

Krzysztof GÓRECKI\*

## **ANALIZA ZASTOSOWANIA KONTROLERÓW SYGNAŁOWYCH W FALOWNIKACH JEDNOFAZOWYCH Z TRANZYSTORAMI NEXFET**

W artykule tym dokonano analizy wykorzystania wybranych kontrolerów sygnałowych w falownikach jednofazowych. Do tego celu wykorzystano kontroler stałoprzecinkowy o małej mocy obliczeniowej oraz dla porównania kontroler zmiennoprzecinkowy z jednostką trygonometryczną. Zadaniem kontrolera było sterowanie mostkiem H poprzez dedykowany układ sterujący tranzystorami MOSFET mocy. Do tego celu użyto tranzystorów wykonanych w technologii NexFET o małej rezystancji kanału. Mostek H jest głównym układem mocy falownika jednofazowego, dwupoziomowego zasilanego z akumulatora o napięciu 12V. Jako metodę modulacji zastosowano modulację naturalną sygnałem nośnym z wykorzystaniem przebiegu trójkątnego. Celem głównym było pokazanie możliwości kontrolerów sygnałowych w sterowaniu falownikami w czasie rzeczywistym oraz zaprezentowanie maksymalnych częstotliwości próbkowania falownika, które można uzyskać dla powyższego przykładu.

SŁOWA KLUCZOWE: kontrolery sygnałowe, falownik jednofazowy, tranzystory NexFET.

### **1. WPROWADZENIE**

#### **1.1. Kontrolery sygnałowe**

W ostatnich latach zauważalny jest dynamiczny rozwój techniki mikroprocesorowej. Powstało wiele nowych rodzin i architektur mikrokontrolerów. W szczególności zauważalne jest to w rozwoju mikrokontrolerów 32-bitowych w zastosowaniach w energoelektronice. Początki dedykowanych do energoelektroniki mikrokontrolerów można upatrywać w rodzinie TMS320F2xxx firmy Texas Instruments. Pierwotnie była to rodzina zaliczana do grupy procesorów sygnałowych. Nie były to najszybsze procesory, ale zaletą ich była wewnętrzna pamięć programu flash eeprom oraz peryferia wykorzystywane do sterowania silnikami i falownikami. W ostatnich latach dynamiczny rozwój tej rodziny i pojawienie się u innych producentów dedykowanych mikrokontrolerów spo-

---

\* Politechnika Opolska

wodował wyodrębnienie się nowej grupy mikrokontrolerów zwanej kontrolerami sygnałowymi (ang. Digital Signal Controllers – DSC). Nazwę tę jako pierwsza wprowadziła firma Microchip dla swoich mikrokontrolerów serii 6000. Pojawiły się również podobne mikrokontrolery w ofercie firmy Infineon oraz Renesas. W przypadku firmy Texas Instruments seria TMS320F28x wywodzi się z procesorów sygnałowych czyli posiadają charakterystyczne rozkazy przetwarzania sygnałów takie jak: jednocyklowa suma iloczynów (MAC) czy różnica iloczynów oraz typowe peryferia i możliwości mikrokontrolerów (szybkie przerwania, precyzyjne i szybkie wyjścia PWM, watchdog itp.) są one hybrydą pomiędzy tymi dwoma grupami jednostek obliczeniowych. Dalszy rozwój tej wyodrębnionej grupy mikrokontrolerów jest widoczny wciąż, gdyż zapotrzebowanie rynkowe jest ogromne i ciągle wzrasta.

Dla potrzeb analizowanego falownika w artykule tym zostaną zaprezentowana analiza implementacji i wykorzystania dwóch serii kontrolerów sygnałowych w sterowaniu pracą falownika wyspowego [3]. Pierwsza z serii to rodzina Piccolo firmy Texas Instruments a dokładnie model TMS320F280027, który posiada jako jednostkę obliczeniową 32 bitową jednostkę stałoprzecinkową taktowaną częstotliwością maksymalnie 60 MHz oraz szybkie i precyzyjne wyjścia PWM. Jako drugą jednostkę znacznie bardziej zaawansowaną dla porównania zastosowano kontroler sygnałowy Delfino TMS320F28377S o częstotliwości 100 MHz. Kontroler ten posiada zarówno jednostkę stałoprzecinkową, zmiennoprzecinkową, jednostkę do obliczeń trygonometrycznych i liczb zespolonych oraz równolegle pracujący koprocessor CLA oraz moduły PWM, które mają zbliżone parametry do serii Piccolo.

