

## Zastosowanie uśredniania wielkości sinusoidalnych metodą najmniejszych kwadratów w algorytmach sterowania i redukcji zakłóceń

**Streszczenie.** Artykuł zawiera praktyczne przykłady wykorzystania metody uśredniania sinusoidalnych wielkości pomiarowych metodą najmniejszych kwadratów do realizacji algorytmów numerycznych w czasie rzeczywistym w systemach o ograniczonych możliwościach obliczeniowych. W pierwszym z przykładów algorytm służy do kontroli przesunięcia fazowego między prądem i napięciem w generatorze do nagrzewania indukcyjnego, w drugim do eliminacji zakłóceń wprowadzanych przez sieć zasilającą 230 VAC do pomiarów biopotencjałów.

**Abstract.** The article includes practical examples of the least squares to sinusoidal measurement magnitude method use to implement numerical algorithms in Real-time systems with limited computing capabilities. In the first example algorithm is used to control the phase shift between current and voltage in induction heating generator, in the second to eliminate the distortions introduced by 230VAC power supply network for measuring procurement of biopotentials. (The use of sinusoidal magnitude averaging with The Least Squares Method to reduce interference and to implement control algorithms).

**Słowa kluczowe:** aproksymacja, filtrowanie, układy rezonansowe

**Keywords:** approximation, filtering, resonant circuits.

### Wstęp

Wykorzystanie bardzo popularnej metody najmniejszych kwadratów do wyznaczenia wartości amplitudy i fazy sygnału sinusoidalnego o znanej częstotliwości, który najlepiej odpowiada zbiorowi zarejestrowanych danych pomiarowych, wymaga wykonania operacji odwracania macierzy. W przypadku stosowania tej metody w systemach pracujących w czasie rzeczywistym zadanie to bywa zbyt trudne do wykonania dla typowych systemów mikroprocesorowych dedykowanych do tanich, zasilanych bateryjnie urządzeń przenośnych, nawet dla częstotliwości aproksymowanego sygnału równej 50 Hz. Ograniczenie wynikające z konieczności odwracania macierzy występuje również przy stosowaniu metody najmniejszych kwadratów w systemach o dużych możliwościach obliczeniowych, pracujących w układach sterowania urządzeń o częstotliwościach regulowanych sygnałów sięgających kilkudziesięciu kiloherców. Możliwość eliminacji kłopotliwego odwracania macierzy dzięki wykonywaniu pomiarów synchronicznie z wartością kąta, a nie w określonych chwilach czasowych, pozwala na zastosowanie tej metody zarówno do układów pracujących ze stałą częstotliwością, jak i układów o zmiennej częstotliwości aproksymowanego sygnału sinusoidalnego.

### Algorytm uśredniania metodą najmniejszych kwadratów.

Metoda najmniejszych kwadratów jest jednym z najpopularniejszych sposobów uśredniania wielkości pomiarowych obciążonych różnego rodzaju błędami. Bardzo cenną zaletą tej metody jest możliwość jej użycia dla funkcji, dających się zapisać w postaci liniowego równania macierzowego, w którym występują wektor wyników i wektor parametrów. Rozwiązanie tego równania pozwala wyznaczyć zbiór parametrów funkcji minimalizującej kwadratowy wskaźnik błędów. Jedną z grup funkcji, które spełniają ten warunek są funkcje trygonometryczne. Wyznaczenie metodą najmniejszych kwadratów parametrów sinusoidy, która najlepiej odpowiada (pod względem kwadratowego wskaźnika błędów) zestawowi danych pomiarowych sprowadza się do rozwiązania równania macierzowego (1):

$$(1) \quad A = [D^T * D]^{-1} * D^T * Y$$

w którym macierz D ma postać:

$$(2) \quad D = \begin{bmatrix} \sin(0 * \Delta T) & \cos(0 * \Delta T) \\ \dots & \dots \\ \sin((k-1) * \Delta T) & \cos((k-1) * \Delta T) \end{bmatrix}$$

gdzie:  $\Delta T$  - okres próbkowania.

