



Sposób i produkt komputerowy do wektorowego sterowania silnika PMSM

Przedmiotem wynalazku jest sposób sterowania wektorowego silnika PMSM.

5 Przedmiotem wynalazku jest również produkt komputerowy realizujący ten sposób z wykorzystaniem znanego układu.

Dotychczas z artykułów naukowych znana jest metoda połowo zorientowana sterowania silnika z magnesami trwałymi zwana FOC. Jest ona dokładnie opisana między innymi w: P. Vas, Vector Control of Ac Machines., New York: Oxford University Press, USA, 1990., W. Leonhard, Control of Electrical Drives. 3rd ed, Berlin: Springer- Verlag, 2001, J. Qian and M.A. Rahman, "Analysis of Field Oriented Control for Permanent Magnet Hysteresis Synchronous Motors", IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. IA-29, NO. 6, NOV. 1993, p 1156. Założenia metody FOC zostały po raz pierwszy zaproponowana przez F. Blaschke z firmy Siemens na początku lat 70-tych do sterowania silnikami indukcyjnymi. Metoda ta w ciągu kilku lat starań została rozwinięta do kompletnego systemu teoretycznego a ze względu na szybki postęp w dziedzinie energoelektroniki, komputerów i mikroelektroniki, technologia sterowania wektorowego znalazła w ostatnich dwudziestu latach szerokie zastosowanie w wysokosprawnych napędach prądu przemiennego. Jest ona chętnie stosowana tam, gdzie duża dynamika układu napędowego i wysoka sprawność są szczególnie pożądane. Polega ona na złożonym procesie pomiaru prądów fazowych silnika, następnie wyznaczaniu odpowiednich składowych prądu odpowiedzialnych za moment i strumień oraz każdorazowym przeliczeniu parametrów odpowiedzialnych za optymalną orientację wektora napięcia zasilania silnika.

W układach, gdzie wymagania dotyczące dynamiki pracy nie są tak wysokie często stosuje się metody sterowania sinusoidalnego polegające na kształtowaniu sinusoidalnego przebiegu napięć w uzwojeniach silnika jedynie w odniesieniu do pozycji jego wirnika. Metoda ta nie jest tak wydajna jak metoda FOC, ale nie wymaga szybkiego pomiaru prądu i jest możliwa do przeprowadzenia przez mniej wydajne systemy mikroprocesorowe. Jest ona przedstawiona w publikacjach naukowych :Lee, Shiyong, Tom Lemley, and Gene Keohane. "A comparison study of the commutation methods for the three-phase permanent magnet brushless dc motor." Electrical Manufacturing Technical Conference 2009: Electrical Manufacturing and Coil Winding Expo, EMCWA 2009. 2009. oraz P. S. Chaudhari, S. L. Patil, S. K. Pandey and S. Sinha, "Performance analysis of BLDC motor on sinusoidal and square wave supply," 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEDES.2016.7914354.

Dotychczas znany i stosowany sposób kontroli FOC silnika z magnesami trwałymi polega na cyklicznym (najczęściej z częstotliwością równą częstotliwości kluczkowania tranzystorów) pomiarze prądów fazowych silnika i kąta położenia wirnika, następnie poprzez zastosowanie transformat Clark oraz Park wyznaczenie składowych i_q oraz i_d prądu silnika wpływających jego moment i strumień, po czym wartości te są wraz z wartościami zadanymi i_{qref} oraz i_{dref} przekazywane do regulatorów, których produktami są wielkości V_q oraz V_d . Następnie z wykorzystaniem transformat odwrotnych Clark Park

oraz wartości V_q i V_d obliczonych przez regulatory wyznacza się napięcia V_a , V_b oraz V_c odpowiedzialne za wytworzenie optymalnego wektora napięcia. Proces ten musi być powtarzany w każdym cyklu sterowania PWM tranzystorów przetwornicy, aby położenie wektora napięcia ulegało zmianie i aby silnik mógł się obracać. Złożoność tego procesu stawia wysokie wymagania układom obliczeniowym szczególnie przy pracy z dużymi częstotliwościami przełączania tranzystorów falownika.

