

Aleksander FRĘCHOWICZ
Politechnika Śląska, Gliwice

MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA BEZSZCZOTKOWEGO PRĄDU STAŁEGO, PRACUJĄCEGO W DRUGIEJ STREFIE REGULACJI PRĘDKOŚCI

Streszczenie. Silniki wzbudane magnesami trwałymi w większości zastosowań pracują tylko w tzw. zakresie stałego momentu. We współczesnych układach elektronicznych zastosowanie techniki modulacji szerokości impulsów pozwala stworzyć sytuację, w której maszyna będzie posiadała pozornie zmienną liczbę zwojów, co prowadzi do regulacji prędkości obrotowej w górę, podobnej do klasycznej pracy w zakresie stałej mocy. W opracowaniu przedstawiono koncepcję i model matematyczny takiego układu.

MATHEMATICAL MODEL OF DC BRUSHLESS MOTOR OPERATING IN 2ND ZONE OF SPEED CONTROL

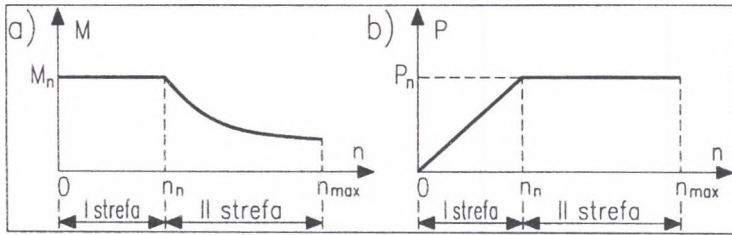
Summary. P.m. excited motors usually work in the so-called constant torque range. If modern electronic circuits are used, where pulse width modulation technique is utilised, it is possible to work the motor in such a way, that it appears to have a changing (variable) number of turns. This results in speed increase, similar to that occurring in motors operating in a standard, non-PWM circuit in constant power range. The paper presents the idea and mathematics model of the motor's circuit.

1. Wprowadzenie

W klasycznych układach napędowych z silnikami komutatorowymi prądu stałego wzbudzanych elektromagnetycznie definiuje się dwie strefy regulacji prędkości obrotowej n :

- strefa I: regulacja prędkości obrotowej w przedziale $0 < n < n_n$ przez zmianę napięcia twornika: $n = f(U)$, przy stałym prądzie wzbudzenia ($I_w = \text{const}$); w tej strefie silnik można obciążać momentem znamionowym i dlatego pracę w tej strefie nazwano „pracą przy stałym momencie” (rys. 1a),

- strefa II, regulacja prędkości obrotowej w przedziale $n_n < n < n_{max}$ przez odwzbudanie: $n = f(I_w)$ przy $U = \text{const}$; pracę w tej strefie nazwano „pracą przy stałej mocy” (rys. 1b).



Rys. 1. Strefy pracy silnika prądu stałego (a) – moment, (b) – moc
Fig. 1. DC motor operation zones (a) - torque, (b) - power

Silniki wzbudane magnesami trwałymi w większości zastosowań pracują tylko w pierwszej strefie. W napędach niskonapięciowych i w niektórych napędach trakcyjnych brak możliwości pracy w II strefie staje się poważnym problemem. Niestety, klasyczny współczesny bezszczotkowy silnik prądu stałego charakteryzuje się stałym momentem, co zmusza konstruktorów do stosowania większych i cięższych rozwiązań.

Wprowadzenie pracy w II strefie regulacji pozwoliłoby zastosować w niektórych układach napędowych silniki mniejsze, o parametrach łatwiejszych do zaprojektowania. Dotychczas podejmowane próby pracy w II strefie polegały głównie na wytwarzaniu strumienia przeciwstawiającego się strumieniowi magnesów trwałych. Wiązało się to z niebezpieczeństwem trwałego rozmagnesowania magnesów, zatem zakres takiej regulacji był siłą rzeczy ograniczony.

