

(19)



URZĄD
PATENTOWY
RZECZYPOSPOLITEJ
POLSKIEJ

(10) **PL 246615 B1**

(12)

Opis patentowy

(21) Numer zgłoszenia: **444192**

(22) Data zgłoszenia: **2023.03.24**

(43) Data publikacji o zgłoszeniu: **2023.09.25 BUP 39/2023**

(45) Data publikacji o udzieleniu patentu: **2025.02.17 WUP 07/2025**

(51) MKP:

H02P 6/06 (2006.01)

(73) Uprawniony z patentu:
POLITECHNIKA ŚWIĘTOKRZYSKA, Kielce, PL

(72) Twórca(-y) wynalazku:
ŁUKASZ ZAWARCZYŃSKI, Pińczów, PL
JAROSŁAW WIKAREK, Kielce, PL
ZBIGNIEW GAWĘCKI, Bieliny, PL

(74) Pełnomocnik:
rzecz. pat. Kamil Kot, Kielce, PL

(54) Tytuł:

Sposób sterowania silnika bezszczotkowego BLDC z ogranicznikiem momentu obrotowego w układzie regulacji prędkości

PL 246615 B1

Opis wynalazku

Przedmiotem wynalazku jest sposób sterowania silnika bezszczotkowego BLDC z ogranicznikiem momentu obrotowego w układzie regulacji prędkości, w którym zastosowano ogranicznik momentu obrotowego, przy wykorzystaniu regulatorów histerezy z uwzględnieniem pętli regulacji prędkości i momentu obrotowego obliczanego na podstawie składowej czynnej prądu i_q .

Trójfazowe silniki synchroniczne BLDC (*ang. Brushless Direct-Current Motor*) ze wzbudzeniem własnym od magnesów trwałych, wymagają sprzętowej realizacji elektronicznego układu komutacji, dzięki któremu możliwe jest zasilanie odpowiednich par uzwojeń stojana silnika – silnik synchroniczny. Dlatego silniki te najczęściej zasilane są przy pomocy układów falownikowych jak również w algorytmie sterowania wymagają sygnału sprzężenia położenia wirnika. Algorytm sterowania silnikiem BLDC, polega na cyklicznym określeniu właściwego N sektora komutacji (1 z 6) oraz na tej podstawie kluczkowanie odpowiedniej pary tranzystorów falownika. Wybór sektora realizuje się zwykle na podstawie logicznych sygnałów położenia wirnika θ z trzech czujników hallotronowych (h_1, h_2, h_3), o wartości sygnałów logicznych 0 V odpowiada 0 i 5 V odpowiada 1 (w technologii TTL). W układzie sterowania wykorzystuje się tablicę przełączeń ze zdefiniowanymi sześcioma sektorami komutacji, które wybiera się na podstawie wartości kodowej z trzech cyfrowych sygnałów położenia wirnika. Stany te określają logiczne sygnały wyjściowe (H i L), które stanowią odpowiednią parę kluczkowania tranzystorów falownika, na podstawie których zasilana jest właściwa para uzwojeń silnika. Typowy układ falownika posiada sześć tranzystorów (3 górne H i 3 dolne L), gdzie górny H – podłączony jest do potencjału dodatniego prostownika falownika oraz dolny L – podłączony do masy zasilania prostownika – potencjał minus.

