź za pomocą tranzystorów $T10$, $T11$, $T12$, przy otwartych tranzystorach $T7$, $T8$, $T9$ (pracuje połowa pasm). Odpowiednie sterowanie impulsami bramkowymi tranzystorów umożliwia niezauważalne dla użytkownika przejście od pracy przy całym uzwojeniu do pracy przy połowie uzwojenia. Przełączanie tranzystorów wiąże się z przerywaniem prądów płynących przez uzwojenia, co musi prowadzić do powstawania przepięć. Aby nie dopuścić do uszkodzenia izolacji w układzie zastosowano diody zabezpieczające oba końce przełączanych połówek pasm. Zespół tranzystorów $T10$, $T11$, $T12$, wraz z diodami $D1$ do $D6$ nazywać będziemy „**kluczami górnymi**”, a zespół tranzystorów $T7$, $T8$, $T9$ wraz z diodami $D7$ do $D12$ nazywać będziemy „**kluczami dolnymi**”. Praca obu układów zwierających sterowana jest przez sterownik procesorowy.

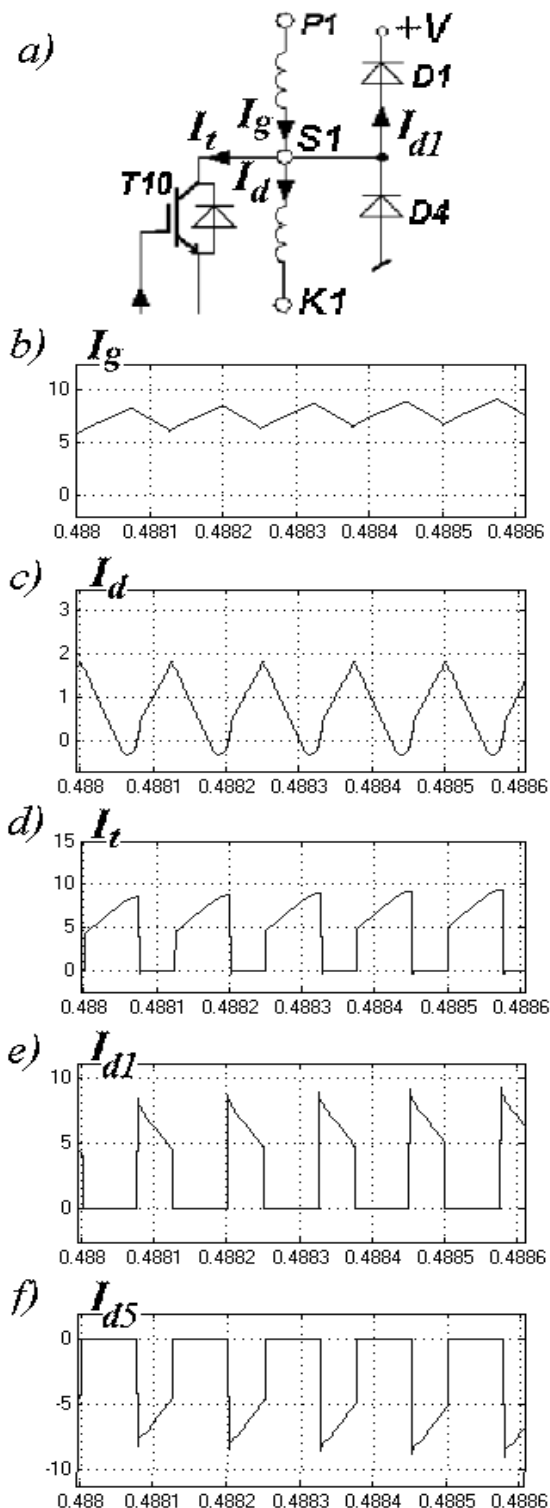
Działanie układu jest następujące. Podczas rozruchu i przy małej prędkości wirowania, klucze górne są rozwarte, a klucze dolne są zwarte na stałe lub są wyzwalone tymi samymi impulsami co górne tranzystory falownika. Silnik pracuje jak klasyczny bezszczotkowy silnik prądu stałego (BLDC). Wzrost prędkości odbywa się poprzez odpowiednie sterowanie szerokościami impulsów tranzystorów falownika tak, by do silnika docierało napięcie o coraz większej wartości skutecznej i częstotliwości. Jest to pierwszy etap pracy (praca w zakresie „stałego momentu”), w którym sterowanie jest takie samo jak stosowane powszechnie w układach tego typu. W chwili, gdy tranzystory falownika ($T1$ do $T6$) pracują przy współczynniku wypełnienia fali PWM α zbliżonym do jedności (np. $\alpha = 98\%$), silnik zasilany jest napięciem zbliżonym do znamionowego, co pozwala mu osiągnąć tak zwaną prędkość „bazową”.

