

Grzegorz Góra, Grzegorz Karpiel, Piotr Mars, Radosław Sitek, Marek Goczał
AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków; Energylandia, Zator

APROKSYMACJA FUNKCJI TRYGONOMETRYCZNYCH W ALGORYTMACH KOMUTACJI ELEKTRONICZNEJ NAPĘDÓW BEZPOŚREDNICH

TRIGONOMETRIC FUNCTIONS APPROXIMATION OF THE DIRECT DRIVES' ELECTRONIC COMMUTATION ALGORITHMS

Streszczenie: W przypadku funkcji trygonometrycznych, które są wykorzystywane w algorytmach komutacji elektronicznej napędów bezpośrednich już aproksymacja wielomianem stopnia drugiego pozwala na uzyskanie dobrego przybliżenia, a powstałe różnice nie muszą w niekorzystny sposób wpływać na pracę napędu. W celu przeanalizowania rezultatów aproksymacji, zaimplementowano trzy moduły sprzętowe SPWM, w których do obliczania wartości funkcji trygonometrycznych wykorzystano następujące algorytmy: CORDIC z dokładnością 16-bitową i 12-bitową oraz proponowaną aproksymację wielomianem kwadratowym. Badanie wpływu zastosowanych algorytmów na pracę silnika przeprowadzono na trzech wersjach sterownika pozycyjnego, bazujących na regulatorze typu PI, wykorzystujących wcześniej zaprojektowane bloki sprzętowe elektronicznej komutacji SPWM. Jako platformę sprzętową do budowy sterownika pozycyjnego wykorzystano układ FPGA Cyclone IV firmy Altera oraz prototyp stopnia mocy oparty na tranzystorach typu Power MOSFET. Eksperyment przeprowadzono wykorzystując trajektorię, która dobrze testuje zarówno stany statyczne jak i przejściowe o zmiennej dynamice. W podsumowaniu omówiono otrzymane różnice w rezultatach oraz przedstawiono zalety i wady zastosowania aproksymacji wielomianem kwadratowym w module elektronicznej komutacji.

Abstract: In the case of trigonometric functions which are utilized in the direct drives' electronic commutation algorithms, the using of quadratic polynomial approximation allows obtaining a good approximation, and the arising differences do not adversely affect the drive operation. In order to analyze the results of approximation, the three SPWM hardware modules were implemented inside which the calculation of trigonometric functions is realized by the following algorithms: CORDIC with the accuracy of 16-bit and 12-bit, as well as the proposed quadratic polynomial. The study of the utilized algorithms impact on the drive operation was carried out on the three different positional controllers which are based on PI regulators, using pre-designed SPWM electronic commutation hardware blocks. As a hardware platform for the positional controller building, the Altera's Cyclone IV FPGA chip and the power stage prototype based on the Power MOSFET transistors were utilized. The experiment was performed using the trajectory that tests well both static and transient with variable dynamics states. In the conclusion, the obtained differences from results were discussed as well as advantages and disadvantages of the quadratic polynomial approximation application in the electric commutation module were presented.

Słowa kluczowe: SPWM, aproksymacja wielomianowa, komutacja elektroniczna, funkcje trygonometryczne

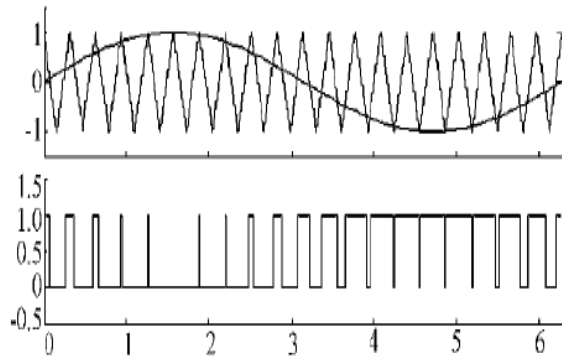
Keywords: SPWM, polynomial approximation, electronic commutation, trigonometric functions

1. Wstęp

Modulacja szerokości impulsu PWM (*ang. Pulse Width Modulation*) należy do rodzin modulacji sygnałów o stałej amplitudzie. Jest ona jedną z najpopularniejszych metod sterowania falownikowych źródeł zasilania. Ilość energii elektrycznej dostarczanej z zasilacza do urządzenia jest proporcjonalna do współczynnika wypełnienia impulsu. W przeciągu ostatnich kilkudziesięciu lat powstało wiele odmian modulacji PWM mających na celu jak najlepsze wykorzystanie źródła zasilania DC (*ang. Direct*