Znana i opisana jest w literaturze w m. in Grzegorz Radomski „Modulacja wektorowa w przekształtnikach AC/DC zasilanych z sieci prądu przemiennego” metoda modulacji wektora przestrzennego Space Vector Modulation (SVM), w której generowane są impulsy PWM o stałej częstotliwości, ale zmiennej szerokości impulsu. Szerokość impulsu jest ustalana na podstawie danego położenia kąowego i amplitudy wektora przestrzennego napięcia. Wynikiem działania takiej metody jest wygenerowanie z wykorzystaniem techniki PWM wektora napięcia przestrzennego o określonej amplitudzie i położeniu w zakresie 0-360 stopni elektrycznych.

Znana jest również i stosowana modulacja sinusoidalna PWM, która polega na modulowaniu w trzech fazach uzwojenia stojana silnika trzech niezależnych sinusoidalnych przebiegów napięcia przesuniętych względem siebie o kąt elektryczny 120 stopni. Efektem takiej modulacji jest również wektor przestrzenny napięcia stojana, którego amplituda i położenie względem uzwojenia silnika zależy od wartości współczynników PWM tranzystorów przekształtnika.

Pojęcie wektora przestrzennego napięcia jest wykorzystywany w elektryce do opisu napięcia trójfazowego. Składa się on z trzech wektorów fazowych, które reprezentują napięcia poszczególnych faz. Jest on generowany poprzez sumowanie wektorów fazowych. Płaszczyznę, na której wiruje wektor przestrzenny napięcia, wyznaczają symetrycznie przesunięte względem siebie o kąt 120 stopni rzuty osi uzwojeń stojana silnika. Oznacza to, że wektory fazowe są przesunięte fazowo względem siebie o 120 stopni, co odpowiada pełnemu cyklowi napięcia trójfazowego. Zasilenie uzwojeń sinusoidalnym przesuniętym względem siebie o 120 stopni trójfazowym napięciem o stałej amplitudzie i częstotliwości sprawia, że wektor przestrzenny napięcia wiruje z tą częstotliwością i posiada stałą amplitudę. Ruch wektora przestrzennego napięcia opisuje tzw. diagram wektorowy napięć, który pozwala na wizualizację fazy i wartości napięć fazowych oraz wektora przestrzennego napięcia.

Znaną i stosowaną metodą regulacji układów jest regulator typu PI. Regulator PI, inaczej proporcjonalno-całkujący, składa się z dwóch głównych części: części proporcjonalnej i części całkującej. Część proporcjonalna wzmacnia sygnał błędu poprzez pomnożenie uchybu przez stały współczynnik wzmocnienia. Część całkująca cyklicznie sumuje sygnał błędu, co pozwala na stopniowe zwiększanie sygnału wyjściowego regulatora w celu zmniejszenia uchybu. Sumowanie sygnałów proporcjonalnego i całkującego pozwala na wypracowanie sygnału wyjściowego, który jest podawany na wejście obiektu regulowanego. Regulator PI jest stosowany w celu zniwelowania uchybu ustalonego, czyli różnicy między wartością zadaną a wartością rzeczywistą.

Problemem technicznym do rozwiązania jest opracowanie takiego algorytmu sterowania, który zapewniałby wydajność techniki FOC ale przy zachowaniu niskiego obciążenia układów obliczających i zwiększenia odporności na awarie układu pomiarowego.

5 Celem wynalazku jest wyznaczenie optymalnych parametrów zasilania silnika z magnesami trwałymi zgodnie z zasadami FOC przy znacznym skróceniu czasu obliczeń oraz możliwości prowadzenia ich bez ścisłej korelacji czasowej z procedurą kluczowania tranzystorów falownika silnika.