W tej chwili kończy się praca w zakresie „stałego momentu”, a zaczyna praca w zakresie „stałej mocy”. Dalsze powiększanie prędkości jest związane ze zmniejszaniem się momentu maksymalnego rozwijanego przez silnik. Od tego czasu **klucze dolne powinny być wyzwalone tymi samymi impulsami co górne tranzystory falownika**. W sterowniku pracę rozpoczyna drugi układ generowania impulsów, sterujący górnymi kluczami tranzystorowymi (tranzystory $T10$, $T11$, $T12$). Zmiana współczynnika wypełnienia impulsów sterujących tymi kluczami prowadzona jest w ten sposób, by coraz dłuższy czas zwierania środków pasm powodował coraz większy wzrost prędkości wirnika.

Jak już wspomniano, odłączanie części uzwojenia powoduje przerwanie prądów płynących przez uzwojenie silnika, co prowadzi do powstania przepięć i może uszkodzić izolacje cewek. Dlatego odłączana część uzwojenia jest zabezpieczana diodami (na rys. 1 są to diody $D1$ do $D12$). W zależności od przyjętego sposobu sterowania tranzystorami falownika i od trybu pracy maszyny (napędowa, hamulcowa), przez diody może płynąć większy lub mniejszy prąd. Ważna jest znajomość tego prądu, bo pozwala to na właściwy dobór parametrów diod, co rzutuje na cenę całego falownika. W artykule przedstawione są podstawowe układy i tryby pracy falownika silnika BLDC z elektronicznym bocznikowaniem części uzwojenia twornika, ze szczególnym zwróceniem uwagi na pracę diod zabezpieczających. Wywody zilustrowane są przebiegami uzyskanymi w oparciu o model matematyczny układu.

2. Praca silnikowa układu zasilającego silnik BLDC z bocznikowaną częścią uzwojenia

Przykład przebiegów prądów obliczonych dla prezentowanego napędu pokazano na rys. 2. Maszyna pracuje jako silnik na początku drugiej strefy regulacji prędkości obrotowej. Tranzystory bocznikujące ($T10$ do $T12$) pracują przy współczynniku wypełnienia równym ok. 60%. Tranzystory falownika ($T1$ do $T6$) przełączają pasma twornika, pracując ze współczynnikiem wypełnienia fali PWM zbliżonym do 100%. Tranzystory pomocnicze ($T7$ do $T9$), których zadaniem jest zapobieganie powstawaniu prądów hamujących w dolnych cewkach uzwojenia, sterowane są tymi samymi impulsami co „górne” tranzystory falownika ($T1$ do $T3$).



Rys. 2. Prądy układu w warunkach: $U = 110\text{V}$, $M_{obc} = 5\text{ Nm}$, $\alpha = 60\%$, $n = 1150\text{ obr/min}$; a) fragment obwodu z rys. 1, b) prąd górnej gałęzi I_g , c) prąd dolnej gałęzi I_d , d) prąd tranzystora I_{T10} , e) prąd diody zabezpieczającej I_{d1} , f) prąd diody zabezpieczającej I_{d5}

Przebiegi prądów pokazane na rys. 2 ilustrują pracę fragmentu obwodu z rysunku 1, znajdują-

cego się w pobliżu środka pierwszego pasma twornika (rys. 2a). Przez górną cewkę pierwszego pasma płynie ciągły prąd (rys. 2b). Tętnienia tego prądu związane są z pracą tranzystora $T10$ (rys. 2d). Przewodzenie tranzystora powoduje wzrost prądu, a zablokowanie – zmniejszanie. Prąd płynący przez dolną cewkę pierwszego pasma (rys. 2c), jest znacznie mniejszy niż prąd górnej cewki. Zablokowanie tranzystora $T10$ powoduje gwałtowny wzrost prądu dolnej cewki i wytwarza przepięcie, po którym nadwyżka prądu górnej części pasma poprzez diodę zabezpieczającą $D1$ (rys. 2e) zostaje zwrócona do (bieguna +) źródła.