Current), zapewnienie liniowości modulacji w szerokim zakresie, minimalizację strat podczas kluczowania oraz współczynnika zawartości harmonicznych THD (*ang. Total Harmonic Distortion*), jak również łatwą implementację [3]. Ze względu na łatwość implementacji powszechnie stosowaną odmianą modulacji PWM jest modulacja SPWM (*ang. Sinusoidal PWM*), która powstaje poprzez porównanie referencyjnego przebiegu sinusoidalnego z sygnałem fali nośnej o dużo większej często-

tliwości. Na wyjściu komparatora generowany jest przebieg prostokątny o zmiennych szerokościach impulsów, gdzie początki i końce impulsów wyznaczają punkty przecięcia sygnału referencji z falą nośną [2] (Rys.1).

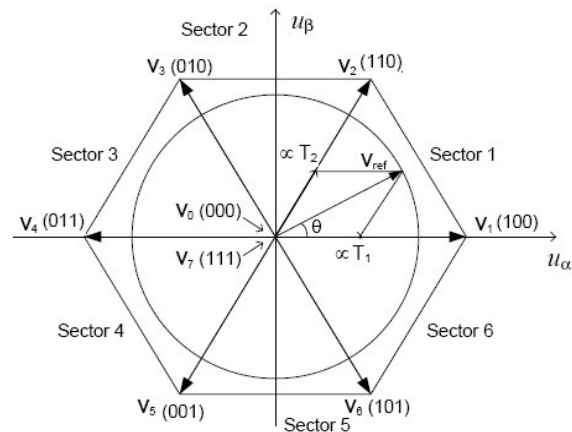


Rys. 1. Przebiegi napięcia referencyjnego i fali nośnej oraz sygnał modulacji SPWM [2]

W celu generacji sinusoidalnych przebiegów trójfazowych wystarczy dodać kolejne dwa komparatory do porównywania przesuniętych odpowiednio o 120 i 240 stopni przebiegów sinusoidalnych faz B i C z tym samym sygnałem nośnym. Metoda SPWM skupia uwagę na dokładnym odwzorowaniu sinusoidalnych przebiegów napięcia, nie biorąc pod uwagę kształtu generowanych sygnałów prądowych, przez co odznacza się większą zawartością harmonicznych, a co za tym idzie też większymi stratami w elementach przełączających oraz fluktuacjami momentu napędowego [2].

Znacznie efektywniejszą metodą modulacji PWM jest modulacja metodą wektora przestrzennego SVPWM (ang. *Space Vector PWM*). Metoda ta w przeciwieństwie do SPWM nie wymaga stosowania oddzielnych modulatorów dla każdej z faz. Napięcia wejściowe referencyjne modulatora stanowią dwie składowe wektora przestrzennego (U_α, U_β). Natomiast na wyjściu otrzymujemy również wektor napięcia utworzony poprzez załączenie odpowiednich sekwencji kluczujących, o ściśle określonym czasie trwania. Ze względu na topologie stopnia mocy trójfazowego inwertera istnieje osiem (sekwencji załączania kluczy)-wektorów wyjściowych: 6 - aktywnych wektorów, które dzielą przestrzeń (U_α, U_β) na sześć sektorów oraz 2-zerowe wektory umiejscowione w środku układu współrzędnych. Napięcie referencyjne V_{ref} powstaje poprzez załączenie na odpowiedni czas dwóch sąsiednich wektorów napięcia. Innymi słowy algorytm ten oblicza czas przewodzenia poszczególnych tranzystorów w mostku

falownika na podstawie zadanego zespolonego wektora napięcia (U_α, U_β). Odwzorowanie napięcia wyjściowego falownika na płaszczyźnie zespolonej α - β przedstawiono na (Rys.2). Tak powstały sygnał zawiera znacznie mniej harmonicznych niż klasyczny SPWM [2], [4].



