

Falownik trójfazowy ze zmiennym algorytmem sterowania

Three-phase inverter with variable control algorithm

Grzegorz Szerszeń^{1, A-C, I} , Damian Zygałdo^{D, E, G, H}

¹ Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa w Tarnowie, ul. Mickiewicza 8, 33-100 Tarnów, Polska

Artykuł oryginalny

Abstrakt

W pracy przedstawiono budowę trójfazowego przemiennika częstotliwości z możliwością wyboru typu modulacji PWM oraz płynną zmianą częstotliwości sygnału modulowanego. W praktyczny sposób zrealizowano różne algorytmy sterowania falownika w tym samym układzie sprzętowym z wykorzystaniem procesora STM ARM Cortex M3. Zastosowanie modulacji THIPWM pozwoliło zmniejszyć zawartość harmonicznych w sygnale wyjściowym i efektywnie wykorzystać możliwości źródła zasilania. Układ posiada możliwość wyboru jednego z dwóch algorytmów sterowania skalarnego, z opcją kompensacji wpływu rezystancji stojana na moment obrotowy wału silnika w początkowym zakresie charakterystyki sterowania liniowego przy stałym stosunku napięcia do częstotliwości. Badania potwierdziły, że najkorzystniejszym typem modulacji PWM w tym układzie jest modulacja jednobiegunowa dwubrzegowa. Wykorzystanie metody THIPWM, skutkowało zyskiem amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego dla trójfazowego trybu pracy falownika względem metody SPWM. Uzyskano także odpowiednią precyzję kroku regulacji częstotliwości, a rezultaty badań potwierdziły funkcjonalność przemiennika.

Abstract

The paper presents the construction of a three-phase frequency converter with the possibility of choosing the type of PWM modulation and a smooth change of the frequency of the modulated signal. In a practical way, various inverter control algorithms were implemented in the same hardware system using the STM ARM Cortex M3 processor. The use of THIPWM modulation allowed to reduce the harmonic content in the output signal and effectively use the possibilities of the power source. The system can choose one of two scalar control algorithms, with the option of compensation for the influence of the stator resistance on the motor shaft torque in the initial range of the linear control characteristic at a constant voltage to frequency ratio. The research confirmed that the most advantageous type of PWM in this system is unipolar double-edge modulation. The use of the THIPWM method resulted in a gain in the amplitude of the fundamental harmonic of the output voltage for the three-phase inverter operation mode compared to the SPWM method. The appropriate precision of the frequency control step was also obtained, and the test results confirmed the functionality of the converter.

Słowa kluczowe

- przemiennik częstotliwości
- falownik
- modulacja PWM
- sterowanie skalarnie

Wkład autorów

A – koncepcja pracy
B – metodologia
C – analiza formalna
D – oprogramowanie
E – przeprowadzenie badań
F – ochrona danych
G – wizualizacja
H – pisanie – przygotowanie wersji wstępnej
I – redakcja i rewizja

Korespondencja

Grzegorz Szerszeń

e-mail: g_szerszen@pwszstar.edu.pl
Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa
w Tarnowie
Wydział Politechniczny
Katedra Elektroniki, Telekomunikacji
i Mechatroniki
ul. Mickiewicza 8
33-100 Tarnów, Poland

Informacje o artykule

Historia artykułu (Article history)

- Otrzymano (Received):
2021-12-14
- Zaakceptowano (Accepted):
2021-12-29
- Opublikowano (Published):
2021-12-29

Wydawca (Publisher)

Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa
w Tarnowie
(University of Applied Sciences in Tarnow)
ul. Mickiewicza 8, 33-100 Tarnow, Poland

Licencja (User license)

© by Author. This work is licensed under
a Creative Commons Attribution 4.0
International License CC-BY-SA.

Finansowanie (Financing)

Badania nie zostały sfinansowane z grantów
pochodzących ze środków publicznych,
organizacji komercyjnych lub non-profit.

Konflikt interesów (Conflict of interest)

Nie zadeklarowano konfliktu interesów.

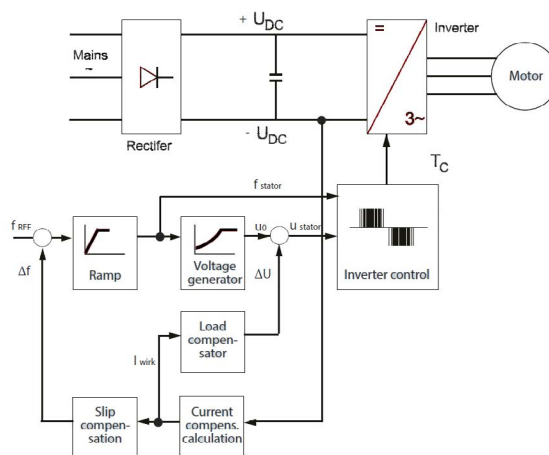
Wstęp

Rosnący trend zapotrzebowania na energię elektryczną w skali świata oraz usytuowanie urządzenia energoelektronicznego pomiędzy źródłem, a odbiornikiem tej energii wyznacza główny cel współczesnej energoelektroniki, którym jest minimalizacja mocy strat przetwarzania, sterowania i dopasowania parametrów energii elektrycznej [1], [2]. Szeroko wykorzystywane są techniki mikroprocesorowe dla uzyskania kontroli nad pracą sterowanych łączników energoelektronicznych. Zastosowanie odpowiednich algorytmów sterowania pozwala na konstruowanie falowników o dużej sprawności i małej zawartości wyższych harmonicznych napięcia wyjściowego [3]. Jako łączniki powszechnie stosowane są tranzystory polowe z izolowaną bramką (MOS) lub tranzystory bipolarnie z izolowaną bramką (IGBT). Szeroka dostępność procesorów z rodziny ARM daje możliwość zastosowania ich w takich urządzeniach jak falowniki. Postęp w dziedzinie zastosowania odnawialnych źródeł energii sprawia, że obserwuje się rozwój w dziedzinie przemienników częstotliwości. W artykule zaprezentowano sposób realizacji części programowej algorytmu sterowania skalarnego z zastosowaniem modulacji szerokości impulsów (PWM) z wykorzystaniem popularnego procesora STM32F103C8T6. Wykonany falownik posiada możliwość modyfikacji szeregu predefiniowanych parametrów napięcia wyjściowego, dzięki temu można sprawdzić ich wpływ na pracę asynchronicznego indukcyjnego silnika klatkowego.