10 Przedmiotem wynalazku jest sposób i produkt komputerowy do wektorowego sterowania silnika PMSM.

Istotą sposobu sterowania wektorowego silnika PMSM, w którym z silnika PMSM odczytuje się za pomocą układu położenie wirnika względem uzwojeń stojana oraz oblicza się kąt pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM oraz odczytuje się chwilowe wartości prądów fazowych z których oblicza się prądy i_α , i_β przy czym z wykorzystaniem kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM oraz prądów i_α , i_β oblicza się składowe wartości i_d , i_q polega tym, że pierwszą wartość składową i_d przesyła się do pierwszego regulatora, do którego wysyła się również informację o zadanej wartości składowej i_{dref} . W dalszej kolejności w pierwszym regulatorze PI oblicza się zadaną wartość kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a wektorem przestrzennym napięcia stojana poprzez użycie regulatora PI polegającego na wzmacnianiu i całkowaniu uchybu regulacji wyrażonego jako różnicę pomiędzy wartością zadaną i_{dref} a zmierzoną i_d , którą to wartość zadaną kąta przesyła się do generatora sygnałów sterujących. Drugą wartość składową i_q przesyła się do drugiego regulatora amplitudy wektora przestrzennego napięcia, do którego wysyła się również informację o zadanej wartości składowej i_{qref} . W dalszej kolejności w drugim regulatorze oblicza się zadaną wartość amplitudy wektora przestrzennego napięcia poprzez użycie regulatora PI polegającego na wzmacnianiu i całkowaniu uchybu wyrażonego jako różnicę pomiędzy wartością zadaną i_{qref} a zmierzoną i_q , którą to zadaną wartość amplitudy wektora napięcia przesyła się do generatora sygnałów sterujących i z wykorzystaniem zadanej wartości kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a wektorem napięcia przestrzennego stojana oraz zadanej wartości amplitudy wektora napięcia przestrzennego oraz kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM odczytanym z układu ustala się z użyciem metody SVM współczynniki wypełnienia dla tranzystorów tak aby amplituda wektora przestrzennego napięcia miała zadaną wartość a kąt jaki tworzy wektor przestrzenny napięcia z osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM był równy sumie kąta pomiędzy wektorem przestrzennym napięcia oraz osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika i kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM.

Istotą produktu komputerowego realizującego sposób sterowania wektorowego silnika PMSM jest to, że zawiera oprogramowanie zawarte w układzie sterującym realizujące sposób określony, przy czym w produkcie tym: sygnał chwilowych wartości prądów fazowych pochodzący z przewodów silnika PMSM wprowadzany jest do pierwszego wejścia pomiarowego układu sterującego i odczytywana jest jego wartość oraz transformowana na składowe i_α , i_β , które przesyłane są do bloku obliczania składowych i_d , i_q prądu, a także sygnał położenia wirnika pochodzący z układu określającego położenie wirnika względem jego uzwojeń wprowadzany jest do drugiego wejścia pomiarowego układu sterującego i ustalana jest wartość kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM, która przekazywana jest do bloku obliczania składowych i_d , i_q prądu oraz wartość kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM przekazywana jest do bloku generacji sygnałów sterujących. Z bloku obliczania składowych i_d , i_q przesyłany jest sygnał i_d do regulatora kąta pomiędzy wektorem przestrzennym napięcia stojana oraz osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika, a także przesyłany jest sygnał i_q do regulatora składowej i_q . W regulatorze PI kąta pomiędzy wektorem przestrzennym napięcia stojana oraz osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika porównywane są wartości zadane i_{dref} oraz zmierzone i_d , a następnie sygnał błędu jest wzmacniany i całkowany w celu obliczenia zadanej wartości kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a wektorem przestrzennym napięcia stojana, która to wartość przekazywana jest do bloku generacji sygnałów sterujących. W regulatorze PI amplitudy wektora przestrzennego napięcia porównywana jest wartość zadanej wartości i_{qref} z rzeczywistą wartością i_q , a następnie sygnał błędu jest wzmacniany i całkowany w celu obliczenia zadanej wartości amplitudy wektora przestrzennego napięcia stojana, która to wartość zadana przekazywana jest do bloku generacji sygnałów sterujących, a w nim na podstawie zadanej wartości kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a wektorem przestrzennym napięcia stojana oraz zadanej wartości amplitudy wektora przestrzennego napięcia stojana a także kąta położenia osi symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika względem osi uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM, wyznacza się z użyciem metody SVM sygnały współczynników wypełnienia dla tranzystorów tak aby amplituda wektora przestrzennego napięcia stojana miała zadaną wartość a kąt jaki tworzy wektor przestrzenny napięcia z osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM był równy sumie kąta pomiędzy wektorem przestrzennym napięcia oraz osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika i kąta pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a osią uzwojenia fazy A stojana silnika PMSM.