Prąd, który przepłynął przez pierwsze pasmo, wraca do ujemnego bieguna źródła przez drugie (lub trzecie) pasmo twornika. Również w tych pasmach przełączania kluczy zwierających wywołują przepięcia i związany z nimi przepływ prądów przez diody zabezpieczające. W omawianym przypadku prąd drugiego pasma będzie płynął przez diodę $D5$ (rys. 1 i rys 2f).

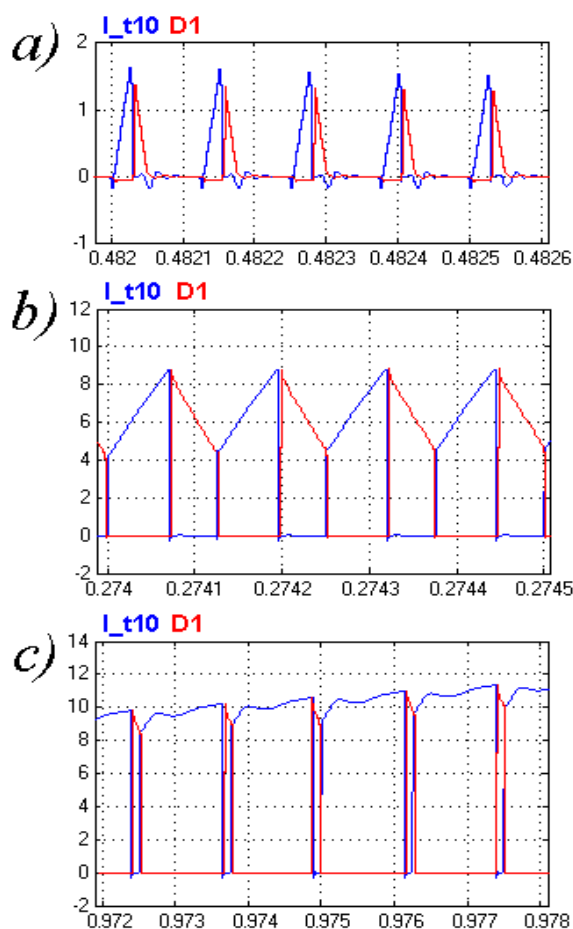
W innych chwilach komutacji wyznaczonych przez stan czujników hallotronowych prąd z bieguna (+) źródła będzie przesyłany do innych pasm uzwojenia silnika, a przebiegi pokazane na rysunkach 2e i 2f będą powtarzały się na pozostałych diodach górnych kluczy zwierających.

Porównując rysunki 2d i 2e widać, że tranzystor $T10$ i dioda $D1$ przekazują sobie wzajemnie przewodzenia nadwyżki prądu. Sugerowałoby to, że część prądu przepływająca przez diodę, jest wprost proporcjonalna do obciążenia silnika i odwrotnie proporcjonalna do współczynnika wypełnienia. Takie twierdzenie nie jest w pełni prawdziwe, bowiem przy małych współczynnikach wypełnienia prąd diody zgaśnie, zanim zacznie przewodzić tranzystor $T10$.

Na rysunku 3 pokazano przebiegi prądów diody i tranzystora dla silnika obciążonego stałym momentem, ale pracującego przy trzech różnych współczynnikach wypełnienia fali PWM sterującej górnymi kluczami zwierającymi: 30%, 65% i 90%. Widać, że przy małych współczynnikach wypełnienia wartość skuteczna prądów płynących przez diody jest mała, przy większych wzrasta, a przy największych znów maleje.

Na podstawie obliczeń naszkicowano charakterystyki rzeczywistej wartości skutecznej prądów płynących przez diody i porównano je z prądami płynącymi przez uzwojenia silnika. Stwierdzono, że najwyższe wartości przyjmują prądy w pobliżu współczynnika wypełnienia

alfa zbliżonego do 67%. W tym stanie prąd płynący przez diody osiąga wartość zbliżoną do 1/3 prądu znamionowego silnika.