Najczęściej realizowany jest prosty układ regulacji prędkości kątowej lub obrotowej. Pętla regulacji prędkości realizowana jest zwykle w następujący sposób: wartość zadana prędkości kątowej (ω_z) lub obrotowej (n_z) wprowadzana jest do układu regulacji w postaci cyfrowej lub na podstawie wartości analogowej, przy pomocy przetwornika ADC. Zadany sygnał prędkości z postaci analogowej, napięcia lub prądu, zamieniany jest na postać cyfrową i skalowany w jednostkach wielkości mierzonej w rad/s lub obr/min, na przykład wartości 5 V odpowiada 3000 obr/min kodowany w postaci wartości zmiennoprzecinkowej niecałkowitej. Pomiar prędkości kątowej (ω) lub obrotowej (n) oraz położenie wirnika realizuje się często przy zastosowaniu z resolvera z układem elektronicznym $R2D$ – transformator położenia kątowego, *ang. Resolver to Digital Converter* lub enkodera impulsowego z licznikiem. W znacznej większości silniki BLDC najczęściej wyposażane są w układ enkoderowy do pomiaru prędkości, który połączony jest sztywno z wirnikiem silnika we wspólnej obudowie. Sygnały wyjściowe enkodera stanowią ciąg impulsów. Zwykle dostępne są trzy sygnały; kanał A, kanał B, przesunięty względem A o 90° , oraz kanał C, tak zwany zerowy, który wskazuje wartość absolutną – pełny obrót wirnika. Zastosowanie licznika impulsów (LI) w określonym przedziale czasu umożliwia wyznaczenie prędkości kątowej lub obrotowej. Częstotliwość zliczania jest zwykle znacznie większa niż częstotliwość próbkowania mikroprocesora układu sterowania, czyli okresu wykonywania programu.

Na podstawie wartości zadanej i mierzonej, na przykładzie prędkości kątowej, wyznaczany jest uchyb regulacji $e = \omega_z - \omega$ lub $e = n_z - n$ który wprowadzany jest na wejście regulatora typu PI. W przypadku zastosowania regulatora PI uchyb regulacji (e) jest wzmacniany i całkowany, co powoduje zwiększenie sygnału wyjściowego regulatora sterującego tranzystorami falownika, co w następstwie prowadzi do zwiększenia napięcia zasilania i prędkości oraz jednocześnie zmniejszenie uchybu prędkości. W stanie ustalonym gdy wartość zadana i mierzona są równe, przypadek $\omega_z = \omega$ lub $n_z = n$, uchyb regulacji wynosi 0 rad/s lub 0 obr/min, a sygnał wyjściowy regulatora również jest zerowy.

Wyjście regulatora typu PI stanowi zwykle sygnał wypełnienia o zmiennej szerokości trwania impulsów, proporcjonalnego do napięcia zasilania silnika, często wyrażanego w jednostkach względnych (PWM, np. 100% odpowiada pełnemu napięciu zasilania silnika). W algorytmie modulacji PWM wartość wypełnienia porównywana jest z przebiegiem piłokształtnym, tzw. przebiegiem nośnym o wysokiej częstotliwości: 4, 8, 16 i więcej kHz, a w wyniku porównania określany jest czas trwania impulsu sterowania tranzystorami. W wyniku pobudzania silnika impulsami o zmiennej szerokości (dla wartości wypełnienia mniejszych od 100%) zmienia się wartość średnia napięcia zasilania stojana, na przykład dla sygnału 50%, przy napięciu prostownika falownika 560 V, silnik zasilany jest napięciem międzyfazowym o wartości V_{DC} przyjmuje wartości $\pm 280V$. Cyfrowy sygnał wypełnienia, wprowadzany jest do tablicy przełączeń i na podstawie trzech mierzonych sygnałów cyfrowych położenia wirnika $\theta(h_1, h_2, h_3)$ przy pomocy

wejść cyfrowych (DI), określona zostaje właściwa para tranzystorów, które zasilają odpowiednie uzwojenia stojana silnika BLDC (sygnały H i L) odpowiednio fazy A, B i C. Sygnały wyjściowe tablicy przełączy (H i L) fizycznie wyprowadzone są przy pomocy wyjść cyfrowych (DO).

Bardzo dobre własności dynamiczne tych silników jak również mały moment bezwładności, duży moment rozruchowy, duża sprawność na poziomie 95% w warunkach znamionowych zasilania i prędkości oraz ciągłe obniżanie kosztów produkcji, są głównymi powodami ich coraz powszechniejszego stosowania w rozwiązaniach napędowych, zarówno w pojazdach elektrycznych oraz jako źródło napędów przemysłowych.