## 1.2. Falownik dwupoziomowy z tranzystorami NexFET

W analizach będzie wykorzystywany falownik jednofazowy dwupoziomowy zasilany z akumulatora o napięciu 12 V [3]. Istotną cechą tego falownika jest to, że wykorzystuje on tranzystory NexFET, które posiadają bardzo mało rezystancję  $R_{DS(ON)}$  oraz małą pojemność Millera  $C_{GD}$ . Daje to zarazem mały współczynnik FOM (Figure of Merit – (1)). W szczególności dla pracy impulsowej wyrażony jest jako:

$$FOM = R_{DS(ON)} \cdot Q_{GD} \quad (1)$$

Wadą tych tranzystorów MOSFET mocy jest małe napięcie  $U_{DS}$ . Obecnie nie przekracza ono 100 V. Stąd, by na wyjściu falownika uzyskać na przykład napięcie skuteczne 230 V przy częstotliwości 50 Hz potrzebny jest dodatkowo transformator. Tranzystory te będą pracować w układzie mostka H z tym tylko, że w każdej gałęzi będą pracowały po trzy tranzystory równolegle w celu zwiększenia prądu (rys. 1). Dodatkowo, by poprawić pracę tranzystorów i zmniejszyć straty przy przełączaniu, zastosowano dedykowany przez producenta sterownik

tych tranzystorów SM72295, który przedstawiono na rysunku nr 2. Schemat ideowy tego rozwiązania wykorzystano z raportu aplikacyjnego [3].

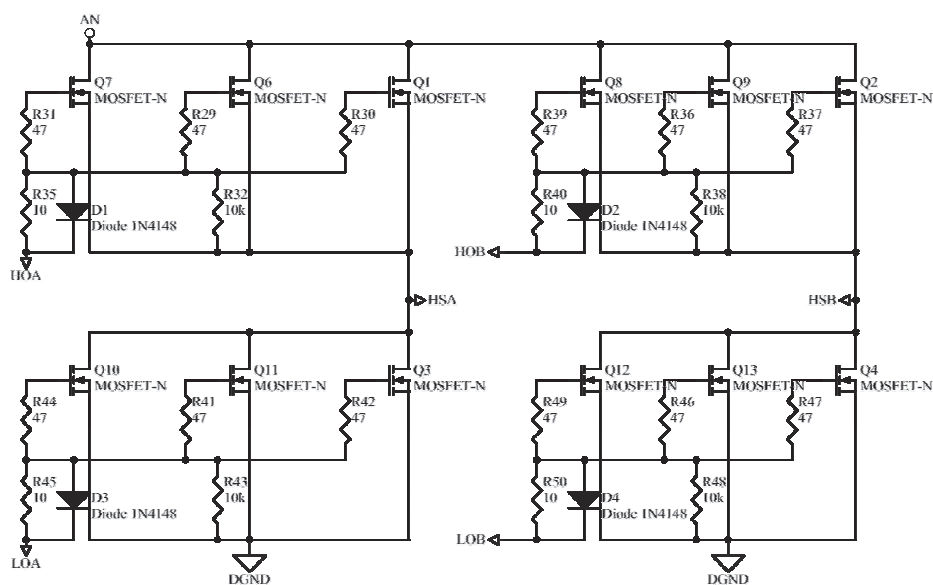
## 2. IMPLEMENTACJA ALGORYTMÓW STEROWANIA FALOWNIKIEM