Rys. 3. Przebiegi prądów diody D1 (czerwone) i tranzystora T10 (niebieskie) dla silnika obciążonego stałym momentem 4 Nm, pracującego przy trzech różnych współczynnikach wypełnienia α : a) $\alpha = 20\%$, b) $\alpha = 50\%$, c) $\alpha = 80\%$

3. Hamowanie odzyskowe napędu z klasycznym silnikiem BLDC

W elektrycznych napędach trakcyjnych, a szczególnie w napędach zasilanych bateryjnie niezwykle ważnym staje się problem oszczędnego gospodarowania energią i związane z tym odpowiednie wykorzystanie energii hamowania. Jak opisano wyżej, w napędach z bocznikowaną elektronicznie częścią uzwojenia stosuje się niezależne przełączanie tranzystorów falownika (T1 do T6) (*independent switching*). Przy tym sposobie przełączania w klasycznych układach zasilania silników BLDC (pracujących jedynie w I strefie) istnieją dwie zasadnicze metody sterowania i związane z nimi dwie metody **hamowania odzyskowego** silników (pomijamy ich modyfikacje).

W **pierwszej metodzie** zakłada się, że w jednym z okresów **pracy silnikowej**, wyznaczonym przez wartość logiczną napięć otrzymywanych z hallotronowych czujników położenia wału, pracują jedynie dwa tranzystory mostka prostowniczego: górny tranzystor z jednej gałęzi mostka falownika i dolny tranzystor z drugiej gałęzi. W trzeciej gałęzi oba tranzystory są zablokowane. Najczęściej jeden tranzystor jest przełączany w takt zadanej fali PWM, a drugi jest wysterowany na stałe. Współczynnik wypełnienia fali PWM zależy od zadanej prędkości wirowania silnika. Kiedy kończy się okres przewodzenia fali PWM, tranzystory przechodzą w stan zaporowy. Prąd płynący przez uzwojenie wirnika płynie dalej w tym samym kierunku poprzez diody zwrotne (zwrot energii zmagazynowanej w polu magnetycznym silnika do kondensatorów w obwodzie pośredniczącym lub do źródła) aż do chwili, gdy zacznie się kolejny okres przewodzenia PWM (prąd ciągły), lub do chwili, gdy prąd obniży się do zera (prąd przerywany).

Aby w tej metodzie przejść do **pracy hamulcowej**, należy zmienić strukturę sterowania tranzystorów falownika: zaprzestać sterować górne tranzystory falownika, a sterować impulsowo równocześnie dwa lub wszystkie trzy dolne tranzystory mostka. W takim układzie zostaje zwarta siła elektromotoryczna rotacji wzbudzona w uzwojeniach, co powoduje wygaszenie prądu napędzającego silnik i wzniesienie prądu płynącego w przeciwną stronę (hamującego). Prąd rosnąc przekształca energię mechaniczną w energię pola magnetycznego. Energia pola ponownie jest zamieniana na energię elektryczną i zwracana do źródła

W **drugiej metodzie** podczas **pracy silnikowej** w trakcie jednego okresu pracy w jednej gałęzi mostka dwa tranzystory pracują przemiennie (*complementary switching*), a w drugiej gałęzi dolny tranzystor jest na stałe wysterowany, a górny jest na stałe zablokowany. W trzeciej gałęzi oba tranzystory są zablokowane. W początkowym okresie fali PWM przewodzi górny tranzystor z pierwszej gałęzi mostka i dolny z drugiej. Rośnie prąd płynący przez te tranzystory i przez dwa pasma silnika, część energii przetwarzana jest na energię mechaniczną, a pozostała część jest magazynowana w indukcyjnościach silnika. Kiedy kończy się okres przewodzenia fali PWM i górny tranzystor zostanie zatkany, indukcyjność uzwojenia silnika podtrzymuje prąd płynący przez silnik, który

przez diody zwrotne falownika zwraca energię do źródła.