W referacie przedstawiono wyniki prac polegających na poszukiwaniu takiej metody regulacji prędkości obrotowej, która pozwoliłaby na pracę w II strefie, równocześnie nie narażając silnika na niebezpieczeństwo rozmagnesowania magnesów trwałych.

2. Nowa koncepcja regulacji prędkości obrotowej

O możliwościach regulacyjnych silnika prądu stałego decyduje wzór:

$$\omega = \frac{(U/2 - I \cdot R_{tw}) \cdot \pi \cdot m \cdot q}{z \cdot k_v \cdot z \cdot \Phi}$$

gdzie :

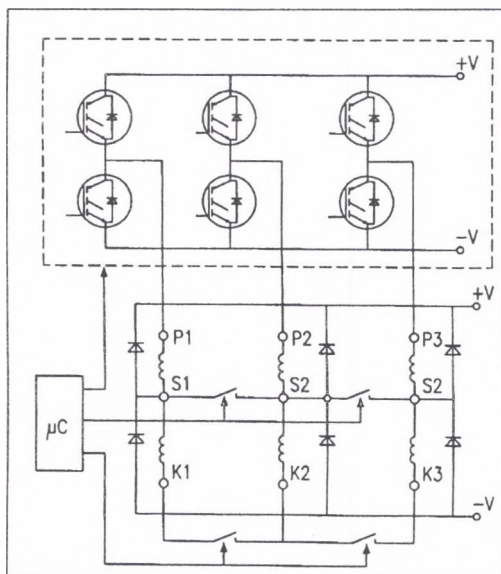
ω – prędkość kątowna wirnika,

U – napięcie zasilające silnik,

- I – prąd pobierany przez silnik,
- R_{tw} – rezystancja jednej fazy uzwojenia twornika,
- m – liczba faz (u nas $m = 3$),
- q – liczba żłobków na biegun i fazę,
- z – liczba zwojów przypadająca na jedną fazę twornika,
- k_u – współczynnik uzwojenia,
- ż – liczba żłobków,
- Φ – strumień wzbudzenia jednego bieguna.

Według klasycznego podejścia, do nastawiania prędkości można wykorzystać jedynie napięcie U i strumień Φ , bowiem prąd twornika I zależy od obciążenia silnika, a wszystkie pozostałe wielkości znajdujące się po prawej stronie wzoru są wielkościami stałymi. Jednak współczesne układy elektroniczne pozwalają stworzyć sytuację, w której maszyna będzie posiadała pozornie zmienną liczbę zwojów. Technika modulacji szerokości impulsów pozwala zwierać okresowo pewną liczbę zwojów, co można traktować jako zmniejszenie ich całkowitej liczby. Prowadzi to do regulacji prędkości obrotowej silnika w górę, co przypomina klasyczną pracę w II strefie. Zmniejszanie liczby zwojów spowoduje proporcjonalne zmniejszenie maksymalnego momentu elektromagnetycznego silnika.

Ideę rozwiązania układu regulacji prędkości obrotowej bezszczotkowego silnika prądu stałego przedstawiono na rysunku 2. Bezszczotkowy silnik prądu stałego, wchodzący w skład tego układu, posiada 3 pasma uzwojeń twornika, przy czym każde pasmo podzielone jest na dwie części, zatem w każdym paśmie wyróżnić można trzy zaciski: początek pasma (na rysunku: P1, P2, P3), środek pasma (S1, S2, S3) i koniec pasma (K1, K2, K3). Początki pasm uzwojenia silnika zasilane są klasycznie z falownika (na rysunku falownik oznaczono linią przerywaną), ale dodatkowo napęd jest wyposażony w dwa układy elektronicznych kluczy sterowanych, z których jeden zwiera środki, a drugi końce pasm (cewek) twornika. W zależności od tego, który układ kluczy jest zwarty, gwiazda twornika składa się bądź z większej, bądź z mniejszej liczby zwojów. Podczas rozruchu i przy małej prędkości wirowania na stałe zwarte są końce pasm, a rozwarte ich środki. Wzrost prędkości odbywa się poprzez odpowiednie sterowanie szerokościami impulsów napięcia zasilającego twornik, tak jak w klasycznym napędzie bezszczotkowym (praca w zakresie „stałego momentu”). Po osiągnięciu maksymalnej wartości napięcia (koniec pracy w zakresie „stałego momentu”), zaczynają działać łączniki zwierające, sterowane przez układ mikroprocesorowego generatora impulsów μC o modulowanej szerokości. Zasada pracy tych łączników jest następująca:



Rys. 2. Schemat układu regulacji prędkości silnika bezszczotkowego
 Fig. 2. Control system diagram of a DC brushless motor

- częstotliwość fali PWM jest taka sama jak częstotliwość fali PWM napięcia zasilającego uzwojenie twornika i wszystkie trzy fale są z sobą zsynchronizowane,
- współczynnik wypełnienia fali PWM napięcia zasilającego uzwojenie twornika jest stały i zbliżony do 100%,
- klucze zwiernające środki uzwojeń są załączane z określonym opóźnieniem za kluczami falownika (im większa ma być prędkość – tym wcześniej) i są utrzymywane w stanie zamkniętym aż do końca okresu PWM,
- klucze otwierające końce uzwojeń są załączane w chwili, w której prąd płynący przez dolną (na rysunku 2) część uzwojeń zmienia znak i są utrzymywane w stanie otwartym aż do końca okresu PWM.

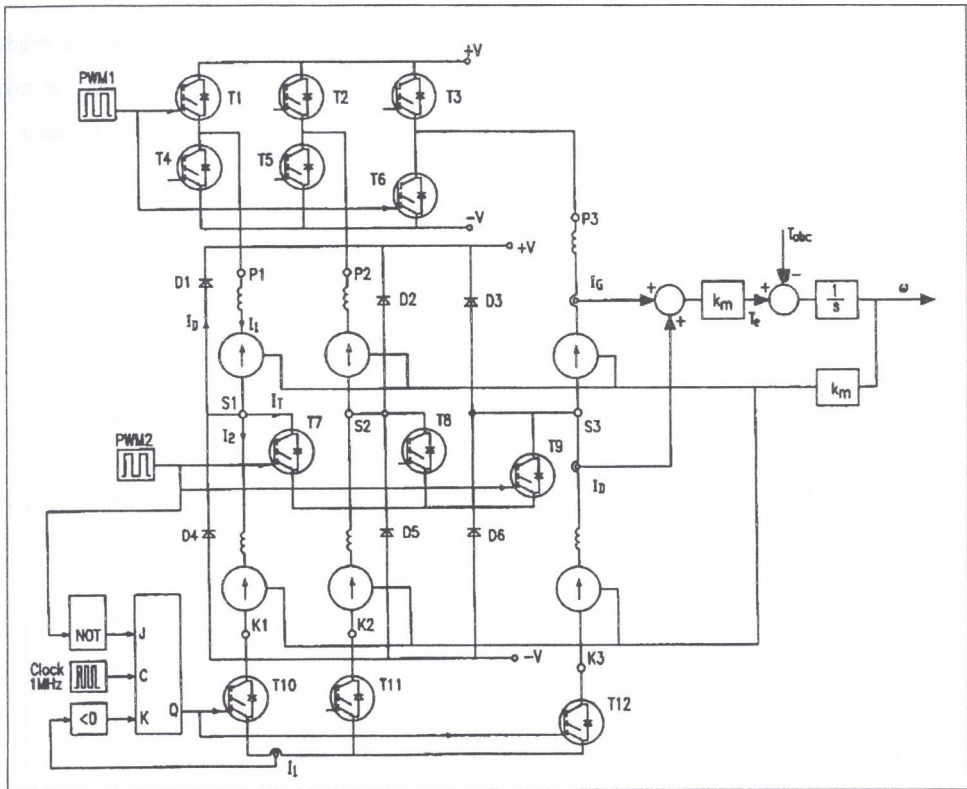
3. Model matematyczny silnika bezszczotkowego pracującego w II strefie

Zbudowano model matematyczny układu napędowego, pozwalający na obserwację stanów nieustalonych prądów i napięć silnika podczas pracy silnika w pierwszej i drugiej strefie regulacji. Model matematyczny został sporządzony w języku symulacji komputerowej

Matlab. Parametry modelu matematycznego są zbliżone do parametrów silnika bezszczotkowego prądu stałego o mocy 1,1 kW.