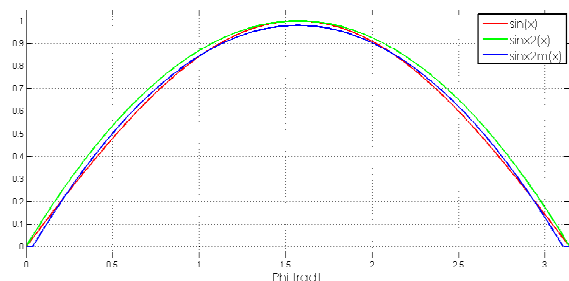
Rys. 2. Wektory przestrzenne napięcia wyjściowego dla różnych stanów kluczy tranzystorowych [4]

Kolejną stosowaną metodą generowania sygnałów PWM jest algorytm wykorzystujący wstrzykiwanie trzeciej harmonicznej do sinusoidalnego napięcia referencyjnego tzw. THIPWM (ang. *Third Harmonic Injection PWM*). Rozwiązanie to umożliwia generowanie sygnału o znacznie wyższej amplitudzie składowej podstawowej, niż w przypadku modulacji SPWM, dzięki czemu źródło zasilania jest efektywniej wykorzystywane. Co więcej metoda THIPWM posiada szerszy zakres modulacji liniowej oraz niższy poziom THD w odniesieniu do SPWM [3].

2. Aproksymacja funkcji trygonometrycznych

Aproksymacja jest procesem pozwalającym otrzymać przybliżoną wartość funkcji złożonych wykorzystując funkcje lub operacje podstawowe. Pozwala to na otrzymanie wartości funkcji złożonych w danym punkcie w jednostkach numerycznych, nie posiadających jej sprzętowej implementacji. Najpopularniejszym sposobem pozwalającym na osiągnięcie małych błędów przybliżenia jest przybliżanie wartości funkcji za pomocą wielomianów wysokich rzędów. W przypadku funkcji okresowych często już niski rząd wielomianu pozwala na uzyskanie zadowalającej dokładności obliczeniowej, wystarczającej do zastosowania ich w aplikac-

cjach automatyki oraz sterowania. Najczęstszym kryterium wyznaczania współczynników wielomianów jest kryterium minimalizacji błędu średniokwadratowego MSE (ang. *Mean Squared Error*).



Rys. 3. Aproksymacja funkcji trygonometrycznej

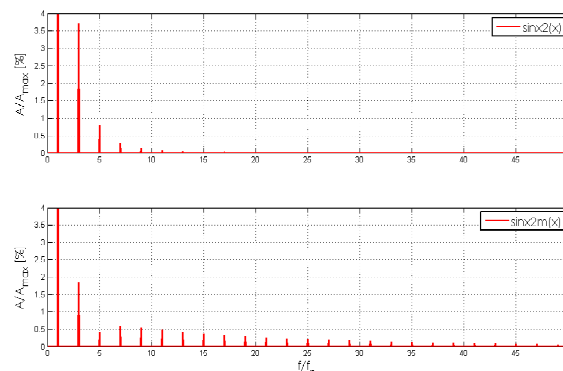
W przypadku aproksymacji funkcji trygonometrycznych wielomianem kwadratowym można wyznaczyć współczynniki wielomianu, tak aby zminimalizować błąd średniokwadratowy pomiędzy funkcjami aproksymowaną i aproksymującą (aproksymacja **sinx2m(x)**) lub dobrać zestaw współczynników, tak aby punkty przecięcia z osiami oraz wartości minimalne i maksymalne miały zachowane wartości funkcji bazowej (aproksymacja **sinx2(x)**). Funkcja bazowa oraz funkcje aproksymujące wykorzystujące pierwszy i drugi zestaw współczynników zaprezentowana jest na rysunku 3.

Tabela 1. Błędy maksymalne i średniokwadratowe funkcji aproksymujących

Funkcja aproksymująca	Błąd średniokwadratowy	Błąd maksymalny
sinx2(x)	0.029966	0.056010
sinx2m(x)	0.014317	0.037805