Jako metodę modulacji zastosowano w obydwu przypadkach modulację naturalną sygnałem nośnym z wykorzystaniem przebiegu trójkątnego [1-3]. Jak już wcześniej wspomniano do implementacji zastosowano dwie znacznie różniące się jednostki obliczeniowe. Pierwsza z nich to 32-bitowy kontroler sygnałowy TMS320F28027, który nie posiada jednostki zmiennoprzecinkowej ani jednostki trygonometrycznej. To powoduje, że obliczenia wartości sygnału modulującego jakim jest sygnał sinusoidalny są bardziej czasochłonne, jeśli ma się to odbywać w czasie rzeczywistym. To postawiono sobie za cel. Z pomocą przychodzi tu biblioteka IQMath, która wykorzystuje liczby ułamkowe w stałoprzecinkowym kodzie U2. Dzięki tej bibliotece jest możliwa praca z liczbami ułamkowymi, co szczególnie jest wymagane dla funkcji trygonometrycznych. Ważne jest, by w programie założyć ilość bitów części ułamkowej i ilość bitów części całkowitej dla liczb 32-bitowych. Na potrzeby tej analizy wykorzystano liczby w kodzie U2 w formacie Q.28. Daje to nam 4 bity części całkowitej ze znakiem i 28 bitów części ułamkowej. Sama biblioteka IQMath funkcji trygonometrycznych i podstawowych funkcji arytmetycznych została zoptymalizowana przez producenta kontrolerów sygnałowych.

Obydwie serie kontrolerów sygnałowych posiadają zaawansowane moduły PWM. Dla powyżej postawionego zadania potrzebne są cztery sygnały PWM sterujące mostkiem H z dwunastoma tranzystorami (CSD18532) (rys. 1.). Są to sygnały oznaczone na rysunku jako HOA, LOA, HOB, LOB. Aby optymalnie przełączać gałęzie mostka H zastosowano dedykowany sterownik tychże tranzystorów SM72295 [3]. Na wejście tego układu są podawane sygnały PWM z wyjść kontrolerów sygnałów (AHI, ALI, BHI, BLI) – rys 2. Jest to jedno ze standardowych zastosowań aplikacyjnych tego układu prezentowanych przez firmę Texas Instruments. Zadaniem, które postawiono dla obydwu kontrolerów sygnałów jest wygenerowanie takich sygnałów PWM sterujących tranzystorami, które na wyjściu mostka H (linie HSA i HSB) po odfiltrowaniu dadzą nam sygnał sinusoidalny o częstotliwości 50 Hz. Dodatkowo sygnał ten zostaje przetransformowany na wyższe napięcie, gdyż napięcia wejściowe na tranzystorach pochodzą z akumulatora o napięciu 12 V. W efekcie filtracji i podwyższenia napięcia uzyskujemy napięcie sinusoidalne 230 V o częstotliwości 50 Hz.

Aby ten efekt uzyskać w algorytmie zastosowano modulację sygnałem nośnym (sygnał sinusoidalny 50 Hz) z wykorzystaniem przebiegu trójkątnego. Sposób modulacji i generowania prezentuje rysunek nr 3 i 4. Jako częstotliwość nośną przyjęto  $T_c = 20$  kHz, co daje nam 400 okresów sygnału trójkątnego w

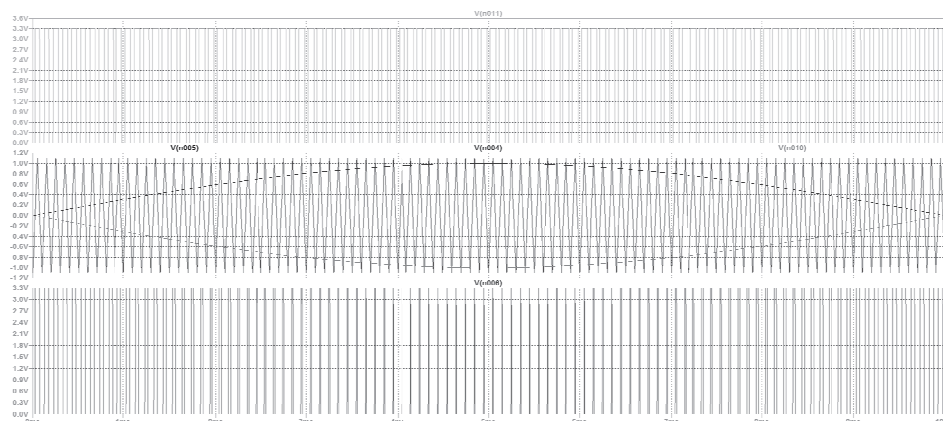
jednym okresie sygnału sinusoidalnego o częstotliwości podstawowej  $f = 50$  Hz. W tej metodzie modulacji opisywanej m.in. w publikacjach [1, 2] w miejscu przecięcia następuje zmiana poziomu sygnałów PWM, co jest widoczne na rysunku nr 3 a komplementarne sygnały PWM na rysunku nr 4. Obliczenie punktów przecięcia jest najistotniejszym zadaniem obliczeniowym kontrolerów. Wynika to z faktu występowania funkcji trygonometrycznej sinus. Można to zadanie zrealizować stosując tablicę przecięć obydwu funkcji, która może być wprowadzona w kodzie jako tablica stałych lub wygenerować ją w części inicjalizacyjnej. Wadą tego rozwiązania jest brak możliwości zmiany głębokości modulacji w czasie zmiany obciążenia na wyjściu falownika. W związku z tym w przypadku tego falownika zastosowano zmienną głębokość modulacji, która w przypadku zmiany obciążenia będzie regulować napięciem wyjściowym falownika. To narzuca pomiary napięcia wyjściowego i obliczenia czasów załączeń i wyłączeń tranzystorów w czasie rzeczywistym.