Założono, że tak w falowniku, jak i w układach kluczy zwierających, wykorzystane zostaną tranzystory IGBT wyposażone w obwody tłumiące RC.

Schemat blokowy modelu matematycznego zapisany w języku Simulink jest za duży i zbyt mało czytelny, aby można było go przytoczyć w tym opracowaniu. Na rysunku 3 pokazano uproszczony schemat ideowy zbudowanego modelu. Sześć cewek uzwojenia twornika, tworzących trzy pasma, włączono między zaciski oznaczone jako: początki pasm (na rysunku: P1, P2, P3), środki pasm (S1, S2, S3) i końce pasm (K1, K2, K3). Początki pasm są zasilane z falownika (konstrukcję falownika tworzą tranzystory T1 do T6). Tranzystory falownika są sterowane falą o przebiegu prostokątnym PWM1, której częstotliwość jest równa 10 kHz, a współczynnik wypełnienia jest programowany podczas pracy w I strefie regulacji i jest ustalony na 97% podczas pracy w II strefie regulacji.



Rys. 3. Uproszczony schemat modelu matematycznego opisywanego silnika bezszczotkowego
Fig. 3. Simplified diagram of the mathematical model of described DC brushless motor

Środki pasm mogą być zwierane ze sobą za pomocą tranzystorów T7 do T9. Podczas pracy w I strefie regulacji te tranzystory nie pracują, natomiast w II strefie regulacji tranzystory T7 do T9 są sterowane falą o przebiegu prostokątnym PWM2, o programowanych parametrach: współczynniku wypełnienia i opóźnieniu względem fali PWM1. Środki pasm są zabezpieczone przed przepięciami za pomocą diod D1 do D6.

Podczas pracy w I strefie regulacji końce pasm są zwarte przez tranzystory T10 do T12. W II strefie regulacji tranzystory T10 do T12 są sterowane falą prostokątną spełniającą warunki: końce pasm są otwierane, gdy sygnał prądu stanie się ujemny, i są ponownie zwierane, kiedy otwierane są tranzystory T7 do T9. Dla potrzeb symulacji falę tę wygenerowano za pomocą przerzutnika typu JK taktowanego sygnałem 1 MHz.

W układzie mierzony jest prąd we wszystkich pracujących cewkach, a z prądu obliczany jest moment silnika. Przy założeniu momentu obciążającego, z równania ruchu obliczana jest prędkość obrotowa wirnika, a z prędkości – napięcia indukowane w uzwojeniach. W ten sposób zamodelowano cały układ napędowy.

Za pomocą opracowanego modelu obserwowano pracę napędu, przy przepływie prądu przez dwa pasma (pasma 1 i 3) uzwojeń silnika. Poniżej przedstawione będą niektóre wyniki badań modelowych, ilustrowane obliczonymi przebiegami prądów, które na rysunku 3 oznaczono strzałkami w pobliżu węzła S1:

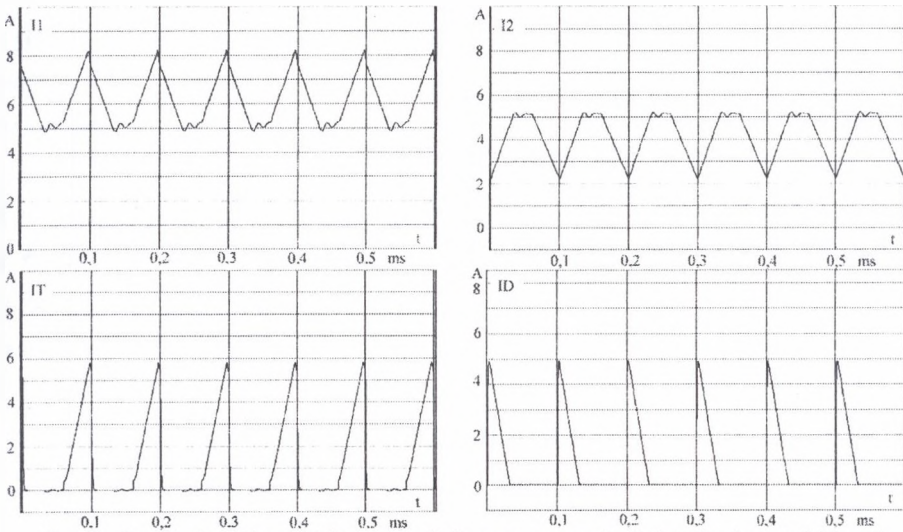
- I1 – prąd płynący przez „górną” część pasma pierwszego,
- I2 – prąd płynący przez „dolną” część pasma pierwszego,
- ID – prąd płynący przez diodę zabezpieczającą D₁,
- IT – prąd płynący przez tranzystor zwierający T₇.

4. Analiza stanów pracy silnika bezszczotkowego pracującego w zakresie stałej mocy

Podczas okresowego zwierania części uzwojenia w pracy silnika bezszczotkowego można wyróżnić dwa stany. Pierwszy stan ma miejsce od chwili, w której zaczynamy zwierać uzwojenia na najkrótsze możliwe odcinki czasu, do chwili, w której prąd dolnej części uzwojenia po raz pierwszy dojdzie do zera. Stan drugi ma miejsce od tej chwili, aż do pełnego zwarcia środków uzwojeń.

Praca układu napędowego omówiona zostanie od momentu, w którym silnik doprowadzony został do granicy pracy w pierwszej strefie (zasilanie napięciem

znamionowym przy pracującym pełnym uzwojeniu twornika). Dla potrzeb symulacji założono, że silnik jest obciążony momentem $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ (około połowa momentu znamionowego) i przez obie części uzwojenia płynie ten sam prąd, $I_1 = I_2 = 5,17 \text{ A}$. Od tej chwili, dążąc do dalszego podniesienia prędkości obrotowej, rozpoczyna się okresowe zwieranie kluczy elektronicznych łączących środki uzwojeń. Na rys. 4 pokazano przypadek pracy przy sterowaniu kluczy za pomocą fali PWM o współczynniku wypełnienia równym 40% (w ciągu okresu PWM, tranzystory zwierają środki uzwojeń przez 40% czasu).



Rys. 4. Przebiegi prądów modelowanego silnika przy momencie obciążenia równym $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ i współczynniku wypełnienia równym 40%

Fig. 4. Current waveforms of the investigated motor (load torque is equal to $5 \text{ N}\cdot\text{m}$, pulse-duty factor is equal to 40%)

W przedstawionym przypadku na krótki okres załączają się jedynie klucze zwierające środki cewek. W czasie zwarcia przewodzą tranzystory T_7 do T_9 i narasta prąd I_T płynący w obwodzie zwarciovym. Z narastaniem prądu zwarciovego wiąże się wzrost prądu I_1 płynącego przez górne części cewek (napięcie zasilające znacznie przekracza siłę elektromotoryczną E_1 indukowaną w górnej połowie uzwojenia) i malenie prądu I_2 płynącego przez dolne części cewek (siła elektromotoryczna E_2 indukowana w dolnej połowie uzwojenia jest skierowana przeciwnie niż prąd i powoduje zmniejszanie wartości prądu). Prąd płynący przez dolne cewki nie zdąży jednak dojść do zera do chwili, w której tranzystory T_7 do T_9 , zwierające środki cewek, przestaną przewodzić. W tym momencie obie połówki cewki znów stają się połączone szeregowo, przy czym przez górną połowę płynie prąd większy niż przez dolną połowę. Nadwyżka prądu z górnej części cewki powoduje powstanie przepięcia i