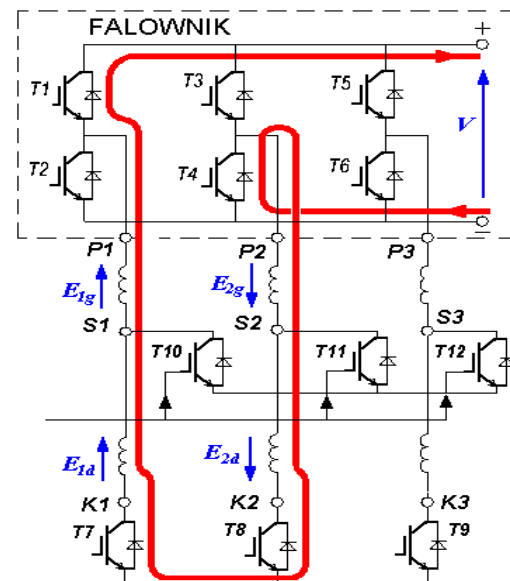
Tak zbudowany układ posiada właściwość samoczynnej zmiany kierunku przesyłanej energii. Aby przejść do pracy hamulcowej wystarczy zmniejszyć współczynnik wypełnienia fali PWM i gdy prąd silnika zostanie wygaszony, sem rotacji E wzbudzi prąd hamujący płynący przez uzwojenia silnika w przeciwnym kierunku. Energia mechaniczna będzie zamieniana na energię pola magnetycznego, ta z kolei na energię elektryczną i zwrócona do źródła.

4. Hamowanie odzyskowe w silnikach BLDC z bocznikowaniem części uzwojenia

Silniki BLDC pracujące w układzie z bocznikowaną częścią uzwojenia w I strefie (na stałe otwarte górne klucze $T10$, $T11$, $T12$ i na stałe zwarte dolne klucze $T7$, $T8$, $T9$) zarówno w trybie pracy napędowej jak i hamulcowej pracują podobnie jak zwykle silniki BLDC. Różnice powstają dopiero podczas pracy w II strefie regulacji prędkości. W tym stanie próba przejścia do hamowania w sposób typowy dla pracy w I strefie (połączenie cewek silnika na stałe w gwiazdę, czyli zwarcie dolnych kluczy i otwarcie górnych kluczy tranzystorowych), nawet przy zablokowanych wszystkich tranzystorach falownika, spowoduje przepływ prądu zwarciovego wytworzonego przez indukowane w tworniku siły elektromotoryczne rotacji (rys. 4), bowiem w drugiej strefie, suma napięć indukowanych w pracujących pasmach twornika jest większa od napięcia źródła ($E_{2g} + E_{2d} + E_{1d} + E_{1g} > V$). Jest to proces w żaden sposób nie kontrolowany, który spowoduje, że silnik gwałtownie wyhamuje, aż do prędkości bazowej. Przy prędkości bazowej sumaryczna siła elektromotoryczna rotacji indukowana w uzwojeniach stanie się mniejsza od napięcia źródłowego baterii i hamowanie ustanie.

Aby rozwiązać problem hamowania odzyskowego w II strefie regulacji prędkości, rozpatrzmy typowy proces przesyłania energii z silnika do źródła. Składa się on z dwóch etapów, które powtarzają się, co każdy cykl PWM. W pierwszym etapie należy wzniecić prąd płynący w uzwojeniu twornika w przeciwną stronę niż przy pracy silnikowej, czyli w kierunku zgodnym z indukowaną w uzwojeniach sem rotacji. Najczęściej polega to na wygaszeniu prądu zasilającego maszynę (płynącego od źródła do uzwojenia twornika) i stworzeniu oczka

przez które mógłby zamknąć się prąd hamujący wzniecony przez sem rotacji. Prąd narastający wytwarza pole magnetyczne, w którym magazynowana jest energia ruchu wirnika. W drugim



Rys. 4. Droga prądu zwarciovego płynącego przy próbie hamowania silnika pracującego przy prędkości większej niż bazowa