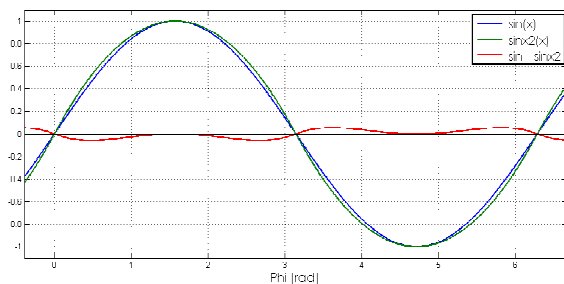
Jak wynika z tabeli 1 dzięki wykorzystaniu aproksymacji z minimalizacją błędu średniokwadratowego błędy średnie i maksymalne są blisko dwa razy mniejsze w porównaniu do aproksymacji z zachowaniem wartości charakterystycznych punktów funkcji bazowej, natomiast funkcja sinx2m(x) nie osiąga amplitudy funkcji aproksymowanej oraz posiada tzw. "strefy martwe", co w przypadku implementacji jej w modułach elektronicznej komutacji napędów będzie skutkowało powstawaniem harmonicznych wysokich rzędów, w obwodach stopnia mocy oraz napędu. Skutkiem wykorzystania tego rodzaju aproksymacji w algorytmach komutacji elektronicznej napędów synchronicznych będzie powstawanie zakłóceń wysokoczęstotliwościowych, prądów wirowych oraz

może mieć niekorzystny wpływ na działanie samego napędu, jak i stopnia mocy.



Rys. 4. Wyniki analizy FFT aproksymowanych funkcji

Analiza częstotliwościowa FFT (ang. *Fast Fourier Transform*) aproksymujących funkcji widoczna na rys. 4 pokazuje, że w widmie funkcji sinx2(x) można zaobserwować jedynie dominujący wpływ trzeciej oraz piątej harmonicznej. Wpływ harmonicznych wyższych rzędów jest nieznaczny i są one szybko tłumione. Należy przy tym zaznaczyć, że część algorytmów modulacji PWM przeznaczona do komutacji elektronicznej napędów synchronicznych wprowadza trzecią harmoniczną do sygnału sterującego fazami uzwojenia silnika, ponieważ otrzymany sygnał jest bliższy przebiegowi siły elektromotorycznej napędów synchronicznych z magnesami stałymi. Pozwala to na zmniejszenie fluktuacji momentu obrotowego wytwarzanego przez silnik [5]. W przypadku aproksymacji z minimalizacją błędu średniokwadratowego w widmie funkcji sinx2m(x) można zaobserwować występowanie harmonicznych wyższych rzędów. Dodatkowo występowanie "stref martwych" komplikuje nieznacznie opis matematyczny funkcji zatem w przypadku implementacji w układzie FPGA należy użyć więcej zasobów sprzętowych. Z powyższych powodów jako aproksymację funkcji trygonometrycznych w algorytmach elektronicznej komutacji napędów synchronicznych będzie wykorzystywana funkcja sinx2(x). Na rys. 5 widać porównanie przebiegów funkcji aproksymowanej i aproksymującej oraz ich różnicę.



Rys. 5. Porównanie funkcji trygonometrycznej oraz jej aproksymacji

3. Implementacja modułu elektronicznej komutacji SPWM

Bloki sprzętowe elektronicznej komutacji SPWM mają za zadanie wyznaczyć wypełnienie sygnałów PWM dla każdej z faz napędu, tak aby w stanie silnika wyindukowało się pole magnetyczne o chwilowym kierunku wektora prostopadłym do wektora strumienia magnetycznego pochodzącego od magnesów stałych [1]. Aby to osiągnąć wypełnienie sygnałów PWM zasilających fazy silnika powinno być wyrażone zależnościami 1-3.

$$u(\varphi, u) = 0.5 \cdot D_{\max} + u \cdot \cos(\varphi) \quad (1)$$

$$v(\varphi, u) = 0.5 \cdot D_{\max} + u \cdot \cos(\varphi + 2\pi/3) \quad (2)$$

$$w(\varphi, u) = 0.5 \cdot D_{\max} + u \cdot \cos(\varphi + 4\pi/3) \quad (3)$$

φ – kąt elektryczny wyznaczający położenie wektora strumienia od magnesów trwałych, D_{\max} – wartość maksymalnego wypełnienia, u – zadany poziom wypełnienia.