po przekroczeniu napięcia zasilania („+V” baterii) górna dioda zabezpieczająca przechodzi do stanu przewodzenia, zaczyna płynąć prąd I_D i nadwyżka energii z górnej części cewki jest zwracana do akumulatora. Kiedy prądy obu części cewek zrównają się, dioda zabezpieczająca powraca do stanu zaporowego i silnik wraca do układu połączeń jak przy „stałym momencie”. W tym stanie pracy tranzystory T_{10} do T_{12} łączące końce cewek są cały czas zwarte.

Warto zwrócić uwagę, że prąd I_2 , który nie zdążył zmienić kierunku, przez cały czas wytwarza moment napędowy zgodny z kierunkiem wirowania wirnika. Wartość tego momentu zmienia się proporcjonalnie do zmian prądu I_2 . Ponieważ jednak założyliśmy, że obie połówki uzwojenia są identyczne, podczas malenia prądu I_2 proporcjonalnie narasta prąd I_1 , a wzrost momentu wytworzonego przez górną połówkę kompensuje ubytek momentu dolnej połówki. W ostatecznym rozrachunku wypadkowy moment nie zmienia się i silnik praktycznie nie zmienia prędkości obrotowej.

Praca silnika w stanie I kończy się w chwili, kiedy podczas zwarcia środków uzwojeń prąd części dolnej dojdzie do zera. W rozważanym przypadku (dla obciążenia momentem 5 N·m) stan ten będzie miał miejsce przy współczynniku wypełnienia fali PWM zbliżonym do 55%. Ta wartość jest zależna od wielu czynników, takich jak elektromagnetyczna stała czasowa uzwojenia, przyjęty okres PWM, a przede wszystkim obciążenie silnika. Tak długi okres został tu wybrany, gdyż pozwala na przejrzyste przedstawienie omawianego problemu.

Zasadniczą różnicą między przebiegami pokazanymi na rys. 4 i przebiegami występującymi w II stanie jest fakt, że prąd I_2 , płynący w dolnej części uzwojenia, dociera w czasie zwarcia do zera. W tym miejscu zostaje odcięty przez tranzystory T_{10} do T_{12} łączące końce cewek. Po raz pierwszy przyrost prądu płynącego przez górne połówki cewek nie zostaje w całości skompensowany przez ubytek prądu z dolnych cewek i powstaje nadwyżka momentu, pozwalająca na przyspieszenie silnika. Prędkość wirowania wzrasta.

Przy dalszym zwiększaniu współczynnika wypełnienia prądy płynące przez cewki niewiele się zmieniają. Wzrasta natomiast prąd pobierany z baterii i prędkość wirowania.

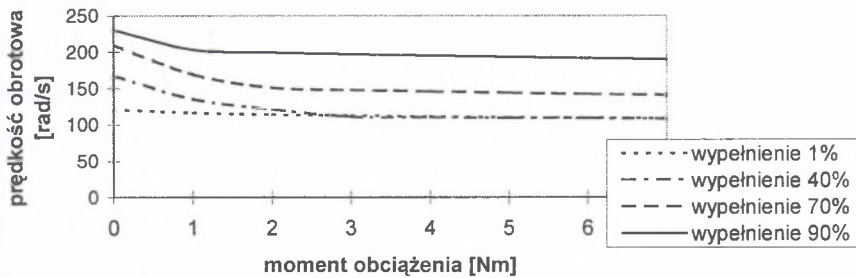
Przy głębokiej regulacji „przy stałej mocy” (tzn. przy prędkości znacznie przekraczającej znamionową) klucze zwierające środki cewek załączone są przez prawie cały okres PWM. Okresy, w których dioda zwraca nadwyżki energii do baterii, stają się bardzo krótkie. Wysterowany tranzystor przejmuje większą część prądu, dzięki czemu prąd diody maleje. Prędkość wirowania zbliża się do podwójnej prędkości znamionowej.