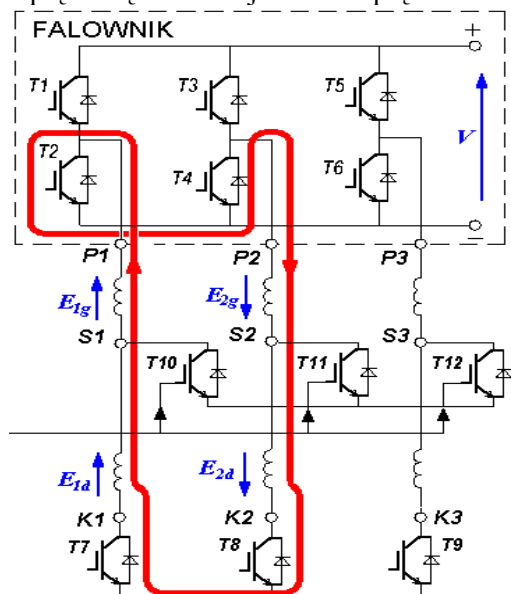
etapie należy przerwać oczko, a powstające przy tym przepięcie powinno skierować prąd i energię do źródła (akumulatora). Po ustąpieniu przepięcia napięcie źródła powinno gasić prąd hamujący silnika (czyli napięcie źródła powinno być wyższe od indukowanej sem rotacji), bo w przeciwnym przypadku hamowanie będzie trwać aż do zatrzymania się silnika.

W omawianym układzie możemy wzbudzić prąd hamujący na kilka sposobów, z czego dwa są najbardziej oczywiste. Pierwszy polega na zamknięciu oczka przez obwód pokazany na rys. 4 i omówiony wyżej. Drugi sposób pokazano na rys. 5.

Aby zamknąć oczko pokazane na rys. 5 należy wysterować tranzystory $T8$ i $T2$, a zablokować tranzystory należące do górnej grupy mostka falownika. W takim oczku wypadkowa sem rotacji wznieci prąd hamujący.

Pewien problem stanowi realizacja drugiego etapu hamowania, bo w obu przedstawionych oczkach dla silnika pracującego w II strefie regulacji prędkości wypadkowa sem rotacji indukowana w oczku jest większa niż napięcie źródła. Oznaczałoby to, że raz wzbudzonego prądu nie da się zgasić, póki prędkość nie zmaleje poniżej prędkości bazowej, przy której sem rotacji równa się z napięciem źródła. Istnieje jednak

możliwość takiego przerwania oczka, by obwód rozbić na dwa obwody, w których indukowane napięcie będzie mniejsze niż napięcie źródła.

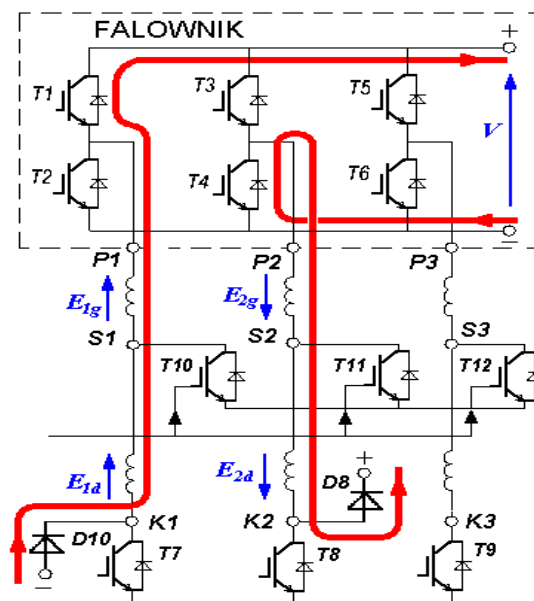


Rys. 5. Jeden z możliwych obwodów pozwalających wzniecić prąd hamujący silnika

Taki sposób pokazano na rys. 6. Otwarcie oczka przez dolne klucze tranzystorowe otwiera obwód, powstaje przepięcie wymuszające przepływ prądu przez diody zabezpieczające łączące punkty K1 i K2 obwodu z ujemnym i dodatnim biegunem napięcia zasilającego. Powstają w ten sposób dwa oczka, z których każde obejmuje tylko jedno pasmo twornika, a więc w każdym z nich suma sem rotacji jest mniejsza niż napięcie zasilające. Prąd hamujący, płynący przez uzwojenia twornika maleje, a energia zgromadzona w polu magnetycznym jest zwracana do źródła prądu stałego. Taki sposób sterowania tranzystorami w drugim etapie hamowania będzie stosowany zawsze, niezależnie od przyjętego sposobu wzniesienia prądu hamującego.