Przedmiot wynalazku w przykładzie wykonania został przedstawiony na schematycznym rysunku, na którym poszczególne figury przedstawiają:

fig. 1 – schemat blokowy produktu komputerowego według wynalazku,

fig. 2 – schemat blokowy sposobu sterowania wektorowego silnika PMSM, według wynalazku,

5 fig. 3 – schemat układu regulatorów prądu i_d , i_q ,

fig. 4 – przykładowy wykres wektorowy wektora napięcia silnika PMSM, według wynalazku

Rysunki obrazujące stan techniki:

fig. 5 – schemat blokowy produktu komputerowego,

fig. 6 – schemat blokowy sposobu sterowania wektorowego silnika PMSM,

10 fig. 7 – schemat układu regulatorów prądu i_d , i_q

fig. 8 – wykres wektorowy wektora napięcia silnika PMSM, znany.

Korzystnym skutkiem wynalazku jest możliwość odseparowania procedury kształtowania napięcia zasilania silnika od procedury obliczenia optymalnych wartości amplitudy i kąta wektora napięciowego generowanego przez tranzystory inwertera. Jest to szczególnie istotne przy sterowaniu szybkoobrotowych silników PMSM, gdzie konieczne jest stosowanie wysokich częstotliwości kluczowania tranzystorów, co wydatnie skraca dostępny czas, w którym muszą być zrealizowane procedury obliczeniowe – muszą one zostać wykonane w czasie pomiędzy kolejnymi cyklami sterowania tranzystorów inwertera. Wartości nowych, obliczonych optymalnych parametrów współczynników PWM tranzystorów w klasycznej metodzie FOC są wprowadzane dopiero w kolejnym cyklu PWM. Wprowadza to dodatkowe opóźnienie, które występuje zarówno w stanach przejściowych, jak i statycznych. W napędach, w których stosunek częstotliwości sygnału PWM do częstotliwości napięcia wyjściowego nie jest wystarczająco wysoki, prowadzi to do pogorszenia parametrów sterowania. W opracowanej metodzie te negatywne zjawiska nie występują w stanach statycznych, a w stanach dynamicznych są mocno zredukowane.

Dodatkowo klasyczna metoda sterowania FOC nie może poprawnie funkcjonować w przypadku uszkodzenia jakiegokolwiek elementu układu pomiaru wartości prądów fazowych – generuje wtedy niewłaściwy wektor sterowania, co może doprowadzić do uszkodzenia inwertera, bądź nawet samego silnika. Zaproponowana metoda w przypadku uszkodzenia układu pomiarowego pracuje z parametrami obliczonymi dla poprzedniego, prawidłowego stanu układu, a brak pomiarów jedynie pogarsza parametry pracy, ale jej nie uniemożliwia.

Przedmiot wynalazku w przykładzie wykonania został zrealizowany z wykorzystaniem układu o znanej strukturze, który składał się z silnika PMSM 1 – Anaheim Automation typ BLY343S-48V-4200. Wirnik silnika PMSM 1 wyposażony jest w układ 2 - enkoder absolutny AS5047n firmy AMS AG. Silnik 1 i układ 2 określający położenie elementów magnetycznych względem jego uzwojeń połączone są przewodami elektrycznymi z układem elektronicznym 4 kontrolującym proces generowania napięcia zasilającego silnik PMSM 1 - STM (Nucleo L-0302 + IHM08M1), zawierający sześć tranzystorów T typu MOSFET (STL220N6F7). Ten zaś połączony jest do zasilacza laboratoryjnego RIGOL 832DP.

Sposób sterowania wektorowego realizowany za pomocą urządzenia przedstawionego w przykładzie wykonania i wykorzystujący produkt komputerowy polegał na tym, że za pomocą układu 2 określającego położenie elementów magnetycznych (wejście CCT) odczytywano kąt Θ wirnika 3 względem uzwojeń stojana oraz oblicza się kąt Θ_m pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika 3 a osią fazy A uzwojenia stojana, który przekazywano z wykorzystaniem magistrali szeregowej SPI do układu elektronicznego 4 kontrolującego proces generowania napięcia zasilającego–mikrokontrolera STM32F302. Równocześnie mierzono prądy CCi stojana silnika PMSM 1 i przekazywano je do bloku obliczania prądów i_α , i_β a następnie wartości prądów i_α , i_β przesyłano do bloku obliczania składowych prądu i_d , i_q 4.1 układu elektronicznego 4. W układzie elektronicznym 4 generowano z wykorzystaniem modułu TIM1 mikrokontrolera STM32F302, techniki PWM, przebieg prądu w uzwojeniach silnika PMSM 1, który z wykorzystaniem regulatorów 4.2, 4.3 wytwarza odpowiednio zorientowany względem osi symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika 3 przestrzenny wektor napięcia stojana V o zmiennej amplitudzie, przesunięty o kąt Θ_e względem osi symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika w zakresie od -130 stopni elektrycznych do + 130 stopni elektrycznych, oddziałujący na wirnik 3 przez co napędza bądź hamuje ruch wirnika 3. Wprawiono w ruch obrotowy wirnik 3 silnika PMSM 1 z wykorzystaniem metody sterowania według wynalazku. Następnie dokonano pomiarów odpowiednich wartości składowych prądu stojana silnika PMSM 1.