Rys. 1. Mostek H falownika jednofazowego z dwunastoma tranzystorami NexFET

Jako drugą jednostkę wykorzystano bardziej zaawansowany kontroler sygnałowy z kilkoma jednostkami obliczeniowymi z serii Delfino – TMS320F28377S. Jest to procesor jednorodniowy, który może wykonywać obliczenia na liczbach stałoprzecinkowych i zmiennoprzecinkowych 32-bitowych. Istotną jego cechą jest jednostka trygonometryczna, która znacznie przyspiesza obliczenia wartości funkcji trygonometrycznych. Pracuje ona zamiennie z podstawową jednostką zmiennoprzecinkową. Dodatkowo kontroler ten posiada jednostkę CLA (kopro-





Rys. 4. Symulacja modulacji sygnałem sinusoidalnym sygnału trójkątnego (od góry LOB, modulacja sygnałem sinusoidalnym, LOA)

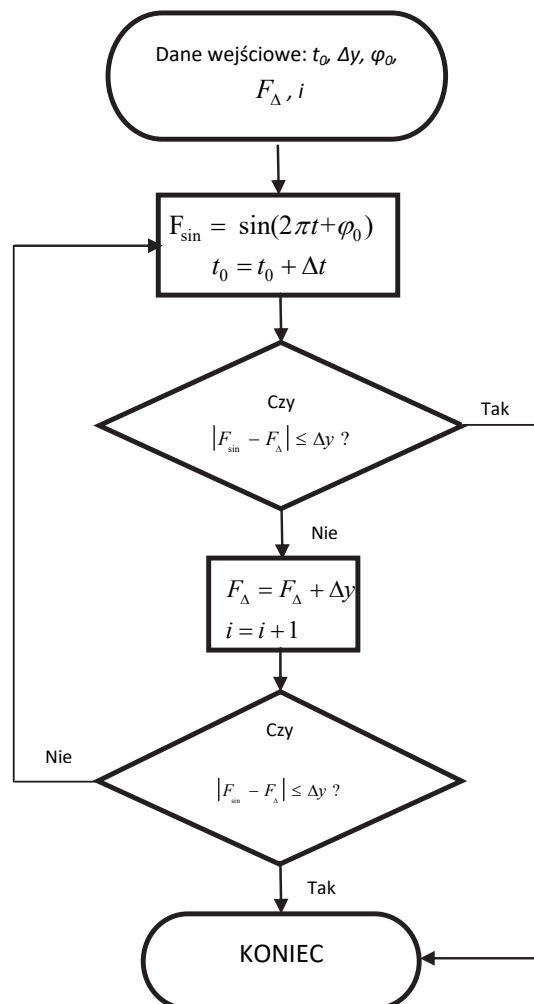
W zastosowanej modulacji podstawowym algorytmem, jaki należy wykonać jest znalezienie punktów przecięcia założonego sygnału sinusoidalnego o określonej częstotliwości z przebiegiem trójkątnym o określonej częstotliwości. Algorytm ten poddano optymalizacji, aby było jak najmniej obliczeń funkcji sinus, która to funkcja jest najbardziej czasochłonna szczególnie dla jednostek obliczeniowych niededykowanych do obliczeń trygonometrycznych.