Z przedstawionych dwóch sposobów hamowania odzyskowego silników z bocznikowaną elektronicznie częścią uzwojenia, wygodnie jest stosować sposób pierwszy w silnikach, w których wykorzystuje się niezależne przełączanie tranzystorów falownika (metoda opisana w rozdziale 3 jako „pierwsza metoda”), a drugi sposób w napędach, w których stosuje się przełączanie komplementarne w jednej gałęzi mostka („druga metoda” w rozdziale 3). Takie rozwiązanie minimalizuje zmiany dokonywane w systemie sterowania przy przechodzeniu z pracy napędowej na hamulcową i dzięki temu zmniejsza się

prawdopodobieństwo nierównej pracy napędu. Jak zaznaczono wyżej, bez względu na przyjęty



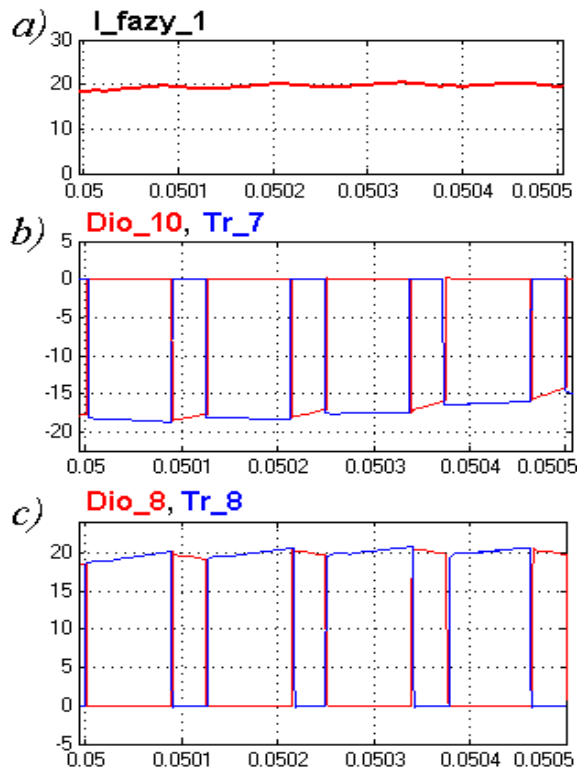
Rys. 6. Drugi etap hamowania odzyskowego silnika pracującego w II strefie

sposób wzniesienia prądu hamującego, drugi etap hamowania, w trakcie którego energia zgromadzona w polu magnetycznym w pierwszym etapie jest przekazywana do źródła, ma w zasadzie zawsze podobny przebieg. Obwód, w którym wzniesiono prąd, jest dzielony na dwie części, powstaje przepięcie i prąd przepływający przez diody D8 i D10 przenosi energię do źródła. Na rysunku 7 pokazano przebiegi prądów diod i tranzystorów obliczone podczas symulacji pracy układu, w którym prąd jest wzniesiony w obwodzie jak na rys. 4. Przyjęto, że silnik jest obciążony stałym, niewielkim momentem, a hamowane urządzenie charakteryzuje się znacznym momentem bezwładności. Założono, że tranzystory dolnego klucza zwierającego pracują przy współczynniku wypełnienia fali PWM równym 70%. Obliczone przebiegi pokazują, że prąd płynie przez diody jedynie przez te krótkie chwile, w których tranzystory T7 do T9 są zwarte. Oznacza to, że diody można dobrać na mniejszą wartość skuteczną prądu, rzędu 30% prądu hamującego.

Na rysunku 8 pokazano wyniki symulacji układu z rys. 5. Przyjęto podobne założenia jak poprzednio, jedynie współczynnik wypełnienia (który w tym przypadku ustawia się według innych reguł) przyjęto równy 60%.