Zadaniem produktu komputerowego w przykładzie było wyznaczenie takich wartości współczynników wypełnienia a, b, c, d, e, f tranzystorów T w generatorze sygnałów sterujących 4.4, aby wartości chwilowe prądów i_q oraz i_d określone na podstawie zmierzonych przez przetwornik 12-bitowy na wejściu pomiaru prądu CCi oraz danych z magistrali SPI z wejścia odczytu położenia względnego CCT, osiągnęły zadane przez układ sterowania wartości poprzez modyfikację amplitudy wektora przestrzennego napięcia V w drugim regulatorze 4.3 zasilającego silnik PMSM 1 oraz modyfikację wartości kąta Θ_e w pierwszym regulatorze 4.2 pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika 3 silnika PMSM a wektorem przestrzennym napięcia zasilania stojana silnika PMSM 1.

Aby porównać zaproponowaną metodę sterowania z znaną metodą klasyczną FOC przeprowadzono dwie serie prób dla tych samych wartości zadanych prądów i_d oraz i_q . Obydwie serie przeprowadzono na tym samym układzie.

Znany sposób sterowania wektorowego realizowany za pomocą urządzenia przedstawionego w przykładzie wykonania i wykorzystujący znany produkt komputerowy, polegał na tym, że za pomocą układu 2 określającego położenie elementów magnetycznych (wejście CCT) osi symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika 3 a osią fazy A uzwojenia stojana, który przekazywano z wykorzystaniem magistrali szeregowej SPI do układu elektronicznego 5 kontrolującego proces generowania napięcia zasilającego–mikrokontrolera STM32F302. Równocześnie mierzono prądy CCi stojana silnika PMSM 1 i przekazywano je do bloku obliczania składowych prądu i_d , i_q 5.1 układu elektronicznego 5. W układzie elektronicznym 5 generowano z wykorzystaniem modułu TIM1 mikrokontrolera STM32F302, techniki PWM, przebieg prądu w uzwojeniach silnika PMSM 1, który z wykorzystaniem regulatorów 5.2, 5.3 wytwarza odpowiednio zorientowany względem osi symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika 3

strumień elektromagnetyczny oddziałujący na wirnik 3 przez co napędza bądź hamuje ruch wirnika 3. Wprawiono w ruch obrotowy wirnik 3 silnika z wykorzystaniem znanej metody sterowania. Następnie dokonano pomiarów odpowiednich wartości składowych prądu stojana silnika PMSM 1.

W obu seriach kolejno zmieniano parametr zadanej składowej i_q tak, aby silnik PMSM przy tym samym obciążeniu uzyskiwał różne prędkości obrotowe i mierzono składowe prądów i_d , i_q oraz w przedmiotowej metodzie odczytywano kąt Θ_e pomiędzy osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika a wektorem przestrzennym napięcia zasilającego silnik PMSM. Przy pomocy oscyloskopu odczytywano również czas trwania procedury sterowania wektorowego w obu metodach jako czas pomiędzy zmianami stanu linii wyjściowej mikrokontrolera uaktywnianej tuż przed rozpoczęciem obliczeń i deaktywowanej po zakończeniu procedury obliczeniowej. Wyniki umieszczone w tabeli przedstawiają wpływ sposobu sterowania na poszczególne składowe prądu. Zastosowana metoda utrzymywała zadaną wartość składowej i_d prądu na poziomie jak najbliższym wartości „0” poprzez odpowiednią modyfikację kąta Θ_e pomiędzy wektorem przestrzennym V napięcia zasilającym stojan silnika PMSM, a osią symetrii linii sił pola magnetycznego wirnika. Takie działanie jest podstawowym założeniem metody wektorowego sterowania FOC. Zastosowanie przedmiotowej metody poprzez możliwość zrezygnowania ze stosowania odwrotnych transformat Clark i Park zmniejszyło o ok 30% czas trwania koniecznych do przeprowadzenia operacji matematycznych, a także umożliwiło niemal całkowitą z nich rezygnację w stanach statycznych układu, w których obliczone w poprzednim kroku wartości Θ_e i V nie tracą na aktualności tak, jak ma to miejsce w klasycznej metodzie FOC, gdzie wraz ze zmianą położenia wirnika konieczne jest powtórzenie wszystkich obliczeń w celu określenia nowego położenia wektora przestrzennego napięcia stojana V .