Konstrukcja falownika

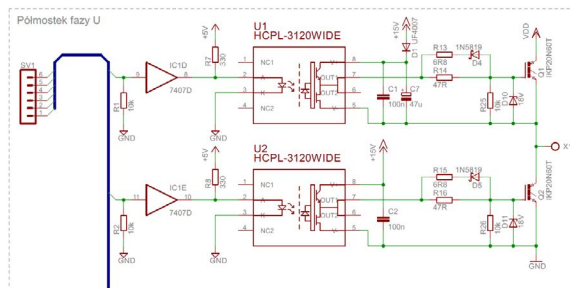
Zbudowany przemiennik częstotliwości posiada następujące parametry:

- Współpraca z silnikiem jednofazowym bądź trójfazowym.
- Możliwość wyboru typu modulacji PWM (dwubiegunowa, jednobiegunowa, jednobrzegowa, dwubrzegowa).
- Zmiana częstotliwości sygnału modulowanego.
- Realizacja algorytmu sterowania skalarnego $U/f = \text{const}$ lub $U/f^2 = \text{const}$.
- Opcja kompensacji wpływu rezystancji stojana na moment obrotowy wału silnika w początkowym zakresie charakterystyki sterowania liniowego $U/f = \text{const}$.
- Precyzja kroku częstotliwości na poziomie 0,1 Hz.
- Określenie liczby próbek sygnału modulującego przypadających na okres generowanego przebiegu.
- Wybór metody modulacji SPWM lub THIPWM.
- Pomiar wartości skutecznej prądu fazowego silnika (True RMS).
- Zastosowanie izolacji galwanicznej.



Rysunek 1. Schemat blokowy przemiennika z obwodem pośredniczącym (na podstawie rys. 3.24 w [4])

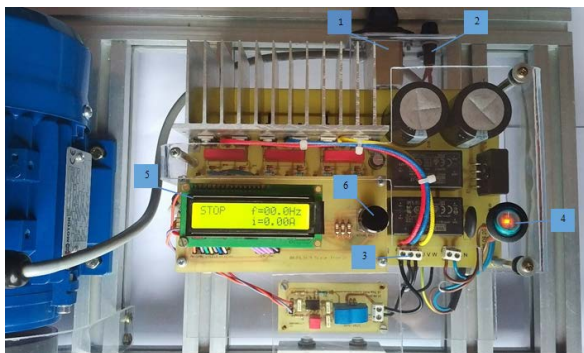
Ogólna konstrukcja przemiennika częstotliwości ze sterowaniem skalarnym z kompensacją, została przedstawiona w postaci schematu blokowego (rysunek 1). Budowa bloku falownika składa się z trzech identycznych półmostków. Każdy z nich zawiera parę tranzystorów IGBT typu IKP20N60T, driverów z optoizolacją wejść HCNW3120 oraz buforów nieodwracających z otwartym drenem, serii 7407 (rysunek 2).



Rysunek 2. Schemat półmostka pierwszej fazy bloku falownika

Sposób polaryzowania diod wejściowych driverów, jest zalecanym przez producenta rozwiązaniem, mającym na celu zminimalizowanie wpływu zakłóceń elektromagnetycznych na przypadkowe przełączenia stanu wyjścia układu. Rezystor ograniczający prąd diody w kierunku przewodzenia (R7, R8) dobrano, tak aby nie przekroczyć granicznego prądu wpływającego do bufora (100 mA zgodnie z notą katalogową), a jednocześnie zapewnić właściwą wartość prądu polaryzującego wejścia driverów (od 10 mA do 16 mA). Prąd ten dla rezystora o wartości 330 Ω wynosi 10,3 mA (napięcia

przewodzenia diody 1,6 V na podstawie noty katalogowej), natomiast gdy wszystkie wejścia sterujące falownika są w stanie niskim (złącze SV1), to łączny prąd wpływający do bufora ma wartość około 90 mA. Zastosowane tranzystory IGBT posiadają kanał typu N, więc doysterowania górnych kluczy konieczny jest obwód bootstrap (D1 i C7). Jego zadaniem jest przesunięcie napięcia, które doprowadzane jest do bramki tranzystora, ponad napięcie występujące na jego drenie. Kondensator C7 musi zgromadzić taką ilość ładunku, aby mócysterować bramkę i podtrzymać zasilanie drivera.



Rysunek 3. Przemiennik częstotliwości

1 – złącze zasilania 230 V, 2 – bezpiecznik 6,3 A, 3 – złącze podłączenia silnika, 4 – włącznik zasilania, 5 – alfanumeryczny wyświetlacz LCD, 6 – enkoder inkrementalny z wbudowanym przyciskiem akceptacji

Sterowanie PWM

Jedną z technik kształtowania wartości i przebiegu czasowego napięcia wyjściowego falownika polega na zastosowaniu modulacji szerokości impulsów (PWM). Rozwiązanie to jest często stosowane ponieważ cechuje się korzystną redukcją niepożądanych harmonicznych napięcia wyjściowego oraz prądu wejściowego przemiennika częstotliwości [5]. Sygnały sterujące kluczami półprzewodnikowymi falownika, dla tego rodzaju modulacji, można wyznaczyć następującymi metodami; porównaniu sygnałów pomocniczych, nadajnym kształtowaniu prądu wyjściowego, modulacji „sigma-delta”, wyliczaniu kątów przełączeń przy wykorzystaniu wybranego kryterium optymalizacji lub eliminacji wybranych harmonicznych. Dalsza część opisu dotyczy będzie pierwszej z wymienionych metod, ponieważ ta została zaimplementowana w prototypie [6]. Porównanie sygnałów pomocniczych sprowadza się do wytworzenia sygnałów:

- Modulowanego s_1 o częstotliwości f_1 i amplitudzie A .
- Modulującego s_2 o częstotliwości f_2 i amplitudzie B , które zostają doprowadzone do komparatora.

Rezultat porównania jest funkcją stanów przewodzenia łączników. Znając wielkości charakteryzujące oba sygnały wyznacza się:

- Stosunek częstotliwości

$$p = \frac{f_1}{f_2} \quad (3.1)$$

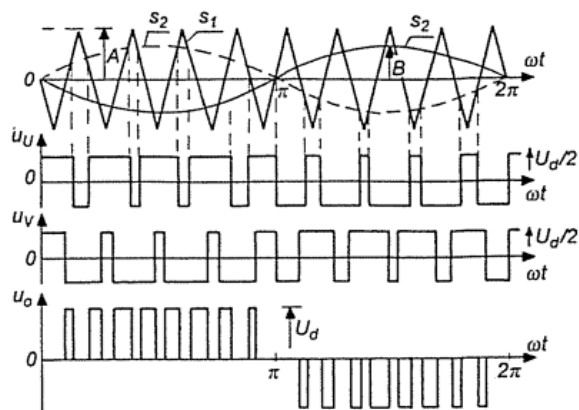
- Głębokość modulacji

$$m = \frac{B}{A} \quad (3.2)$$

Zależności 3.1 i 3.2 wraz z kształtem porównywanych sygnałów mają wpływ na widmo częstotliwościowe napięcia wyjściowego falownika. Przebieg sygnału s_1 ma kształt trójkątny bądź piłokształtny (liniowa zmiana wartości w czasie) i częstotliwość wielokrotnie większą od sygnału s_2 , który najczęściej zmienia się w sposób sinusoidalny, sinusoidalny odkształcony lub trapezowy. Modulacje PWM oparte na porównaniu sygnałów pomocniczych można podzielić na trzy grupy pod względem sposobu określenia wartości sygnału modulującego w chwili porównania (rysunek 4) [7]:

- NPWM (ang. *Natural Sampled PWM*);
- UPWM (ang. *Uniform Sampled PWM*);
- PNPWM (ang. *Pseudo-Natural PWM*) lub LPWM (ang. *Linearized PWM*).