Sygnałami wejściowymi bloku sprzętowego elektronicznej komutacji są:

- zadany poziom wypełnienia sygnału PWM z przedziału od 0 do $0.5 \cdot D_{\max}$
- znormalizowana do 16-bitów ($2^{16} \sim 360^\circ$ elektrycznych) wartość kąta elektrycznego pochodzącego od enkodera. Wartość ta stanowi podstawę do wyznaczenia pozycji magnesów trwałych względem uzwojeń stojana.
- znormalizowaną do 16-bitów wartość kąta korekcji od układu sterowania. Wartość ta jest dodawana do kąta pochodzącego od enkodera i pozwala na korekcję kąta wektora strumienia przez układ sterowania.

Aby przetestować wpływ zastosowania aproksymacji funkcji trygonometrycznych w algorytmie komutacji elektronicznej napędów synchronicznych zaimplementowano następujące bloki sprzętowe:

- **SPWM_Cordic16** - komutacja SPWM z wykorzystaniem algorytmu CORDIC (ang.

COordinate Rotation Digital Computer) do obliczania funkcji trygonometrycznych [6] z dokładnością obliczeniową 16-bit, pozwalającą na uzyskanie przebiegu o największej dokładności obliczeniowej,

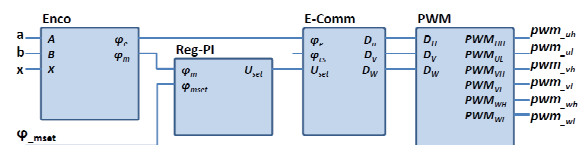
- **SPWM_Cordic12** - komutacja SPWM z wykorzystaniem algorytmu CORDIC do obliczania funkcji trygonometrycznych z dokładnością obliczeń 12-bit. Zmniejszenie dokładności obliczeniowej pozwala na zaoszczędzenie zasobów sprzętowych układu FPGA,
- **SPWM_X2** - komutacja SPWM z wykorzystaniem aproksymacji funkcją kwadratową [7] do obliczania funkcji trygonometrycznych z dokładnością obliczeń (16-bit) pozwala na znaczną oszczędność zasobów sprzętowych.

Tabela 2. Porównanie wykorzystania zasobów sprzętowych układu FPGA

Blok sprzętowy	Elementy logiczne	Rejestry	Bity pamięci	Mnożarki 9-bitowe
SPWM_Cordic16	736	369	0	0
SPWM_Cordic12	652	351	0	0
SPWM_X2	305	260	0	0

4. Testy systemu

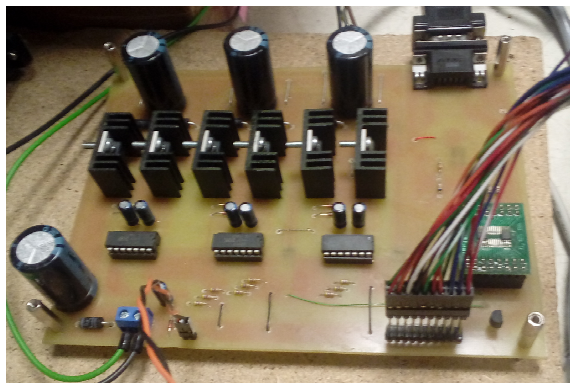
Aby porównać wpływ zastosowanych algorytmów komutacji elektronicznej zaimplementowano sterownik pozycyjny bazujący na regulatorze PI wykorzystujący kolejno bloki sprzętowe elektronicznej komutacji: SPWM-Cordic16, SPWM-Cordic12 oraz SPWM-X2. Obliczone wypełnienia sygnałów PWM podawane są następnie na zaimplementowany sprzętowy moduł modulacji sterujący pracą tranzystorów w stopniu mocy. Do wyznaczenia pozycji magnesów trwałych względem uzwojeń stojana wykorzystywany jest moduł obsługi enkodera inkrementalnego. Na jego wyjściu poza odczytem położenia kąta mechanicznego można odczytać wartość tzw. kąta elektrycznego, koniecznego dla prawidłowej pracy układu sterowania. Schemat blokowy zaimplementowanego sterownika przedstawia rysunek 6. Testy mają na celu wykazać jak dokładność wyznaczania funkcji trygonometrycznych oraz aproksymacja wielomianem wpływa na pracę napędu oraz osiągnięte błędy pozycji sterownika.