Istotnym czynnikiem, który często nie jest omawiany, a wręcz pomijany, jest kontrola nad wartością prądu pobieranego przez silnik BLDC – regulacja prądu stojana lub regulacja momentu obrotowego. Zastosowanie pętli regulacji prądu lub momentu jest konieczne ze względu na fakt, iż silniki tego typu cechują się nawet 4-krotnie większym momentem rozruchowym od generowanego, znamionowego momentu ciągłego, a moment w tym przypadku jest proporcjonalny do prądu silnika. Brak regulacji prądu stojana lub momentu obrotowego silnika, może w szczególnych przypadkach, takich jak zły dobór falownika o zbyt małej wydajności prądowej tranzystorów lub rozruch układu napędowego pod obciążeniem znacznie większym od 90 nominalnego, przyczynić się do uszkodzenia tranzystorów, uzwojenia samego silnika lub stopniowego rozmagnesowania magnesów trwałych. Zjawisko to jest szczególnie niebezpieczne w przypadku zasilania baterijnego (Li-Ion), gdzie duży pobór prądu może gwałtownie nagrzać ogniwa baterii, nawet stanowić przyczynę jej rozerwania i pożaru.

Na rysunkach dotyczących znanego stanu techniki na fig. 2 przedstawiono układ regulacji prędkości silnika bezszczotkowego BLDC z regulatorem typu PI w torze głównym regulacji wypełnienia, podukładu regulacji prądu stojana z regulatorem typu PI, powszechnie znany ze stanu techniki ⁱ, ⁱⁱ, na fig. 3 przedstawiono układ regulacji prędkości silnika bezszczotkowego BLDC wraz z regulatorem histerezy prądu stojana ⁱⁱⁱ, ^{iv}, zaś na fig. 4 przedstawiono układ pomiarowy z przetwornikami Hallotronowymi typu prąd-prąd 3xLEM z możliwością dowolnego skalowania poziomu mierzonego sygnału ^v.

Znanym rozwiązaniem ze stanu techniki jest wprowadzenie do tradycyjnego układu regulacji prędkości z regulatorem typu PI w torze głównym regulacji wypełnienia, podukładu regulacji prądu stojana z regulatorem typu PI co pokazano na fig. 2. Konieczne jest tu obliczenie wartości prądu stojana I na podstawie mierzonego wektora prądów fazowych i_A , i_B i i_C , którego wartość stanowi sprzężenie zwrotne w pętli regulacji prądu silnika. W tym przypadku zadanie syntezy parametrów dwóch regulatorów prędkości i prądu jest trudne do rozwiązania analitycznego, ze względu na złożoność układu zastępczego z dwoma regulatorami. Uzyskanie właściwych nastaw regulatorów zapewniają licznie opisywane metody numeryczne ^{vi}, ^{vii} z wykorzystaniem nieliniowych modeli matematycznych silnika BLDC, ale ich zastosowanie w przemyśle jest ograniczone, ze względu na złożoność obliczeń i konieczność dodatkowych pomiarów parametrów. Możliwe jest uproszczenie układu regulacji poprzez wprowadzenie nieliniowego regulatora histerezy prądu stojana (fig. 3), co znacznie upraszcza strukturę, ale mocno zmienia charakter układu z liniowego na nieliniowy, a co w dalszej konsekwencji uniemożliwia analityczne rozwiązanie zadania syntezy układu sterowania.

Powszechnie znanym i prostym rozwiązaniem układu regulacji prądu stojana silnika BLDC jest układ sterowania z regulatorami histerezyowymi RH_A , RH_B i RH_C prądów fazowych i_A , i_B i i_C . Algorytm regulacji prądu fazowego polega na wyznaczeniu uchybu regulacji na przykładzie prądu w fazie A – e_A , oraz wysterowanie odpowiedniego tranzystora w gałęzi dodatniej H lub ujemnej L, odpowiednio fazy A, B lub C zgodnie z tablicą przełączy.

Sposób regulacji prędkości i prądu stojana silnika BLDC zasilanego z falownika, może zostać zrealizowany przez zastosowanie dwóch niezależnych podukładów regulacji z zastosowaniem regulatorów histerezyowych. Wymagane są tu sygnały prądów fazowych i_A , i_B i i_C , przy pomocy układów Hallotronowych 3xLEM na przykład LA55-P, położenie kątowne θ przy pomocy trzech sygnałów z czujników Hallotronowych h_1 , h_2 i h_3 , prędkość kątowna ω za pomocą sygnałów enkodera i licznika impulsów LI oraz sygnał położenia wirnika θ_r , do realizacji algorytmu sterowania kontrolno-pomiarowego. Sygnał położenia absolutnego wirnika wykorzystywany jest do transformacji 3-fazowego układu odniesienia ABC prądów fazowych do układu wirującego $d-q$.