Zgodnie z rysunkiem 3, dla pierwszego okresu sygnału trójkątnego od wartości  $-1$  zwiększamy wartość funkcji liniowej  $F_{\Delta}$  aż do momentu zrównania z wartością funkcji sinusoidalnej  $F_{sin}$ . Proces ten przebiega w sposób zdyskretyzowany. Zwiększana jest wartość czasu o okres próbkowania  $\Delta t$  a jednocześnie dla danej wartości czasu jest obliczana wartość funkcji sinus oraz funkcji liniowej dla rosnącej części półokresu przebiegu trójkątnego. Zliczana jest ilość kroków próbkowania  $i$  aż do momentu zrównania funkcji. Zgodnie ze wzorem (2) błąd porównania ma być mniejszy równy  $\Delta y$ . Wartość ta jest równa przyrostowi funkcji  $F_{\Delta}$  przy zmianie czasu o okres próbkowania  $\Delta t$ .

$$|F_{sin} - F_{\Delta}| \leq \Delta y \quad (2)$$

Optymalizacja tego zadania polegała na tym, że okres sygnału sinusoidalnego jest dzielony na cztery równe ćwiartki i algorytm oblicza przecięcia sygnału trójkątnego dla każdej z ćwiartek. Wynika to z faktu założenia monotoniczności i znaku funkcji sinus dla każdej z ćwiartek oraz monotoniczności i znaku funkcji liniowej. Wtedy przykładowo dla pierwszej ćwiartki sygnału sinusoidalnego nie jest konieczne obliczanie wartości funkcji sinus dla wartości ujemnych funkcji liniowej. Wystarczy, że znany jest przyrost czasu i przyrost wartości funkcji liniowej dla danej głębokości modulacji [1, 4]. Wtedy poszukiwania punktu przecięcia rozpoczyna się tylko dla wartości dodatnich przy założonych danych wejściowych:  $t_0$  – czas początkowy, który odpowiada wielokrotności przyro-

stów czasu do momentu przekroczenia wartości zero,  $\Delta y$  – przyrost funkcji liniowej dla sygnału trójkątnego,  $\varphi_0$  – faza początkowa dla sygnału sinusoidalnego, która jest obliczana dla kolejnych wierzchołków sygnału trójkątnego,  $F_\Delta$  – wartość funkcji liniowej dla sygnału trójkątnego,  $i$  – ilość kroków zliczania przyrostów do momentu zrównania funkcji. Zgodnie z algorytmem przedstawionym na rysunku nr 5, przy założonych danych wejściowych doliczamy tylko kroki od poprzedniego przecięcia funkcji do następnego przecięcia. Stąd w algorytmie są dwa porównania oraz najpierw obliczenia funkcji sinusoidalnej, a następnie funkcji liniowej sygnału trójkątnego.



Rys. 5. Zoptymalizowany algorytm obliczania punktów przecięć sygnału sinusoidalnego z sygnałem trójkątnym

Przyrost funkcji liniowej jest znacznie większy i dla tej samej wartości sygnału trójkątnego w granicy błędu  $\Delta y$  może wystąpić kolejne przecięcie z funkcją sinusoidalną.

Całą procedurę powielono dla czterech ćwiartek okresu funkcji sinusoidalnej uwzględniając znak i monotoniczność funkcji sinusoidalnej oraz funkcji liniowej sygnału trójkątnego. Pozwoliło to na znaczne przyspieszenie obliczeń przez obydwu kontrolery. W przypadku procesora TMS320F28027 było to około 17 razy szybciej a w przypadku TMS320F28377S około 12 razy szybciej. Poza optymalizacją samego algorytmu dokonano próby optymalizacji kodu na poziomie kompilatora dla tych dwóch serii kontrolerów.