Rys. 6. Schemat sterownika pozycyjnego

4.1. Platforma sprzętowa

Jako platformę sprzętową do budowy sterownika pozycyjnego silnika synchronicznego wykorzystano płytę edukacyjno-rozwojową DE2 115 firmy Terrasic. Głównym jej elementem jest układ FPGA firmy Altera z rodziny Cyclone IV [9].



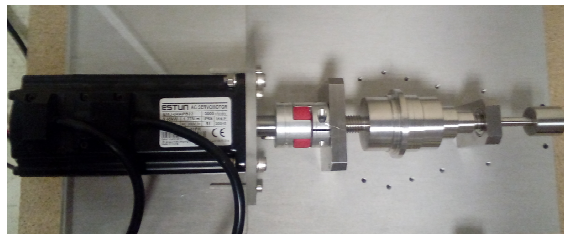
Rys. 7. Prototypowy stopień mocy sterownika

Pojemność ponad stu tysięcy elementów logicznych oraz dostępność układów peryferyjnych do komunikacji zarówno z użytkownikiem jak i z podzespołami projektowanego sterownika pozwala na zbudowanie dedykowanej architektury sprzętowo-programowej oraz elementów pomocniczych. Jako stopień mocy zaprojektowano i wykonano prototyp sterownika opartego na tranzystorach typu Power MOSFET o prądzie nominalnym 15 A i chwilowym 30 A widoczny na rys. 7. Zastosowano tranzystory unipolarne z kanałem typu N przeznaczone do przenoszenia małych i średnich mocy. Głównymi zaletami tego typu tranzystorów są łatwość sterowania, szerokie pasmo, duża szybkość przełączania oraz wysoka sprawność [8]. Częstotliwość próbkowania sterownika oraz częstotliwość modulacji PWM wynosiła 10 kHz, a napięcie znamionowe 60 VDC. Dodatkowe moduły stopnia mocy pozwalały na: standaryzację napięć szyny danych enkodera inkrementalnego oraz układów do pomiaru prądu w fazach silnika, obsługę portów przeznaczonych do komunikacji z zewnętrznymi układami peryferyjnymi oraz zasilanie układów logicznych i elementów przełączających.

4.2. Układ testowy

Do celów testowych wybrano napęd typu PMSM (*ang. Permanent Magnet Synchronous Motor*) czyli silnik synchroniczny o sinusoidalnym rozkładzie strumienia magnetycznego firmy ESTUN, wraz z obciążeniem bezwład-

nościowym z formie wału ze sprzęgłem prze-
gubowym o całkowitej bezwładności ok.
130 kg·mm². Stanowisko widoczne jest na ry-
sunku 8.

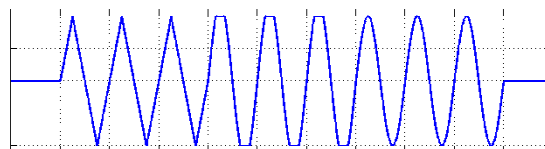


Rys. 8. Układ pomiarowy: silnik z obciążeniem bezwładnościowym

Napęd EMJ-04APB o mocy 400 W oraz prędkości maksymalnej 3000 obr/min przeznaczony jest do stosowania w aplikacjach automatyki przemysłowej oraz robotyki. Wyposażony jest w czujnik położenia wału w postaci enkodera inkrementalnego z indeksem generującego 2500 imp/obr., co pozwala na uzyskanie rozdzielczości 10 000 impulsów na obrót mechaniczny.

4.3. Trajektoria testowa

W celu przeprowadzenia badań eksperymentalnych opracowano trajektorię testową dla sterownika. Każdy z fragmentów trajektorii składa się z trzech okresów, danego przebiegu. Trajektoria widoczna na rys. 9 dobrze testuje zarówno stany statyczne, jak i przejściowe o różnej dynamice.



Rys. 9. Trajektoria testowa

Trajektoria testowa składa się z czterech części o regulowanym amplitudzie oraz częstotliwości:

Const – utrzymanie zerowej wartości zadanej: pozwala na ustabilizowanie trajektorii przed przejściem to testów śledzenia wartości zadanej oraz wyznaczenie błędów utrzymania pozycji.

Saw – przebieg piłokształtny: fragment trajektorii o najbardziej dynamicznym charakterze, składająca się z odcinków prostych o gwałtownych nawrotach. Wszystkie pochodne tego fragmentu przebiegu są nieciągłe, a dzięki dynamicznym nawrotom dobrze testują układ sterowania.