Znany jest z publikacji polskiego opisu patentowego Pat.196473 układ do sterowania prędkością obrotową silnika, zwłaszcza synchronicznego z magnesami trwałymi. W pętli prędkościowej usytuowany jest regulator prędkości oraz regulator histerezyowy, natomiast w pętli sprzężenia kąta położenia wału znajduje się regulator histerezyowy, a ich sygnały wyjściowe przekazywane są poprzez tabelę przełączy do falownika.

Znana jest z publikacji zgłoszenia wynalazku KR20180122259A, metoda sterowania prądem stałym dla silnika prądu stałego bezszczotkowego (BLDC) i urządzenia rozruchowego wykorzystującego ten silnik, które odbiera sprzężenie zwrotne prądu stałego silnika BLDC w celu sterowania prędkością obrotową silnika BLDC w celu znacznego zwiększenia objętości powietrza w stosunku do ciśnienia.

Z publikacji opisu zgłoszenia wynalazku KR20170034115A znane jest urządzenie sterujące silnikiem BLDC, obejmujące jednostkę wykrywania obrotów, wykrywającą położenie rotora wyposażonego w silnik BLDC, regulator położenia obliczający wartość położenia i wartość prędkości rotora poprzez odbieranie sygnału wejściowego wykrytej wartości impulsu wykrytej przez jednostkę wykrywania obrotów, regulator prądu sterujący ustawioną wartość prądu zgodnie z wartością wyjściową wprowadzoną przez regulator położenia oraz stopień mocy odbierający wartość wyjściową z regulatora prądu. Sterownik położenia gromadzi dane dotyczące położenia zgodnie z czasem poprzez częściowe różniczkowanie wykrytej wartości impulsu jednostki wykrywającej obrót, wykrywanie dopasowanej krzywej poprzez wybranie określonego odcinka w układzie współrzędnych oraz obliczanie wartości prędkości rotora poprzez częściowe różniczkowanie dopasowanej krzywej w bieżącym czasie.

Powyżej opisany algorytm działania układu regulacji prędkości trójfazowego silnika BLDC wymaga znacznej mocy obliczeniowej mikrokontrolera, do realizacji funkcji modulacji szerokości impulsów (najczęściej w postaci kosztownego procesora sygnałowego DSP) zliczania impulsów z enkodera (do oszacowania prędkości obrotowej) oraz samego algorytmu regulatora.

Celem wynalazku jest opracowanie sposobu regulacji prędkości i momentu obrotowego w trójfazowym silniku BLDC z jednoczesnym wyeliminowaniem modulacji PWM, umożliwiające implementację na dowolnym współczesnym mikrokontrolerze.

Sposób sterowania silnika bezszczotkowego BLDC z ogranicznikiem momentu obrotowego w układzie regulacji prędkości, charakteryzuje się tym, że w pętli regulacji prędkości obrotowej od wartości zadanej n_z , odejmowana jest mierzona wartość prędkości kątowej ω silnika i obliczany jest uchyb regulacji $e = \omega_z - \omega$, który wprowadzony jest do regulatora histerezy. Następnie na jego wyjściu jeżeli wartość uchybu $e_n > h_n$ wystawiany jest sygnał logiczny „1”. Gdy wartość uchybu prędkości obrotowej spełnia warunek $e_n > -h_n$, a wartość pochodnej maleje $e'_n(k+1) < e'_n(k)$ podtrzymywany jest nadal sygnał sterujący na poziomie logicznym „1”. Natomiast w przypadku gdy wartość uchybu spada poniżej wartości $e_n < -h_n$ wystawiany jest sygnał logiczny „0”. Linia przełączenia od wartości uchybu od $-h_n$ do h_n w przypadku gdy wartość pochodnej uchybu rośnie tj. $e'_n(k+1) > e'_n(k)$ utrzymywana jest wartość logiczna „0” do momentu osiągnięcia wartości większej od h_n , wtedy następuje ponowne przełączenie na wartość logiczną „1”. Analogicznie działa regulator histerezy w pętli regulacji momentu na podstawie składowej czynnej prądu i_q w której obliczany jest uchyb e_{iq} . Poziom logiczny „1” stanowi sygnał włączenia zasilania silnika – wysterowania tranzystorów zgodnie ze znanym ze stanu techniki algorytmem sterowania zgodnym z kierunkiem wskazówek zegara lub przeciwnym (CW i CCW).