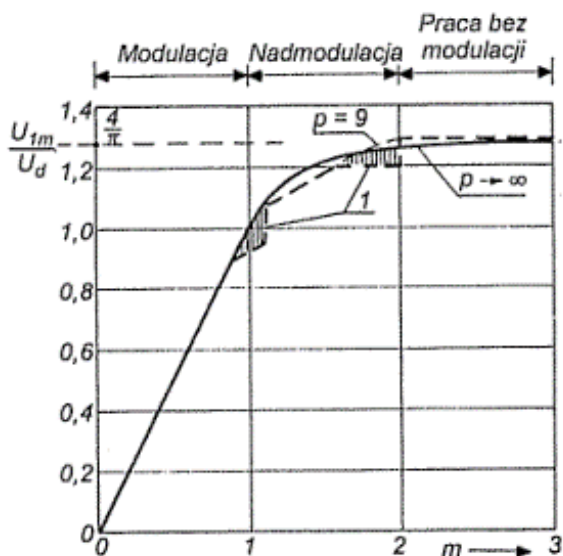
Pod względem wierności odwzorowania podstawowej harmonicznej modulującego sygnału najlepszym rezultatem cechuje się modulacja NPWM, jednak nie jest możliwa do realizacji w oparciu o układy cyfrowe. Sygnał modulujący dla cyfrowych rozwiązań jest aproksymowany przez przebieg schodkowy (UPWM) albo linearyzowany (PNPWM) [7]. Zarówno w przypadku modulacji dwubiegunowej, jak i jednobiegunowej wykorzystywane, do sterowania łącznikami, są dwa sygnały będące wynikiem porównania (jedna faza napięcia). W modulacji jednobiegunowej w celu wytworzenia drugiego sygnału porównania stosowany jest dodatkowo odwrócony w fazie sygnał modulujący, który następnie porównywany jest z sygnałem modulowanym (rysunek 4).



Rysunek 4. Modulacja jednobiegunowa [5]

Zaletą tego rozwiązania jest dwukrotnie większa częstotliwość napięcia wyjściowego falownika względem modulacji dwubiegunowej (przy tej samej częstotliwości przebiegu modulowanego).

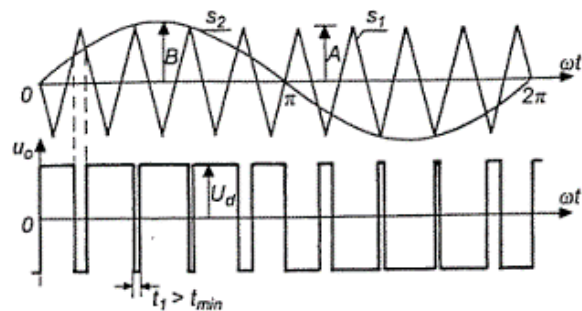
Analiza zakresu modulacji charakterystyki sterowania falownika jednofazowego (rysunek 5) pozwala stwierdzić, że amplituda sygnału modulującego B ma bezpośrednie przełożenie na amplitudę podstawowej harmonicznego napięcia wyjściowego falownika U_{1m} .



Rysunek 5. Charakterystyka sterowania jednofazowego falownika przy sinusoidalnej fali modulującej

$p = 9$, $p \rightarrow \infty$, 1 – odkształcenia spowodowane eliminacją impulsów krótszych od t_{min} i ich standaryzacją [5].

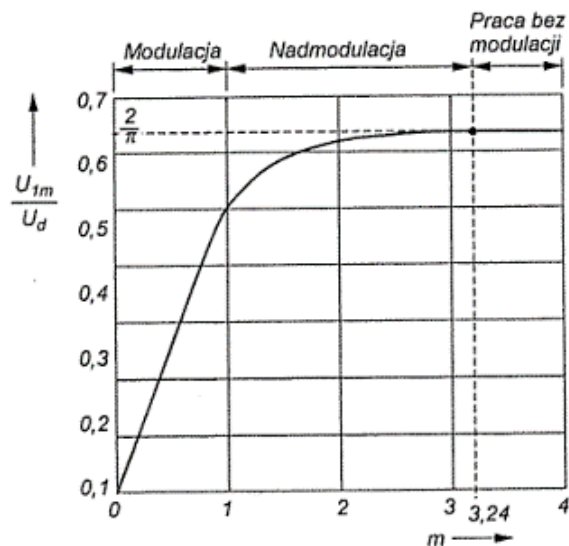
Rzeczywiste półprzewodnikowe łączniki falownika wymagają wpływu ustalonego czasu t_{min} (czas martwy [ang. *Dead Time*]) zapewniającego prawidłowy przebieg procesów komutacyjnych. Zwiększenie współczynnika modulacji do wartości zbliżonej do jedności bądź przejście w zakres nadmodulacji powoduje, że powstają impulsy sterujące kluczami falownika, o czasie trwania mniejszym od t_{min} , które należy eliminować (rysunek 6) [5]. Ich eliminacja prowadzi do odkształceń charakterystyki sterowania (rysunek 5). Największa wartość stosunku U_{1m}/U_d osiągana jest w zakresie pracy bez modulacji. Kształt przebiegu wyjściowego napięcia falownika przyjmuje wtedy formę fali prostokątnej o wypełnieniu 50%. Przeprowadzając analizę Fouriera sygnału prostokątnego, można wykazać, że amplituda podstawowej harmonicznego osiąga wartość $U_{1m} = (4/\pi)U_d$ [5]. Znaczącą wadą pracy w tym zakresie jest utrata informacji w sygnale wyjściowym o chwilowej wartości sygnału modulującego.



Rysunek 6. Krótkie impulsy

$t_1 > t_{min}$ napięcia u_o przy $m \approx 1$ i $p = 9$ [5].

Zastosowanie jako sygnału modulującego trzech sygnałów przesuniętych w fazie względem siebie o kąt $2\pi/3$ pozwala uzyskać sygnały sterujące trójfazowym mostkiem falownika.