Program realizujący generację sygnałów PWM w programie głównym obydwu kontrolerów inicjalizował podstawowe parametry pracy poszczególnych peryferii a obliczenia i aktualizacja parametrów sygnałów PWM odbywała się w przerwaniu od modułu PWM. Przerwanie to było wywoływane co 50  $\mu\text{s}$ . Dla tak skonstruowanego kodu zmierzono ilość cykli i czasy wykonywania kodu odpowiedzialnego za obliczenia i aktualizację rejestrów związanych z obsługą wyjść PWM. Obydwu kontrolery pracowały z najwyższą dla nich częstotliwością stabilnej pracy gwarantowaną przez producenta – podano w opisie tabeli nr 1. Porównanie wykonano dla kompilacji bez optymalizacji i dla trzech poziomów optymalizacji: 0 – optymalizacja rejestrów, 1 – optymalizacja dla funkcji lokalnych, 2 – optymalizacja globalna, 3 – optymalizacja pomiędzy procedurami. Środowisko umożliwia jeszcze optymalizację na czwartym poziomie, ale dla tego przypadku nie było żadnej różnicy pomiędzy 3 i 4 poziomem. W tabeli nr 1 zamieszczono wyniki pomiarów ilości cykli i czasów obliczeń. W przypadku serii Piccolo można zauważyć, że optymalizacja na poziomie kompilatora nie daje żadnych rezultatów, wyniki są bardzo zbliżone. Tak jak wcześniej opisywano, wykorzystując bibliotekę IQMath, która została zoptymalizowana kolejna optymalizacja nie wiele daje. Czas wykonania obliczeń i aktualizacji rejestrów wyniósł około 32,4  $\mu\text{s}$ . Taki czas pozwala wykorzystać ten kontroler do sterowania w czasie rzeczywistym, bo czas pomiędzy przerwaniem wynosi 50  $\mu\text{s}$ . W przypadku serii Delfino najniższy czas wyniósł 2,63  $\mu\text{s}$ , co pozwala na znaczne zwiększenie częstotliwości próbkowania falownika. Można tu również zauważyć, że optymalizacja na poziomie rejestrów dała najlepsze rezultaty.

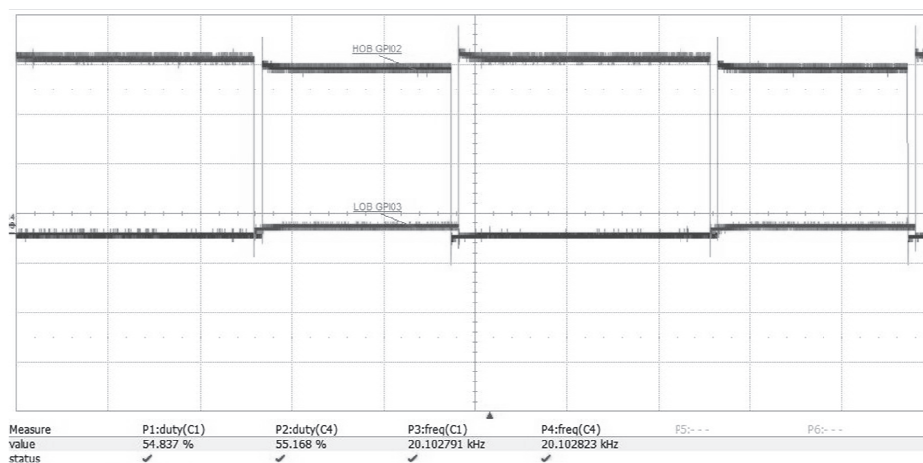
Tabela 1. Wyniki pomiarów cykli rozkazowych procesora oraz czasów obliczeń, P1 – kontroler TMS320F28027 (60 MHz), P2 – kontroler TMS320F28377S (100 MHz).