Ponieważ zarówno sygnał wyjściowy regulatorów histerezy prędkości i prądu są sygnałami logicznymi w wynalazku należy zastosować funkcję logiczną AND, która wykonuje operację na sygnałach wyjściowych regulatorów prędkości i prądu, a w wyniku działania tej funkcji wystawiany jest sygnał 1 lub 0. Sygnał logiczny 1 utrzymywany jest w przypadku stanu przejściowego prędkości i gdy wartość momentu silnika jest mniejsza od zadanego momentu maksymalnego T_{max} . Wartość maksymalnej możliwej wartości składowej czynnej – zadanej prądu stojana i_q , wyznaczana jest na podstawie współczynnika momentowego K_t wyrażonego w jednostkach Nm/A. W stanie ustalonym, algorytm utrzymuje stały uchyb prędkości i prądu (momentu) w granicach określonych poziomem histerezy, a średnia wartość napięcia zasilania silnika, zależy od czasu trwania impulsu wyjściowego operacji AND na sygnałach wyjściowych regulatorów prędkości i składowej czynnej prądu.

Znaczące uproszczenie struktury sterowania z fig. 2, częściowo realizuje układ wynalazku przedstawiony na fig. 1, w którym zastępuje się liniowe regulatory PI prędkości i prądu, nieliniowym regulatorem histerezy, a rozwiązanie to zapewnia skuteczną kontrolę nad wartością maksymalną momentu silnika.

Oczywisty jest fakt, że wprowadzenie pętli regulacji prądu, fizycznie wpływa na ograniczenie momentu rozwijanego przez silnik oraz znacząco na dynamikę prędkości.

W strukturze sterowania z fig. 2 i fig. 3, zastosowano modulację szerokości impulsów napięć zasilania, znane ze stanu techniki. W przypadku przedmiotowego wynalazku, PWM jest w pewnym sensie niepotrzebne, ze względu na fakt zastąpienia tej funkcji przez regulator histerezy składowej czynnej prądu. W sposobie sterowania, zrezygnowano więc całkowicie z modulacji PWM. Wyłączenie ze

struktury sterowania modulatora PWM, umożliwiła implementację układu na znacznie prostszym i tańszym mikrokontrolerze, takim jak Arduino czy Espressif. Nie jest już wymagana duża częstotliwość próbkowania, potrzebna do generowania fali nośnej PWM.

Przedmiot wynalazku został uwidoczniony w przykładzie wykonania na rysunku, na którym fig. 1 przedstawia schemat układu sterowania silnika bezszczotkowego BLDC z ogranicznikiem momentu obrotowego w układzie regulacji prędkości.

Układ przedstawiony na fig. 1 realizuje sposób „logicznego” sterowania prędkością i momentem bezszczotkowego, trójfazowego silnika prądu stałego typu BLDC, który zawiera typową strukturę regulacji prędkości i prądu (momentu) z dwoma nieliniowymi programowalnymi regulatorami histerezowymi oraz nie zawiera podukładu modulacji PWM. Schemat blokowy uwidoczniony na fig. 1 przedstawia sposób sterowania silnika bezszczotkowego BLDC z ogranicznikiem momentu obrotowego w układzie regulacji prędkości, a w którym wyszczególniono elementy składowe i pomiarowe układy elektroniczne znane ze stanu techniki:

- Falownik (końcówka mocy z tranzystorami 1GBT sterowanymi driverami), który stanowi źródło zasilania silnika BLDC. W prototypie falownik połączony jest z silnikiem o mocy 2,5 kW przy pomocy 3 przewodów LgY o przekroju min. 1,5 mm².
- Silnik BLDC zawiera: enkoder impulsowy i trzy czujniki Hallotronowe (h_1, h_2 i h_3). Na podstawie sygnałów enkodera (A, B i C) wyznaczana jest prędkość kątowna i położenie kątowe wirnika θ_r (razem 12 przewodów o średnicy 0,35 mm²).
- Pomiar i obliczenie wartości prędkości kątowej ω realizuje mikrokontroler z licznikiem impulsów (w prototypie karta dSpace 1103 z licznikiem impulsów LI) – oznaczony linią przerywaną. Fizycznie sygnały enkodera połączone są z wejściem licznika ENC karty dSpace 1103.
- Pomiar prądu realizowany przy zastosowaniu trzech identycznych układów pomiarowych z przetwornikami Hallotronowymi typu prąd-prąd 3xLEM (i_A, i_B, i_C), a które cechuje możliwość dowolnego skalowania poziomu mierzonego sygnału. W każdym z 3 podukładów pomiarowych prądu zastosowano trzy identyczne rezystory pomiarowe (R_A, R_B, R_C) w celu przetwarzania sygnału prądowego na napięciowy. Układ pomiaru prądu na przykładzie fazy A, przedstawia fig. 4. Elementy te realizują funkcję przetwornika typu prąd-napięcie oraz umożliwiają wyskalowanie wartości mierzonej prądu do proporcjonalnej wartości napięcia (w prototypie 1 V odpowiada wartości skutecznej prądu 5 A). Z kolei pomiar przetworzonych sygnałów prądów na napięcie realizowano przy pomocy trzech przetworników ADC karty dSpace 1103 (ADC_1, ADC_2, ADC_3) o poziomie mierzonego sygnału w zakresie ± 10 V. Wartość składowej czynnej prądu stojana i_q jest obliczana w następujący sposób na podstawie przetworzonych do postaci cyfrowej sygnałów (i_A, i_B, i_C).

$$i_q = \frac{2}{3} \left[i_A \sin(\theta_r) + i_B \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

- Sygnał położenia wirnika θ na podstawie mierzonych sygnałów z 3 identycznych Hallotronowych układów pomiaru prądów fazowych (h_1, h_2, h_3), które podłączono do wejść cyfrowych (DI) karty dSpace 1103 wykorzystywany jest do określenia właściwego sektora sterowania. Pomiar cyfrowych sygnałów położenia wirnika realizowany jest za pomocą wejść cyfrowych karty dSpace 1103 (DI).
- Na fig. 1 linią kreskową oznaczono zakres implementacji na układ mikroprocesorowym, przykładowo karta dSpace 1103, który realizuje sposób sterowania i przetwarzania sygnałów, według wynalazku.

Przedstawiony wynalazek na fig. 1 realizuje sposób regulacji prędkości kątowej z możliwością ograniczenia maksymalnego momentu obrotowego silnika BLDC. Sposób sterowania według wynalazku realizowany jest w następująco:

- Od wartości zadanej prędkości obrotowej n_z odejmowana jest mierzona wartość prędkości obrotowej n silnika. W wyniku operacji otrzymuje się uchyb regulacji $e = n_z - n$, który wprowadzony jest do programowalnego regulatora histerezowego toru głównego. W wyniku działania regulatora na jego wyjściu pojawia się sygnał logiczny 1 gdy wartość uchybu regulacji prędkości spełnia warunki: 1) $e_n > h_n$ lub 2) $e_n > -h_n$ i gdy wartość pochodnej uchybu maleje $e'_n(k+1) < e'_n(k)$. Natomiast sygnał logiczny 0 pojawia się wtedy gdy wartość uchybu spełnia warunki 3) $e_n < -h_n$ lub 4) $e_n > h_n$ i gdy wartość pochodnej uchybu rośnie $e'_n(k+1) > e'_n(k)$.