Tabela – Wyniki pomiaru poszczególnych wartości w stanach statycznych dla zaproponowanej i tradycyjnej metody sterowania.

Zadana wartość i_q [A]	Zadana wartość i_d [A]	Metoda FOC				Przedmiotowa metoda sterowania				
		i_q [A]	i_d [A]	n [obr/min]	Czas Obliczeń [μs]	i_q [A]	i_d [A]	n [obr/min]	Θ_e [°]	Czas Obliczeń [μs]
0,30	0	0,31	0	100	43	0,31	0	100	89,7	8,5
0,35	0	0,36	0	200	43	0,35	0	200	89,8	8,5
0,45	0	0,45	0	300	43	0,45	0	300	90,1	8,5
0,7	0	0,7	0	400	43	0,71	0	400	90,4	8,5
1,0	0	1,0	0	500	43	1,0	0	500	90,6	8,5
1,4	0	1,4	0	600	43	1,39	0	600	91,1	8,5
1,8	0	1,8	0	700	43	1,8	0	700	91,3	8,5
2,4	0	2,4	0	800	43	2,4	0	800	91,5	8,5
2,9	0	2,9	0	900	43	2,9	0	900	91,8	8,5
3,6	0	3,55	0	1000	43	3,6	0	1000	92,2	8,5

Przykład wykonania – cyklicznie wywoływana funkcja oprogramowanie realizująca sterowanie wektorowe silnika PMSM

```

void TIM1_CC_IRQHandler(void)
5  {
  /*Uruchomienie linii wyjściowej do pomiaru czasu trwania obliczeń*/
    HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_2,1);
  /*odczyt pozycji wirnika theta oraz linii sił pola magnetycznego theta_m względem uzwojeń stojana -
  CCt*/
10  DRV_get_position();
  /*określenie wartości referencyjnych idref oraz iqref*/
    DRV_SPEED_regulator();
  /* odczyt pomiaru wartości prądów fazowych CCI*/
    ia=przetwornik[0];
15  ib=przetwornik[1];
    ic=przetwornik[2];
  /*transformata Clarke – obliczenie prądów  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  */
    ialpha=(3*ia)/2;
    ibeta=(866*(ib-ic))/1000;
20  /*Obliczenie prądów id iq 4.1 */
    iq=(ibeta *(cosinus_theta_m)-ialpha*(sinus_theta_m));
    id=(ialpha*(cosinus_theta_m)+ibeta *(sinus_theta_m));
  /*Regulator amplitudy wektora przestrzennego napięcia stojana V 4.3 */
    Iq_regulator (iqref);
25  /* Regulator kata theta_e 4.2 */
    Id_regulator (idref);
  /* Generacja sygnałów sterujących 4.4 */
    DRV_modulation(theta_m,theta_e,V);
  /*Wyłączenie linii wyjściowej do pomiaru czasu trwania obliczeń*/
30  HAL_GPIO_WritePin(GPIOD, GPIO_PIN_2,0);
  }

```

RZECZNIK PATENTOWY

Maciej Nowicki
mgr inż. Maciej Nowicki
Nr wp. 3476

Wykaz oznaczeń:

1. Silnik PMSM
2. układ określający położenie elementów magnetycznych względem jego uzwojeń,
3. Wirnik silnika
4. układ elektroniczny
 - 4.1. blok obliczania składowych i_d , i_q prądu,
 - 4.2. regulator kąta Θ_e
 - 4.3. regulator amplitudy wektora przestrzennego napięcia stojana V
 - 4.4. bloku generacji sygnałów sterujących
5. układ elektroniczny w znanym module sterowania
 - 5.1. blok obliczania składowych i_d , i_q prądu,
 - 5.2. regulator składowej V_d napięcia
 - 5.3. regulator składowej V_q napięcia
 - 5.4. bloku generacji sygnałów sterujących