Ogólnie II stan pracy silnika charakteryzuje się prawie stałą wartością prądu płynącego przez silnik i zmienną wartością prądu pobieranego z baterii. Istnieje możliwość nastawiania prędkości wirowania od prędkości znamionowej do podwójnej wartości znamionowej.

5. Wnioski

Na bazie przedstawionego wyżej modelu obliczono podstawowe charakterystyki statyczne napędu pracującego w II zakresie regulacji. Podczas początkowego okresu regulacji stwierdzono istnienie „martwej strefy”, kiedy to wzrost współczynnika wypełnienia nie zwiększa prędkości obrotowej. Długość tego okresu zależy od obciążenia silnika. Im większe obciążenie – tym bardziej „martwa strefa” wydłuża się.

Obliczono również charakterystyki mechaniczne silnika (zależność prędkości obrotowej napędu od momentu obciążenia) dla różnych współczynników wypełnienia. Charakterystyki są dość sztywne (rys. 5), co dobrze świadczy o możliwościach regulacyjnych napędu.



Rys. 5. Charakterystyki mechaniczne silnika dla różnych współczynników wypełnienia
Fig. 5. Torque vs. speed curves for different pulse-duty factor values

LITERATURA

1. Glinka T., Fręchowicz A., 2001: Układ sterowania prędkością obrotową bezszczotkowego silnika prądu stałego Zgłoszenie patentowe nr P.348378 z dnia 27.06.2001.
2. Hwang C.C., Chang J.J., 2000: Design and analysis of a high power density and high efficiency permanent magnet DC motor; Journal of Magnetism and Magnetic Materials 209. str. 234-236.
3. Kaczmarek T., Zawirski K., 2000: Układy napędowe z silnikiem synchronicznym; Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań.

Abstract

DC motor with electromagnetic excitation can operate in two ranges of speed control: in zone I, with speed varying from 0 to n_n when stator voltage is changed or in range II, with speed varying from n_n to n_{max} , when excitation current is decreased (Fig. 1). The motors with permanent magnet excitation can operate in zone I only. In low-voltage drive and in a traction drive it becomes a problem. Such a motor is difficult to design.

In this paper a new design of brushless DC motor windings with an interior permanent magnet and electronic switching scheme is presented. These new designs permit to achieve motor nominal operation point (nominal speed - n_n) at nominal voltage, and then, the switching of the stator windings allows to operate with speed control in range from n_n to n_{max} . Pulse width modulation technique allows for periodical short-circuiting of a given number of turns and this means a decrease in the total number of turns. Motor's speed increases just as if motor worked in speed range II. Decrease in the number of turns results in proportional decrease in motor's electromagnetic torque, which is equivalent to "constant power operation" of the motor.

The motor design is as follows (Fig.2). DC brushless motor used contains three different armature winding "phases", each "phase" is further sub-divided into two parts. Thus in every "phase" three terminals may be distinguished: the origin, the midpoint and the endpoint. The "phase" origins are supplied from the inverter; in addition, the drive is equipped with two systems of electronic switches, one system is used for short-circuiting the phases' midpoints, and the other is used for short-circuiting the ends of the armature coils. Depending on the switch system closed, the wye-connected armature windings consist of a greater or lesser number of turns. During start-up and when rotating speed is low, the windings' ends are short-circuited and midpoints are open. Speed increase is achieved by suitable modulation of armature supply voltage pulse width, same as in the standard DC brushless drive ("constant torque operation"). When the maximum voltage is reached ("constant torque operation" limit), the short -circuiting switches start to work. They are controlled by microprocessor pulse generator with modulated pulse width and switched on (with a definite time delay) the windings' midpoints. Switches opening the windings' ends are switched on at the time instant, when the current flowing through a lower part of the windings (cf. Fig.2) changes its polarity and are kept open until the PWM cycle ends.

The paper presents design of the system, its mathematical model (Fig.3), and calculated with this model transient (Fig.4) and steady-state characteristics (Fig.5).