SinSat – przebieg o kształcie sinusoidalnym z nasyceniem: to przebieg sinusoidalny o amplitudzie 120% amplitudy zadanej poddany saturacji do wartości 100%. Dzięki fragmentom o łagodnym charakterze oraz dynamicznym przejściu do fazy statycznej utrzymania wartości zadanej jest najbardziej zbliżona to trajektorii rzeczywistych np. zadawanych z generatorów trajektorii.

Sin – przebieg o kształcie sinusoidalnym: trzy okresy trajektorii o najbardziej łagodnym charakterze. Ten fragment przebiegu posiada ciągłość wszystkich pochodnych oraz pozwala na wyznaczenie minimalnych wartości błędów śledzenia trajektorii dla zadanej amplitudy oraz okresu.

5. Wyniki testów

Testy przeprowadzono wykonując pięć przejazdów testowych dla każdego z zaimplementowanych systemów, aby zbadać również powtarzalność otrzymanych wyników. Porównanie wpływu algorytmów komutacji na błędy średnie i maksymalne dla każdego z zarejestrowanych przejazdów przedstawia tabela 3. W przypadku odcinka mającego na celu utrzymanie zadanego położenia wszystkie metody komutacji pozwoliły na uzyskanie znikomych wartości błędów zarówno maksymalnych, jak i średnich. Było to wynikiem zastosowania regulatora typu PI. Dla pozostałej części przebiegów śledzenia zadanej trajektorii systemy wykorzystujące w algorytmach komutacji aproksymację oraz obliczające funkcje trygonometryczne z dokładnością 12-bitów dawały zbliżone wyniki. Wykorzystanie algorytmów z dokładnością obliczeniową 16-bitów przełożyło się na zmniejszenie błędów średnich w granicach około 30-50 procent. Na błędy maksymalne ten wpływ był znacznie mniejszy i poprawa wynosiła około 3-5%.

Na rysunku 9 przedstawiona jest trajektoria testowa oraz funkcje błędów dla zastosowanych algorytmów komutacji.

Tabela 3. Porównanie wpływu algorytmu komutacji na błędy średnie i maksymalne

Lp.	Odcinek Const		Odcinek Saw		Odcinek Sin-Sat		Odcinek Sin	
	Mean ⁽¹⁾	Max ⁽²⁾	Mean ⁽¹⁾	Max ⁽²⁾	Mean ⁽¹⁾	Max ⁽²⁾	Mean ⁽¹⁾	Max ⁽²⁾
SPWM_Cordic16								
1.	0.011	1	20.895	551	21.104	321	17.818	95

2.	0.006	1	20.901	551	21.105	322	17.816	96
3.	0.000	0	20.899	551	21.106	322	17.810	96
4.	0.006	1	20.908	551	21.077	322	17.811	95
5.	0.006	1	20.931	550	21.088	322	17.802	97
SPWM_Cordic12								
6.	0.023	1	29.988	533	38.858	332	32.534	102
7.	0.014	1	29.836	533	38.996	332	32.633	102
8.	0.015	1	29.887	533	38.965	332	32.476	102
9.	0.025	1	29.623	533	38.532	332	32.497	102
10.	0.016	1	29.811	533	38.980	332	32.518	102
SPWM_X2								
11.	0.014	1	29.589	545	37.953	332	31.596	104
12.	0.000	0	29.615	545	37.932	332	31.581	104
13.	0.013	1	29.605	545	37.923	332	31.571	104
14.	0.008	1	29.619	545	37.921	332	31.571	104
15.	0.015	1	29.640	545	37.910	332	31.564	103

⁽¹⁾ Błąd średni liczony jako średnia z wartości bezwzględnej funkcji błędu.