Rysunek 7. Charakterystyka sterowania falownika trójfazowego przy sinusoidalnej fali modulującej, $p = 15$ [5]

Amplituda podstawowej harmonicznego napięcia fazowego w zakresie modulacji charakterystyki sterowania wynosi $U_{1m} = mU_d/2$, a po wejściu w obszar pracy bez modulacji osiąga $U_{1m} = 2U_d/\pi$ (rysunek 7). Składowe harmonicznego napięcia wyjściowego, będące wielokrotnością liczby 3, są eliminowane, gdy silnik pracuje bez dołączonego przewodu neutralnego ($U_d/2$) [5]. Porównując właściwości różnych metod modulacji (np. wpływ na charakterystykę sterowania) stosuje się parametr nazywany współczynnikiem wykorzystania napięcia (stałe napięcia układu pośredniego) wejściowego falownika lub indeksem modulacji m . Współczynnik wyznaczany jest jako stosunek największej amplitudy

podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika dla danej metody modulacji U_{1mod} do amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego falownika przy pracy bez modulacji U_{1m} (kąąt przełączania $\lambda_L = \pi$) [5]:

$$m_m = \frac{U_{1mod}}{U_{1m}} \quad (3.3)$$

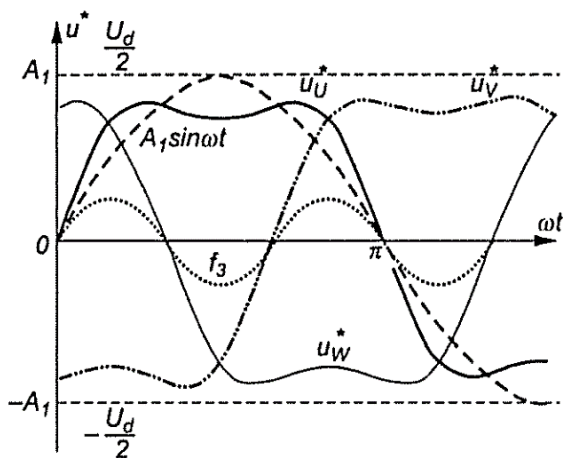
Wartość indeksu modulacji dla sinusoidalnej fali modulującej (modulacja sinusoidalna szerokości impulsów – SPWM) przy sterowaniu falownika trójfazowego wynosi:

$$m_m = \frac{\frac{U_d}{2}}{\frac{2U_d}{\pi}} = \frac{\pi}{4} \approx 0,785 \quad (3.4)$$

Wynik ten można poprawić poprzez zastosowanie sygnału modulującego będącego sumą fali sinusoidalnej ze składową kolejności zerowej określaną względem harmonicznej podstawowej. Dodatkowa funkcja zazwyczaj jest trzecią harmoniczną (rysunek 8) bądź sygnałem prostokątnym. Ogólnie można zapisać następujący wzór opisujący fałę modulującą:

$$s_2 = A_1 \sin(\omega t) + f_3(3\omega t) \quad (3.5)$$

Amplituda f_3 powinna stanowić od 1/6 do 1/4 wartości amplitudy A_1 . Efekt operacji skutkuje indeksem modulacji wynoszącym $m_m = 0,882$ dla trzeciej harmonicznej. Największa możliwa do uzyskania wartość wskaźnika to $m_m = 0,907$ osiągana dla funkcji nieciągłych [5]. Metoda ta ma zastosowanie gdy uzwojenia silnika są połączone w gwiazdę (bez przewodu neutralnego) bądź trójkąt. Fazy podstawowych harmonicznych napięcia trójfazowego są przesunięte wzajemnie o $2\pi/3$, natomiast fazy dodanych trzecich harmonicznych zgodne, więc napięcie międzyfazowe (różnica napięć fazowych) nie zawiera wprowadzonej wyższej harmonicznej.



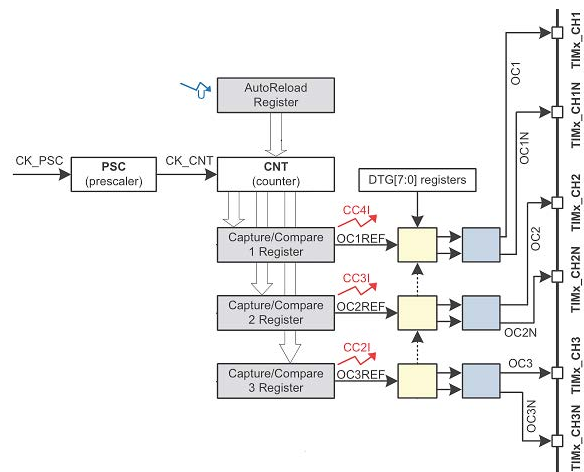
Rysunek 8. Odształcone sinusoidy napięcia wyjściowego falownika i składowe funkcje sygnału modulującego [5]

Implementacja wybranych technik sterowania

Zaprezentowane w rozdziale 3 sposoby realizacji sterowania, zostały praktycznie zastosowane w układzie falownika. W dalszej części szczegółowo omówiono sposób wykorzystania zasobów mikroprocesora do realizacji poszczególnych zadań.

Generowanie sygnałów sterujących blok falownika

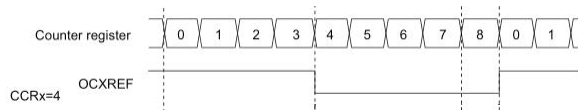
Sygnały pośrednio sterujące tranzystorami IGBT, będącymi głównym elementem bloku falownika, powstają w układzie licznika TIM1 skonfigurowanego do trybu pracy modulatora PWM. Mikrokontroler taktowany jest zewnętrznym rezonatorem kwarcowym o częstotliwości 8 MHz, którą zwielokrotniono do 64 MHz poprzez wykorzystanie wbudowanej pętli synchronizacji fazy (PLL).



Rysunek 9. Fragment schematu blokowego licznika TIM1 (na podstawie [8])

Uzyskano w ten sposób stabilny sygnał taktujący, umożliwiający precyzyjne odmierzanie czasu. Programowo informacje o wartości częstotliwości taktowania rdzenia zawarto w stałej symbolicznej CPU_FREQ. Impulsy CK_CNT o tej częstotliwości są zliczane przez 16-bitowy licznik TIM1. Wartość sygnału modulowanego odpowiada liczbie zliczonych impulsów przechowywanej w rejestrze CNT (rysunek 9).

Jeżeli licznik pracuje w trybie PWM z wyrównaniem do zbocza (ang. *edge-aligned mode*), to po osiągnięciu wartości rejestru przeładowania ARR, następuje przepełnienie i impulsy są zliczane od zera (rysunek 10).



Rysunek 10. Sygnał porównania OCxREF, dla licznika TIM1 pracującego w trybie modulatora PWM z wyrównaniem do zbrocza (zliczanie w górę)

ARR = 8, CCR = 4 (na podstawie [8]).

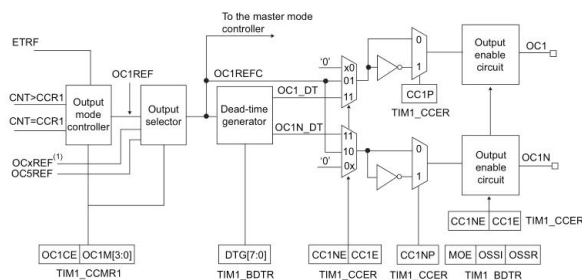
Tryb pracy PWM z wyrównaniem do środka (ang. *center-aligned mode*) umożliwia zliczanie symetryczne (rysunek 11).