Lp.	Bez optymalizacji		Optymalizacja – poziom 0		Optymalizacja – poziom 1		Optymalizacja – poziom 2		Optymalizacja – poziom 3	
	Ilość cykli	czas	Ilość cykli	czas	Ilość cykli	czas	Ilość cykli	czas	Ilość cykli	czas
		us		us		us		us		us
P1	1941	32,4	1940	32,3	1943	32,4	1943	32,4	1943	32,4
P2	324	3,24	263	2,63	304	3,04	303	3,03	302	3,02

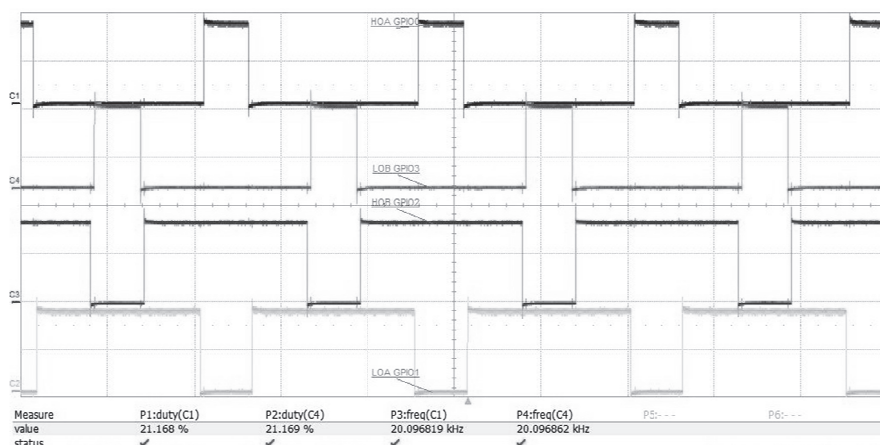


### 3. ANALIZA PRACY FALOWNIKA

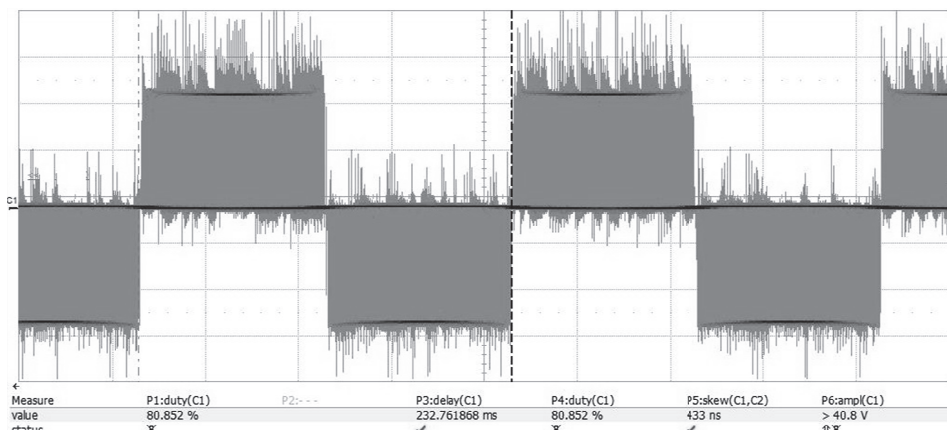
Powyższe algorytmy zostały zaimplementowane w obydwu kontrolerach, a kontrolery podłączone do końcówki mocy falownika. Wykorzystywany moduł PWM obydwu kontrolerów pozwala na wprowadzenie czasów martwych by nie występowały mikrozwarcia w gałęziach mostka H. Czasy te ustawiono w module Dead-Band na 50 cykli taktowania sygnału PWM (1  $\mu$ s). Jest to widoczne dla dwóch sygnałów PWM na rysunku nr 6. Przykładowe sygnały sterujące mostkiem H zaprezentowano na rysunku 7. Sygnał z wyjścia mostka H prezentuje rysunek 8.



Rys. 6. Czasy martwe dla sygnałów sterujących tranzystorami – sygnały dochodzące do sterownika SM72295 (podziałka: 10  $\mu$ s/dz i 1 V/dz)