Jak widać warunki pracy diod rozładowczych są znacznie gorsze, niż w poprzednim przy-

padku. W krótkich chwilach wzniesienia prądu hamującego prąd płynie przez tranzystory, a w



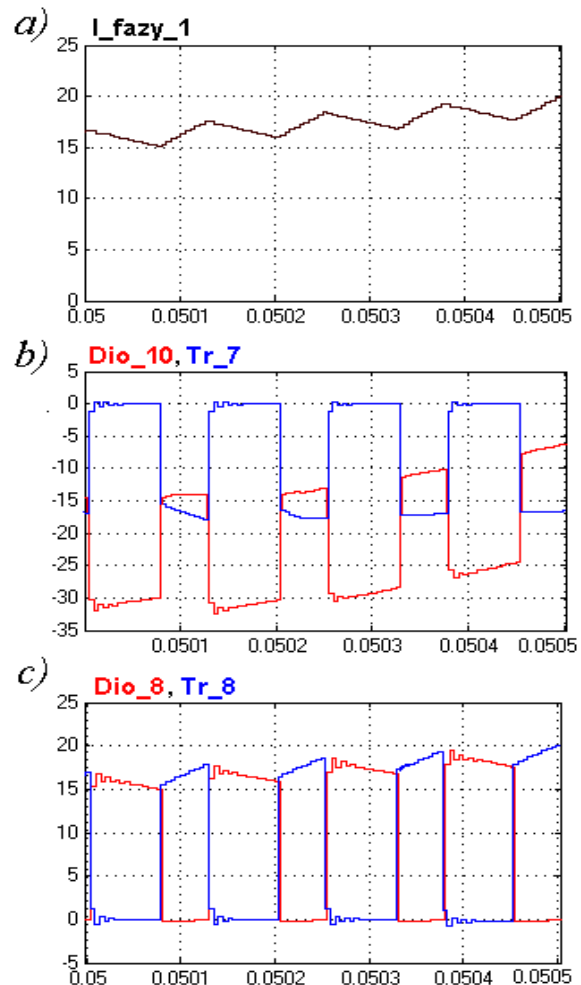
Rys. 7. Przebiegi prądów podczas hamowania odzyskowego w układzie z rysunku 4: a) prąd hamujący płynący przez jedno pasmo silnika, b,c) prądy diod D8 i D10 (czerwone) i tranzystorów T8 i T7 (niebieskie)

dłuższych okresach, gdy energia zwracana jest do źródła – płynie przez diody. Ponadto w czasie komutacji pasm, przez diody płynie składowa bierna prądu, nie wytwarzająca momentu hamującego (rys. 8b). Stawia to dodatkowe wymagania odnośnie mocy diod. Diody przeznaczone do pracy z hamowaniem odzyskowym pracujące w takim układzie należy dobrać na prąd zbliżony do znamionowego.

5. Wnioski

W opracowaniu przedstawiono ideę układu napędowego silnika BLDC z bocznikowaną częścią uzwojenia twornika. Rozważono możliwe rozwiązania problemu hamowania odzyskowego napędu, przy czym szczególną uwagę zwrócono na problem prądu płynącego przez klucze tranzystorowe i diodowe zwierające uzwojenia podczas hamowania w II strefie. Wykazano, że najlepsze warunki termiczne występują, jeśli zastosuje się hamowanie przez zaniechanie sterowania tranzystorów falownika, pełne zablokowanie górnych kluczy tranzysto-

rowych i okresowe zwieranie dolnych kluczy tranzystorowych.



Rys. 8. Przebiegi prądów podczas hamowania odzyskowego w układzie z rysunku 5: a) prąd hamujący płynący przez jedno pasmo silnika, b,c) prądy diod D8 i D10 (czerwone) i tranzystorów T8 i T7 (niebieskie)

6. Literatura

- [1]. Kaźmierkowski M. P. , Tunia H.: *Automatic Control of Converter-Fed Drives*, ELSEVIER Amsterdam, London, New York, Tokyo, 1994.
- [2]. Glinka T., Fręchowicz A., “Brushless dc motor operating in constant power zone”, *International Conference Electrical Machines (ICEM 02)*, 2002, Bruges, Belgium.

Praca była realizowana w ramach projektu rozwojowego własnego nr NR01 0059 10 / 2011.

Autor

dr inż. Aleksander Fręchowicz, Politechnika Śląska ul. Akademicka 2; 44-100 Gliwice; tel. (32) 237-12-86; e-mail: afrechowicz@polsl.pl