Rysunek 11. Sygnał porównania OCxREF, dla licznika TIM1 pracującego w trybie modulatora PWM z wyrównaniem do środka

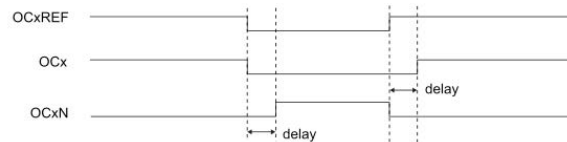
ARR = 8, CCR = 4 (na podstawie [8]).

Wymienione funkcjonalności zostały zastosowane w celu dostosowania kształtu sygnału modulowanego, odpowiednio dla modulacji jednobrzęgowej (fala piłokształtna) oraz dwubrzęgowej (fala trójkątna). Próbkę sygnału modulującego są wprowadzane do rejestrów porównania CCRx, a rezultat porównania to sygnał OCxREF (rysunek 9), który osiąga logiczną jedynkę gdy $CCR_x < CNT$ (rysunek 10, rysunek 11). Jedynie w przypadku modulacji dwubiegunowej i drugiego kanału licznika, ta relacja wygląda przeciwnie. Trzy pierwsze kanały wyjściowe licznika TIM1 oferują wbudowany blok generatora czasu martwego (DTG) oraz komplementarne pary wyjść OCx i OCxN (rysunek 12), użyte do sterowania półmostków w falowniku. Blok DTG umożliwia wprowadzenie opóźnienia pomiędzy zmianą stanu na wyjściach licznika (rysunek 13), aby uniknąć sytuacji, w jakiej oba tranzystory półmostka znalazłyby się w stanie przewodzenia.



Rysunek 12. Budowa pierwszego kanału wyjściowego licznika TIM1 [8]

To niekorzystne zjawisko występuje z powodu niezerowych czasów przełączania elementów mocy, uwarunkowanych głównie pojemnością bramki i skończoną wartością prądu jej sterownika (drivera). Zbyt duże opóźnienie skutkuje m.in. odkształceniem charakterystyki sterowania (rysunek 8). Ustawiono czas opóźnienia wartości $1 \mu s$, na podstawie pomiarów oscyloskopowych wykonanego prototypu.



Rysunek 13. Efekt wykorzystania bloku DTG – generatora czasu martwego [8]

Metody regulacji częstotliwości sygnałów modulowanego i modulującego

Częstotliwości sygnałów modulowanego i modulującego są regulowane przez dobór wartości, przy których nastąpi przepełnienie użytych liczników sprzętowych.

Regulacja częstotliwości sygnału modulowanego

Predefiniowane ustawienia częstotliwości kluczowania f_2 , ograniczają ten parametr do wartości minimalnej wynoszącej 2 kHz i maksymalnej 21 kHz. Najmniejsza częstotliwość przepełnień licznika, odpowiada największej wartości wpisanej do rejestru ARR. Konieczne jest oszacowanie czy ilość bitów tego rejestru pozwala na wprowadzenie odpowiedniej, granicznej liczby zliczonych impulsów. Częstotliwość zliczanych impulsów CK_CNT wynosi 64 MHz, zatem należy podzielić ją przez 32000, aby uzyskać ustawione 2 kHz. Obliczony wynik trzeba zmniejszyć o jeden, co wynika z faktu, że kolejny cykl pracy licznika rozpoczyna się nie w chwili osiągnięcia liczby zawartej w rejestrze przeładowania, lecz wraz z kolejnym impulsem (rysunek 10) [6]:

$$ARR = \frac{CK_CNT}{f_2} - 1 \quad (4.1)$$

Rejestry licznika TIM1 są 16-bitowe, więc obliczoną wartość można bezpiecznie zapisać w rejestrze ARR (Kod 1). Przedstawiona metoda ma zastosowanie wyłącznie przy wyborze modulacji jednobrzęgowej (UADS lub UBDS). Niezmieniona wartość rejestru ARR i symetryczne zliczanie impulsów, odpowiednie dla modulacji dwubrzęgowej (UADD lub UBDD), spowodowałoby, że

licznik osiągnąłby wartość początkową po czasie dwukrotnie dłuższym niż okres wynikający z zadanej częstotliwości sygnału modulowanego. Rozwiązaniem jest podzielenie przez dwa poprzednio obliczonej wartości (Kod 1):

$$ARR = \frac{CK_CNT}{2f_2} \quad (4.2)$$

Liczba impulsów wymagana aby licznik ponownie osiągnął stan wyjściowy, dla pracy symetrycznej, to dokładne podwojenie wartości z rejestru ARR (rysunek 11), dlatego od wyniku nie została odjęta jedynka [6].

```
if(settings.modulation == UADD || settings.modulation == UBDD)
{
    TIM1->CR1 |= TIM_CR1_CMS; // zliczanie symetryczne impulsów (modulacja dwubrzegowa)
    TIM1->ARR = (uint16_t)((CPU_FREQ / settings.sw_freq) / 2.0);
}
else
{
    TIM1->CR1 &= ~TIM_CR1_CMS; // zliczanie w górę impulsów (modulacja jednobrzegowa)
    TIM1->ARR = (uint16_t)(CPU_FREQ / settings.sw_freq - 1);
}
```

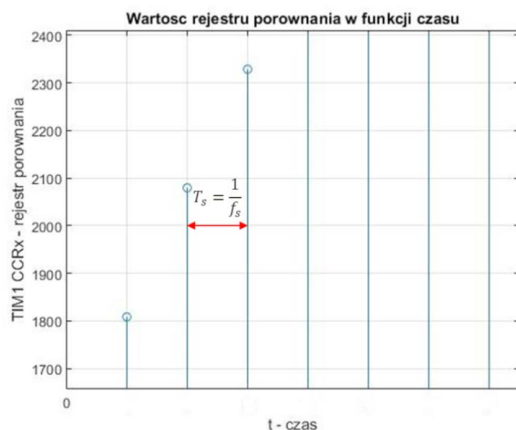
Kod 1. Fragment wspólny funkcji mode() oraz switching() określający częstotliwość sygnału modulowanego

Plik: functions.c

Regulacja częstotliwości sygnału modulującego

Zakładając że częstotliwość sygnału modulującego jest ustalona i wynosi f_1 , a liczba próbek tego sygnału to N , można określić częstotliwość f_s , z którą próbki zostaną przepisane z tablicy sin_tab[] do rejestru porównania CCRx licznika TIM1 (rysunek 14):

$$f_s = f_1 N \quad (4.3)$$



Rysunek 14. Wartość rejestru porównania CCRx licznika TIM1 w funkcji czasu

T_s – czas po którym zostanie wprowadzona kolejna próbka do rejestru.