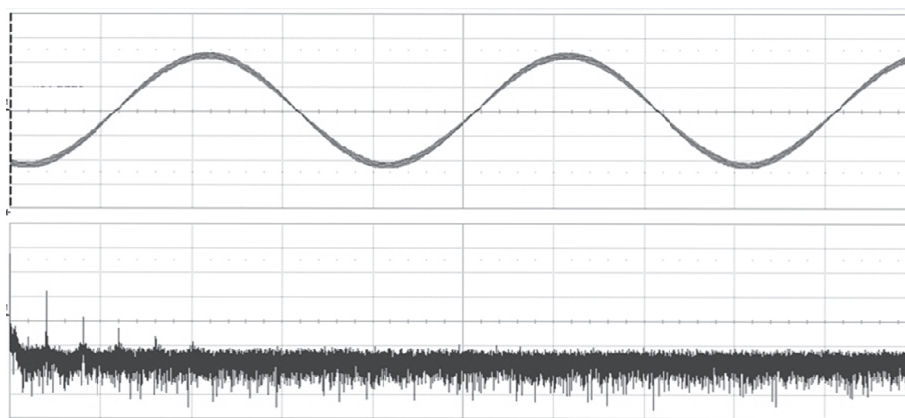


Rys. 7. Sygnały sterujące tranzystorami mostka H – wejście sterownika SM72295 (podziałka: 20  $\mu$ s/dz i 2 V/dz)



Rys. 8. Sygnał na wyjściu mostka H i na wejściu transformatora (podziałka: 5 ms/dz i 5 V/dz)

Sygnał ten na wyjściu transformatora, który posiada tylko filtr w postaci równolegle podłączonych kondensatorów prezentuje rysunek nr 9. Jest to sygnał sinusoidalny o częstotliwości 50 Hz z wyższymi harmonicznymi, których wartość jest do zaakceptowania dla tego typu falownika.



Rys. 9. Sygnał sinusoidalny na wyjściu transformatora z filtrem pojemnościowym i poniżej jego widmo amplitudowe (podziałka: 5m/dz i 100V/dz, dla widma: 100 kHz/dz i 20dB/dz)

#### 4. PODSUMOWANIE

Powyżej zaprezentowano porównanie dwóch różniących się serii kontrolerów sygnałowych w aplikacji jaką jest jednofazowy falownik dwupoziomowy. Wyniki oraz oscylogramy pokazują, że dla częstotliwości nośnej  $T_c = 20$  kHz jest możliwa praca obydwu mikrokontrolerów w czasie rzeczywistym. W przypadku rodziny Piccolo, a konkretnie modelu TMS320F28027 (60 MHz) jest to praca

z niewielkim zapasem mocy obliczeniowej na ewentualne dodatkowe obliczenia. W przypadku serii Delfino kontroler TMS320F28377S ma duży zapas mocy obliczeniowej a w związku z tym na znaczne zwiększenie częstotliwości nośnej. W tym przypadku można z powodzeniem zastosować dodatkowy system analizy wyższych harmonicznych na wyjściu i ich efektywnej minimalizacji. Obydwie serie kontrolerów posiadają moduł generowania czasów martwych, które w tej aplikacji ze sterownikiem tranzystorów NexFET dobrze funkcjonowały.

## LITERATURA

- [1] Holmes D.G., Lipo T.A., Pulse Width Modulation for Power Converters, Principles and Practice, Wiley-Interscience and IEEE Press, 2003.
- [2] Nowacki Z., Modulacja szerokości impulsów w napędach przekształtnikowych prądu przemiennego, Warszawa, PWN, 1991.
- [3] <http://www.ti.com/lit/an/slaa602a/slaa602a.pdf>.
- [4] Zygmantowski M., Grzesik B., Space Vector Modulation for 3-level neutral-point clamped inverter using DSP TMS 320F2812”, Zeszyty Naukowe. ELEKTRYKA/ Politechnika Śląska, VOL. z. 198, pp. 155-166, 2006.

### THE ANALYSIS OF DIGITAL SIGNAL CONTROLLER APPLYING IN ONE PHASE INVERTER WITH NEXFET TRANSISTOR

The analysis of usage of chosen digital signal controllers in power inverter was done. Fixed point controller with low processor capacity and in comparison to it floating-point controller with trigonometric unit were used. The controller's task was controlling of H-bridge by means of dedicated driver controlling power MOSFET transistors. NexFET transistors with low resistance channel were used to this purpose. H-bridge is the main power circuit of one-phase two-level power inverter supplied by 12 V battery. Natural modulation by carrier signal with usage of triangular signal was used as a modulation method. Showing of technical capability of digital signal controllers in real time controlling of power inverters and presenting maximum sampling frequency for particular solution was the main aim of this paper.

*(Received: 25.01.2019, revised: 05.03.2019)*