- b) W odrębnej i niezależnej pętli regulacji momentu na podstawie wartości zadanej momentu maksymalnego T_{max} i współczynnika momentowego K_t silnika, zostaje wyznaczona maksymalna dopuszczalna wartość składowej czynnej prądu silnika $i_{q\ max}$. Następnie między wartością zadaną – dopuszczalną $i_{q\ max}$ i rzeczywistą wartości składowej czynnej prądu i_q silnika wyznaczonej na podstawie prądów fazowych i_A , i_B i i_C oraz wartości względnej położenia wirnika θ_r przy wykorzystaniu znanej ze stanu techniki transformacji Parka, obliczony zostaje uchyb składowej czynnej e_{iq} . Uchyb ten wprowadzany jest na regulator histerezy analogicznie jak uchyb prędkości. W wyniku działania regulatora na jego wyjściu pojawia się sygnał logiczny 1 gdy wartość uchybu regulacji prędkości spełnia warunki: 1) $e_{iq} > h_q$ lub 2) $e_{iq} > -h_q$ i gdy wartość pochodnej uchybu maleje $e'_{iq}(k+1) < e'_{iq}(k)$. Natomiast sygnał logiczny 0 pojawia się wtedy gdy wartość uchybu spełnia warunki 3) $e_{iq} < -h_q$ lub 4) $e_{iq} > -h_q$ i gdy wartość pochodnej uchybu rośnie $e'_{iq}(k+1) > e'_{iq}(k)$.
- c) Na logicznych sygnałach wyjściowych regulatorów prędkości i prądu, wykonywana jest operacja AND, a na wyjściu funkcji wystawiany jest sygnał 1 lub 0. Sygnał 1 pojawia się w przypadku gdy układ pracuje w stanie nieustalonym prędkości lub wartość momentu nie przekracza maksymalnej wartości zadanej. W przeciwnym przypadku wystawiany jest sygnał sterujący 0.
- d) Sygnał wyjściowy operacji AND dalej przechodzi przez tablicę przełączeń, gdzie na podstawie mierzonego sygnału położenia wirnika (zakodowanego na 3-bitach) wybiera się parę wyjściową sygnałów sterowania tranzystorów H i L odpowiednio (wg stanów zdefiniowanych w tablicy przełączeń) dla fazy A, B i C, na których wykonuje się kolejną operację AND. Czas wysterowania tranzystora (tj. okres zasilania uzwojenia i zarazem średnia wartość napięcia zasilania) zależy od wartości uchybów prędkości i prądu tj. stanu trwania stanów nieustalonych. Funkcję układu modulacji szerokości impulsów napięcia zasilania (PWM) w wynalazku przejmuje układ sterowania z pętlą prądową (momentu) z regulatorem histerezy. Zabezpiecza on również elektro-energetyczny układ zasilania (tranzystory falownika) podczas rozruchu oraz przed przeciążeniem nadmiernym prądem zwarciovym.

Istotną cechą sposobu według wynalazku jest to, że nie wymaga stosowania filtracji mierzonego prądu stojana, a dużą częstotliwość przełączeń regulatora histerezy ogranicza się poprzez odpowiednie ustawienie strefy histerezy, w badaniach ustawiono wartość 0,25 A. Proponowane rozwiązanie może być z powodzeniem stosowane również przy sterowaniu innych silników, również maszyn asynchronicznych.

Wykaz publikacji naukowych

- ⁱ Domoracki A., Krykowski A.: Silniki BLDC – klasyczne metody sterowania. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 72, 2005, s. 155–159.
- ⁱⁱ Hanselman D.: *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Magna Physics Publishing, USA, 2006.
- ⁱⁱⁱ Domoracki A.: Wpływ sposobu sterowania komutatorem elektronicznym na właściwości ruchowe silnika bezszczotkowego. Rozprawa doktorska. Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny 2008.
- ^{iv} Hubik V., Toman J., Singule V.: BLDC motor control design in MATLAB / SIMULINK. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, nr 88, 2010, s. 35–38.
- ^v Current Transducer LA 55-P
- ^{vi} Wu J.: Parameters estimation of BLDC motor for energy storage system. Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation, 2012, s. 4190–4194.
- ^{vii} Hillenbrand F., Riedel M.: BLDC-motor production process surveillance based on parameter identification method. 2016 6th International Electric Drives Production Conference [EDPCJ], 2016, s. 86–91.