Podstawiając zapisaną zależność (4.3) do wzoru (4.1), celem wyznaczenia wartości dla rejestru ARR licznika TIM3, którego zadaniem jest generowanie zdarzenia

przewodzącego do aktualizacji wartości w rejestrze CCRx licznika TIM1, otrzymuje się:

$$ARR = \frac{CK_CNT}{f_1 N} - 1 \quad (4.4)$$

Jednym z założeń projektu jest krok częstotliwości pracy wynoszący 0,1 Hz. Rejestr ARR dla $f_1 = 0,1$ Hz i najmniejszej możliwej do wprowadzenia liczbie próbek sygnału modulującego $N = 61$, musiałby mieć wartość ($CK_CNT = 64$ MHz, część całkowita wyniku):

$$ARR = \frac{CK_CNT}{f_1 N} - 1 = \frac{397515}{49,9 \cdot 361} - 1 = 21 \quad (4.5)$$

Licznik TIM3 i jego rejestry są 16-bitowe (zakres liczb naturalnych do 65535), więc wynik ten nie mógłby zostać wykorzystany. Użycie preskalera PSC do wstępnego, stałego podzielenia częstotliwości zliczanych impulsów, tak aby nie przekroczyć zakresu wartości rejestru ARR, prowadzi do utracenia informacji o małych różnicach częstotliwości modulującej. Gdy $CK_PSC = 64$ MHz, $PSC = 160$ to do rejestrów należy wpisać:

$$CK_CNT = \frac{CK_PSC}{PSC+1} = \frac{64 \cdot 10^6}{161} \approx 397,515 \text{ kHz} \quad (4.6)$$

$f_1 = 0,1$ Hz, $N = 61$:

$$ARR = \frac{CK_CNT}{f_1 N} - 1 = \frac{397515}{0,1 \cdot 61} - 1 = 65165 \quad (4.7)$$

$f_1 = 49,9$ Hz, $N = 361$:

$$ARR = \frac{CK_CNT}{f_1 N} - 1 = \frac{397515}{49,9 \cdot 361} - 1 = 21 \quad (4.8)$$

$f_1 = 50$ Hz, $N = 361$:

$$ARR = \frac{CK_CNT}{f_1 N} - 1 = \frac{397515}{50 \cdot 361} - 1 = 21 \quad (4.9)$$

Rozwiązaniem jest obliczenie optymalnej wartości preskalera PSC, jak i rejestru przeładowania ARR, dla każdej częstotliwości f_1 sygnału modulującego. Dobranie wartości PSC polega na określeniu ile razy wynik podzielenia częstotliwości zliczanych impulsów CK_PSC przez częstotliwość f_s aktualizowania rejestru CCRx jest większy od największej liczby, którą da się zapisać w rejestrze ARR:

$$PSC = \frac{CK_PSC}{65535 f_1 N} \quad (4.10)$$

Preskaler dzieli sygnał wejściowy CK_PSC przez liczbę wpisaną do jego rejestru PSC zwiększoną o jeden, co można zauważyć we wzorze (4.6). W efekcie sygnał po podzieleniu CK_CNT , może zostać użyty do wyznaczenia wartości dla rejestru ARR:

$$ARR = \frac{CK_CNT}{f_1 N} - 1 = \frac{CK_PSC}{(PSC+1) f_1 N} - 1 \quad (4.11)$$

Wyprowadzone zależności (4.10) i (4.11) są zastosowane do generowania żądań transferu DMA ze stabilizowanej wartości próbek funkcji modulującej `sin_tab[]`, do rejestrów CCRx licznika TIM1 (Kod 2).

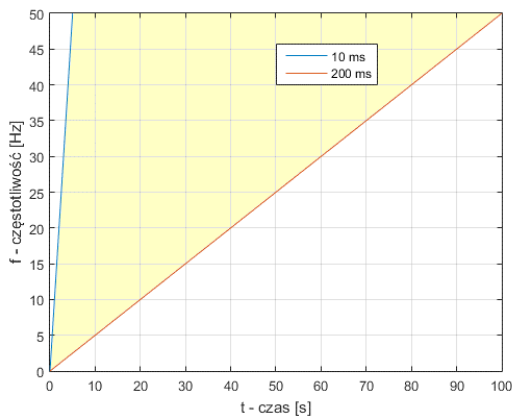
```
void nsr_config(float f)
{
    TIM3->PSC = (uint16_t)((float)CPU_FREQ / (65535.0 * (float)(settings.samples - 1) * f));
    TIM3->ARR = TIM3->CCR1 = TIM3->CCR3 = TIM3->CCR4 = (uint16_t)((float)CPU_FREQ /
    (float)((TIM3->PSC) + 1) / ((float)(settings.samples - 1) * (f))) - 1;
}
```

Kod 2. Funkcja `nsr_config()` konfiguruje licznik TIM3 do generowania żądań DMA

Plik: `functions.c`.

Wprowadzenie ograniczenia dynamiki zadanej częstotliwości

Minimalizację wpływu niekontrolowanych stanów przejściowych, uzyskano poprzez zastosowanie regulowanego ograniczenia szybkości dążenia do zadanej częstotliwości pracy przemiennika [6]. Regulacja polega na określeniu czasu, po którym nastąpi zmiana częstotliwości o wartość 0,1 Hz. Zakres regulacji to przedział wartości od 10 ms do 200 ms z krokiem 10 ms, umożliwiając dobrą właściwość, do obciążenia, nachylenia liniowej charakterystyki zmian częstotliwości pracy przemiennika w funkcji czasu (rysunek 15).



Rysunek 15. Charakterystyka dążenia do zadanej częstotliwości pracy

Przykład kroku co 10 ms i 200 ms, wraz z zaznaczeniem przedziału możliwych nastaw

Programowe rozwiązanie polega na sprawdzeniu, wewnątrz funkcji `main()`, stanu flagi `f_start` i wartości elementu tablicy `dd_base_10ms[8]`. Gdy flaga jest ustawiona, a element tablicy równy zero, to do tego

elementu przypisana zostaje wartość pola `settings.step_time` zawierającego informacje o czasie, po którym wprowadzona może zostać zmiana częstotliwości pracy urządzenia. Zastosowano kolejną tablicę `tmp_freq[]`, ponieważ w programie kilkakrotnie ma miejsce konieczność tymczasowego przechowywania częstotliwości sygnału modulującego. Jej element `tmp_freq[0]` zawiera nowo wprowadzoną wartość częstotliwości. Obliczając wartość bezwzględną z różnicy zadanej i aktualnej częstotliwości, a następnie sprawdzając czy jest ona większa od stałej symbolicznej `EPS_FREQ`, zostaje podjęta decyzja o zmianie częstotliwości bądź zablokowaniu wykonywania tego fragmentu kodu przez wyzerowanie flagi `f_start`. Stała symboliczna `EPS_FREQ` wynosi 0,01 Hz i jej użycie daje możliwość określenia czy dwie zmienne zmiennoprzecinkowe są równe sobie z zadaną precyzją (Kod 3) [6].

```
if(f_start && !dd_base_10ms[1]) // jeżeli wprowadzono nową wartość częstotliwości i upłynął
{ // ustawiony czas opóźnienia
    dd_base_10ms[1] = settings.step_time; // ustawienie wybranego czasu opóźnienia

    if(fabs(tmp_freq[0] - settings.freq) > EPS_FREQ) // jeżeli częstotliwości są różne
    { // jeżeli zadana wartość jest większa
        { tmp_freq[0] > settings.freq // jeżeli zadana wartość jest większa
            { settings.freq += 0.1; // zwiększenie aktualnej częstotliwości
            }
        }
        else // zmniejszenie aktualnej częstotliwości
        { settings.freq -= 0.1; // zmniejszenie aktualnej częstotliwości
        }
    }
    else // wyzerowanie flagi - osiągnięcie zadanej częstotliwości pracy
    { f_start = false;
    }
}
```

Kod 3. Fragment funkcji `main()` ograniczający szybkość dążenia do zadanej częstotliwości pracy

Plik: `main.c`.