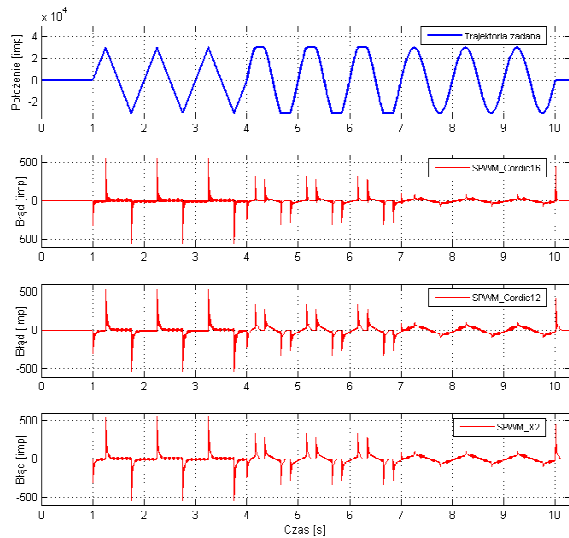
⁽²⁾ Błąd maksymalny liczony jako wartość maksymalna z wartości bezwzględnej funkcji błędu.

6. Wnioski

Wszystkie testowane moduły elektronicznej komutacji pozwalają na zaimplementowanie poprawnie działającego sterownika pozycyjnego dla napędu bezpośredniego.

Wpływ zastosowanej metody wyznaczania wartości funkcji trygonometrycznej ma niewielki wpływ na osiągnięte wartości maksymalne błędów, natomiast w przypadku błędów średnich najlepsze odwzorowanie trajektorii uzyskał sterownik bazujący na komutacji z wartościami funkcji trygonometrycznych obliczanych za pomocą algorytmu CORDIC z dokładnością 16-bitową. W przypadku dokładności 12-bitowej oraz aproksymacji wielomianem drugiego stopnia wartości błędów średnich różniły się nieznacznie.

Zastosowanie aproksymacji pozwala na znaczną oszczędność zasobów sprzętowych układu FPGA (około 50%) jak pokazuje tabela 2, nie pogarszając przy tym w dużym stopniu uzyskiwanych wyników. Otwiera to możliwość implementacji kilku sterowników dla napędów bezpośrednich małej i średniej mocy na jednym układzie fizycznym.



Rys. 10. Przebiegi funkcji błędów

7. Literatura

- [1]. A. Bodora, T. Biskup, A. Domoracki, H. Kołodziej: "Mikroprocesorowy system sterowania napędu z silnikami prądu stałego bezszczotkowymi sterowanymi sinusoidalnie", *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, nr 74, str. 19 -23, 2006.
- [2]. B. Li, Ch. Wang: "Comparative Analysis on PMSM Control System Based on SPWM and SVPWM", *IEEE*, ISBN 978-1-4673-9714-1, 2016.
- [3]. A. Belkhein, M. Belkhein, S. Aoughellanet, A. Rabhi: "FPGA based Control of a PWM Inverter by the Third Harmonic Injection Technique for Maximizing DC Bus Utilization", *IEEE*, ISBN 978-1-4799-8212-7, 2015.
- [4]. SVM - Space Vector Modulation. Dostępny: <http://electrotech4u.blogspot.com/2011/07/implementation-of-space-vector.html> (16.02.2017).
- [5]. Z. B. Ibrahim, Md. L. Hossain, I. B. Bugis, N. M. N. Mahadi, A. Shukri, A. Hasim: "Simulation In-

vestigation of SPWM, THIPWM and SVPWM Techniques for Three Phase Voltage Source Inverter" *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, Vol. 4, No. 2, str. 223-232, 2014.

[6]. T. Vladimirova and H. Tiggeler: "FPGA Implementation of Sine and Cosine Generators Using the CORDIC Algorithm", Surrey Space Centre University of Surrey.

[7]. Z. Navabi: "Digital Design and Implementation with Field Programmable Devices" *Springer Science*, ISBN:1-4020-8011-5, str. 229-245, 2005

[8]. R. Barlik, M. Nowak: "Poradnik inżyniera energoelektronika" *Wydawnictwo Naukowe PWN* ISBN: 978-83-01-18550-3, 2016

[9]. Altera: <http://www.altera.com>, 2017-01-15.

Autorzy

mgr inż. Grzegorz Góra; Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków ggora@agh.edu.pl;

dr inż. Grzegorz Karpień; Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków gkarpień@agh.edu.pl;

mgr inż. Piotr Mars; Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków mars@agh.edu.pl;

Radosław Sitek; Energylandia, al. 3 Maja 2 32-640 Zator; radoslawsitek@wp.pl

Marek Goczał; Energylandia, al. 3 Maja 2 32-640 Zator; marek@energy2000.pl