Zastrzeżenie patentowe

1. Sposób regulacji prędkości z ogranicznikiem momentu maksymalnego silnika BLDC zasilanego z falownika, w którym mierzy się sygnały prądów fazowych i_A , i_B i i_C , przy pomocy układów Hallotronowych 3xLEM, położenie kątowe wirnika θ przy pomocy trzech sygnałów z czujników Hallotronowych h_1 , h_2 i h_3 wykorzystywane do określenia sektora komutacji, położenia wirnika θ_r do transformacji Parka wektora prądów fazowych i_A , i_B i i_C do układu prądów fazowych i_d , i_q oraz prędkość obrotową n za pomocą sygnałów enkodera i licznika impulsów LI, **znamienny tym**, że stosuje się niezależne pętle regulacji prędkości i prądu, w głównej pętli

regulacji prędkości obrotowej od zadanej wartości prędkości obrotowej n_z , odejmuje się zmierzoną wartość prędkości obrotowej n silnika i wyznaczony uchyb, który wprowadza się do programowalnego regulatora histerezy, zaś w odrębnej pętli regulacji momentu maksymalnego silnika T_{max} na podstawie proporcjonalnej wartości momentowego współczynnika silnika K_t , wyznaczana się wartość składowej maksymalnej prądu $i_{q\ max}$, następnie oblicza się uchyb regulacji pomiędzy wartościami $i_{q\ max}$ i rzeczywistą wartością prądu silnika składowej czynnej i_q wyrażoną w wirującym układzie odniesienia, według transformaty Parka przy wykorzystaniu sygnału położenia wirnika θ_r , przy czym uchyb ten wprowadza się analogicznie jak w pętli regulacji prędkości obrotowej do programowalnego regulatora histerezy, z możliwością zmiany szerokości strefy histerezy niezależnie dla każdego z regulatorów, przy czym na logicznych sygnałach wyjściowych regulatorów prędkości i prądu wykonuje się operacja AND, której wyjście determinuje uruchomienie zasilania i włączenie sterowania, a następnie w wyniku kolejnej operacji AND sygnału sterującego i tablicy przełączeń tranzystorów, określenia właściwego sektora komutacji na podstawie sygnału położenia wirnika, zasilana jest odpowiednia para tranzystorów silnika.

Rysunki

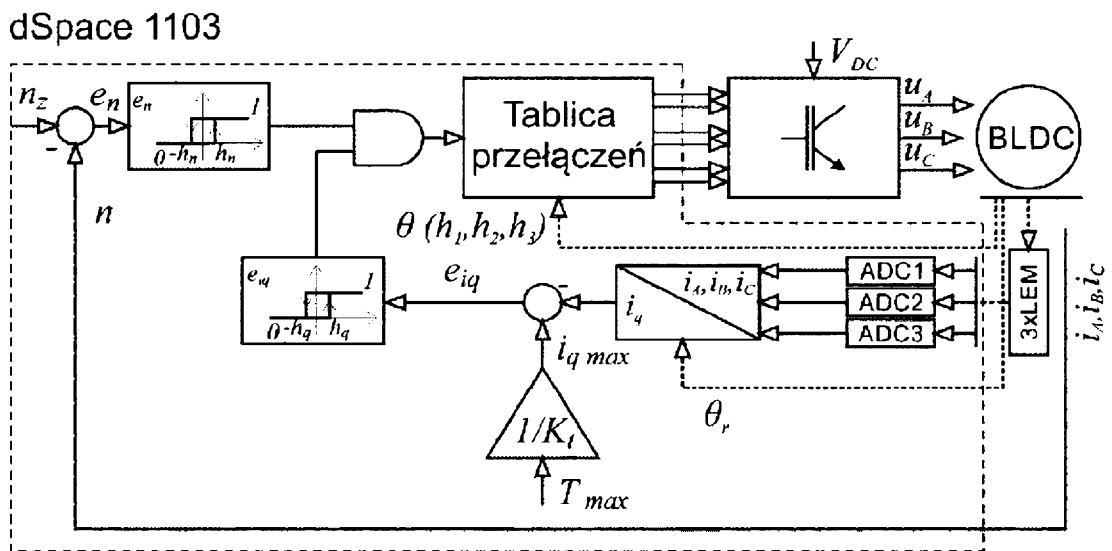


Fig. 1

STAN TECHNIKI