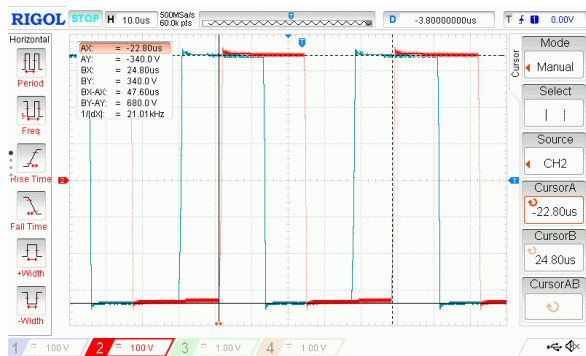
Analiza wyników

Przemiennik częstotliwości dokładnie sprawdzono, pod kątem weryfikacji spełnienia założeń projektowych. Pomiar i wnioski zawarto w ramach opisywanego rozdziału.

Przebieg napięcia wyjściowego dla modulacji dwubiegunowych

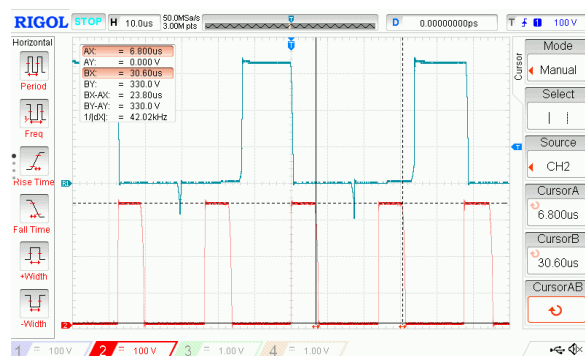
Wyjściowe napięcie falownika jest bezpośrednio związane z zastosowanym rodzajem modulacji. Modulacje dwubiegunowe cechują się dwoma stanami wyjściowymi (rysunek 16).

Wykonano demodulację dołączając dolnoprzepustowy filtr LC, którego częstotliwość graniczna wynosi $f_g \approx 2,05$ kHz (rysunek 17). Tłumienie sygnału modulowanego, to -40 dB.



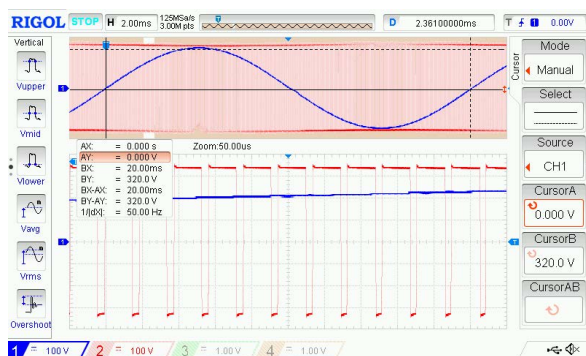
Rysunek 16. Porównanie wyjściowego różnicowego napięcia falownika

Tryb pracy jednofazowy, modulacje SPWM: UADS (kanał 2) i UADD (przebieg referencyjny), $f_1 = 21 \text{ kHz}$, $f_2 = 50 \text{ Hz}$, $N = 360$.



Rysunek 18. Porównanie wyjściowego różnicowego napięcia falownika

Tryb pracy jednofazowy, modulacje SPWM: UBDS (kanał 2) i UBDD (przebieg referencyjny), $f_1 = 21 \text{ kHz}$, $f_2 = 50 \text{ Hz}$, $N = 360$.



Rysunek 17. Wyjściowe różnicowe napięcia falownika przed (kanał 2) i po (kanał 1) filtrze dolnoprzepustowym

Tryb pracy jednofazowy, modulacja SPWM: UADD, $f_1 = 21 \text{ kHz}$, $f_2 = 50 \text{ Hz}$, $N = 360$.



Rysunek 19. Wyjściowe różnicowe napięcia falownika przed (kanał 2) i po (kanał 1) filtrze dolnoprzepustowym

Tryb pracy jednofazowy, modulacja SPWM: UBDD, $f_1 = 21 \text{ kHz}$, $f_2 = 50 \text{ Hz}$, $N = 360$.

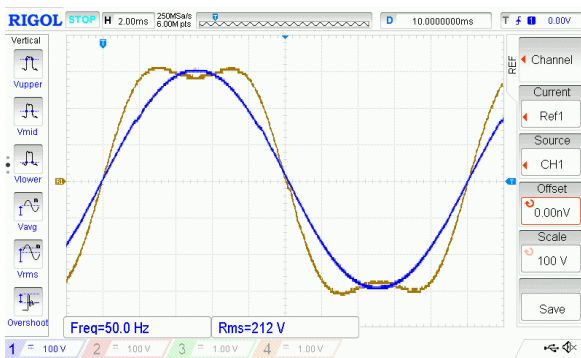
Przebieg napięcia wyjściowego dla modulacji jednobiegunowych

Impulsy napięcia wyjściowego, po wybraniu opcji modulacji jednobiegunowej, przyjmują wartości dodatnie lub ujemne, w zależności od aktualnego znaku półfali sygnału modulującego. Warto podkreślić, że dla modulacji UBDS i UBDD częstotliwość sygnału modulowanego, na załączonym oscylogramie, jest niezmienna (21 kHz), acz częstotliwość napięcia wyjściowego po wyborze tej drugiej ma podwójną wartość (42 kHz). Szpilki napięcia widoczne na przebiegu referencyjnym, wynikają z czasu martwego (1 μs) obecnego podczas momentu przełączenia tranzystorów w obu półmostkach (rysunek 18). Wynik demodulacji przedstawiono na rysunku 19.

Rezultat stosowania modulacji THIPWM na tle SPWM

Wybierając modulację THIPWM, można uruchomić przemiennik w trybie jednofazowym lub trójfazowym. Demodulując wyjściowe napięcie falownika, w przypadku trybu jednofazowego, uzyskuje się kształt fali modulującej, która potwierdza poprawność procesu jej generowania. Tryb trójfazowy eliminuje trzecią harmoniczną (rysunek 20).

Zastosowanie modulacji THIPWM ma na celu lepsze wykorzystanie napięcia układu pośredniego. Odczytując wartości zmierzone kursorami, obliczono zysk amplitudy napięcia harmonicznego podstawowej, który wynosi około 14,39% względem modulacji SPWM (rysunek 21).



Rysunek 20. Porównanie wyjściowego różnicowego napięcia falownika po demodulacji

Tryb pracy jednofazowy (przebieg referencyjny) i trójfazowy (kanał 1), modulacja THIPWM: UBDD, $f_1 = 21$ kHz, $f_2 = 50$ Hz, $N = 360$.

Zastosowanie modulacji THIPWM ma na celu lepsze wykorzystanie napięcia układu pośredniego. Odczytując wartości zmierzone kursorami, obliczono zysk amplitudy napięcia harmonicznej podstawowej, który wynosi około 14,39% względem modulacji SPWM (rysunek 21).

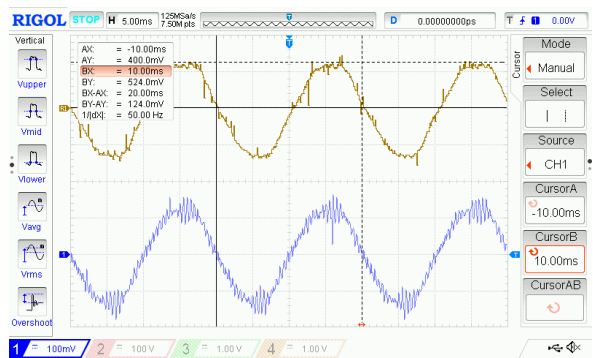


Rysunek 21. Porównanie wyjściowego różnicowego napięcia falownika po demodulacji

Tryb pracy trójfazowy, modulacja UBDD: SPWM (kanał 1) i THIPWM (przebieg referencyjny), $f_1 = 21$ kHz, $f_2 = 50$ Hz, $N = 360$.

Przebieg prądu fazowego silnika

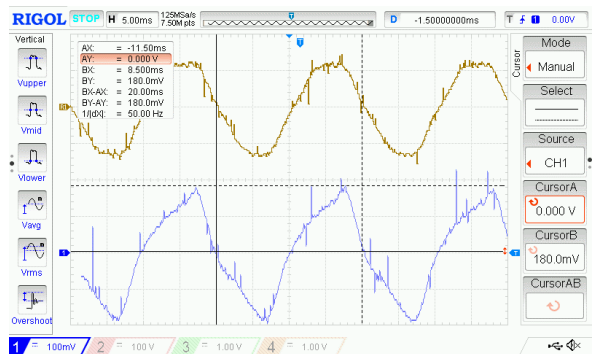
Zmierzono napięcie na wyjściu przetwornika prądowego LTSR 15NP (rysunek 22), odpowiadające kształtem chwilowej wartości prądu fazowego dołączonego silnika. Ustawiając częstotliwość sygnału modulowanego na 21 kHz i liczbę próbek, na okres, sygnału modulującego wynoszącą 360, otrzymano przebieg prądu o kształcie sinusoidalnym. Zmniejszenie częstotliwości sygnału modulowanego do 2 kHz, skutkuje obecnością składowej harmonicznej o tej częstotliwości w prądzie silnika (rysunek 22).



Rysunek 22. Porównanie prądu fazowego silnika

Tryb pracy trójfazowy, modulacja UBDD: THIPWM, $f_1 = 21$ kHz (przebieg referencyjny) i $f_1 = 2$ kHz (kanał 1), $f_2 = 50$ Hz, $N = 360$.

Zmniejszenie liczby próbek funkcji modulującej, prowadzi do odkształcenia sinusoidalnego przebiegu prądu. Kształt zmian prądu przypomina krzywą ładowania cewki (rysunek 23).



Rysunek 23. Porównanie prądu fazowego silnika

Tryb pracy trójfazowy, modulacja UBDD: THIPWM, $f_1 = 21$ kHz, $f_2 = 50$ Hz, $N = 360$ (przebieg referencyjny) i $N = 60$ (kanał 1).

Podsumowanie

Przeprowadzone pomiary wraz z ich analizą, potwierdziły spełnienie przedstawionych we wstępie założeń projektowych. Najkorzystniejszym typem modulacji PWM jest modulacja jednobiegunowa dwubrzegowa (UBDD). Napięcie wyjściowe falownika, dla tego typu modulacji, cechuje się podwojeniem częstotliwości sygnału modulowanego, więc i mniejszą zawartością wyższych składowych harmonicznych. Porównanie metody polegającej na wykorzystaniu sygnału modulującego będącego sumą sinusoidy z jej trzecią harmoniczną o odpowiednio dobranej amplitudzie (THIPWM), do sinusoidalnego sygnału modulującego (SPWM), skutkowało zyskiem amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia

wyjściowego wynoszącym 14,39% dla trójfazowego trybu pracy falownika. Metoda modulacji THIPWM może również znaleźć zastosowanie w trybie jednofazowym, aby utrzymać stałą wartość momentu obrotowego dostępnego na wale silnika po przekroczeniu częstotliwości napięcia sieci zasilającej. Wadą takiego rozwiązania jest fakt, że dodana harmoniczna nie zostanie wyeliminowana jak w przypadku trybu trójfazowego. Pomiar przebiegu prądu w jednej z faz silnika wchodzącego w skład zbudowanego stanowiska wykazuje, że jego najmniejsze odkształcenie otrzymane jest dla górnych wartości nastaw częstotliwości sygnału modulowanego (21 kHz) i liczby próbek sygnału modulującego przypadających na okres generowanego napięcia (360). Należy jednak podkreślić pogorszenie sprawności przetwarzania energii elektrycznej przez przemiennik, spowodowanej wzrostem strat dynamicznych, wraz ze zwiększaniem częstotliwości sygnału modulowanego. Całokształt wykonanych badań stanowi przykład przełożenia zagadnień z ogólnej teorii zasad funkcjonowania skalarnych przemienników częstotliwości na kompletny rzeczywisty model.

Bibliografia

- [1] Lai JS, Peng FZ. Multilevel converters – a new breed of power converters. *IEEE Trans. on Industry Applications*. 1996;32(3):509–517.
- [2] Rodríguez J, Lai JS, Peng FZ. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 2002;49(4):724–738.
- [3] Legutko P. Mikroprocesorowy układ sterowania 3-fazowego falownika napięcia MSI. *Pomiary Automatyka Kontrola*. 2013;59(7):721–724.
- [4] Facts Worth Knowing about Frequency Converters. Danfoss 2014.
- [5] Tunia H, Barlik R. *Teoria przekształtników*. Warszawa: Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej; 2003.
- [6] Szerszeń G, Zygałto D. Zastosowanie zmiennego algorytmu sterowania w falowniku trójfazowym. In: XIII Interdyscyplinarna Konferencja Naukowa TYGIEL. Lublin 2021.
- [7] Holmes G, Lipo TA. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press; 2003.
- [8] https://st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/59/b9/ba/7f/11/af/43/d5/CD00171190.pdf/files/CD00171190.pdf.