Macierz Y jest zbiorem danych podlegających filtracji o postaci:

$$(3) \quad Y = \begin{bmatrix} U(0) \\ \dots \\ U((k-1) * \Delta T) \end{bmatrix}$$

Rozwiązaniem równania (1) jest wektor o wymiarach  $2 \times 1$ , zawierający współczynniki  $a_1$  oraz  $b_1$  funkcji minimalizującej błąd średniokwadratowy:

$$(4) \quad f(t) = a_1 * \sin(\omega t) + b_1 * \cos(\omega t)$$

$$a_1 = A * \cos(\varphi), \quad b_1 = A * \sin(\varphi)$$

gdzie: A - jest amplitudą aproksymowanej sinusoidy a  $\varphi$  - kątem przesunięcia fazowego aproksymowanej sinusoidy.

Rozwiązanie równania (1) w systemach mikroprocesorowych o niewielkich możliwościach numerycznych, ze względu na konieczność odwrócenia macierzy jest bardzo czasochłonne [1]. Możliwe jest jednak znaczne uproszczenie algorytmu w przypadku odpowiedniego „przygotowania” danych pomiarowych w trakcie ich akwizycji [2]. Jeżeli przyjmie się, że dane pomiarowe są pobierane w chwilach czasowych odpowiadających określonym wartościom kątowym, to zapis macierzy (2) sprowadza się do postaci (5), w której macierz podlegająca odwracaniu ma zawsze taką samą postać.

$$(5) \quad D = \begin{bmatrix} \sin(0 * \Delta \theta) & \cos(0 * \Delta \theta) \\ \dots & \dots \\ \sin((k-1) * \Delta \theta) & \cos((k-1) * \Delta \theta) \end{bmatrix}$$

gdzie:  $\Delta \theta$  - okres próbkowania w dziedzinie kątowej. Oznacza to, że nie ma potrzeby każdorazowego obliczania macierzy odwrotnej w czasie działania algorytmu.

$$(6) \quad B = [D^T * D]^{-1} * D^T = const.$$

Macierz (6) może więc być wyznaczona jednorazowo i do oprogramowania sterującego dostarczona w postaci tablicy danych. Wyznaczenie parametrów przebiegu sinusoidalnego, czyli amplitudy i fazy wielkości estymowanej sprowadza się w tym przypadku do obliczenia iloczynu znanej macierzy B i wektora wyników Y:

$$(7) \quad A = B * \begin{bmatrix} U(0) \\ \dots \\ U((k-1) * \Delta\theta) \end{bmatrix}$$

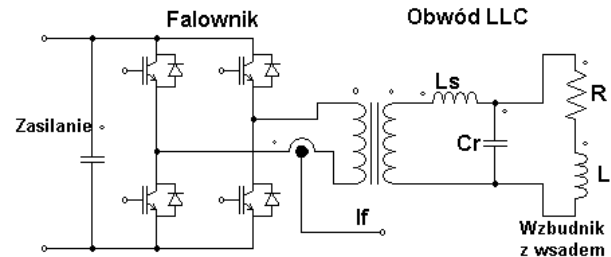
Wykonanie tych obliczeń w systemie mikroprocesorowym polega na pomnożeniu każdej z pobranych danych z odpowiednimi współczynnikami wcześniej przygotowanej tablicy oraz ich sumowaniu. Poważną zaletą tej metody jest możliwość wykonywania obliczeń w czasie trwania procesu pomiarowego. Po każdorazowym wykonaniu pomiaru można wykonać operacje mnożenia i kumulacji. Tylko operacja dzielenia otrzymanej sumy i ostatecznego wyznaczenia wartości kąta jest wykonywana na końcu procesu pomiarowego i wymaga nieco więcej czasu na obliczenia numeryczne. Szczególnie użyteczną właściwością metody jest możliwość jej stosowania w układach o zmieniającej się częstotliwości. Metoda zakłada bowiem wykonywanie pomiarów w chwilach odpowiadających określonym wartościom kąta. Do argumentów przemawiających za stosowaniem tej metody można zaliczyć również: możliwość realizacji w systemach mikroprocesorowych o małych możliwościach obliczeniowych nawet w przypadku dużej liczby danych, możliwość wykonywania znacznej części operacji liczbowych natychmiast po wykonaniu pojedynczego pomiaru z serii oraz łatwą implementację numeryczną.

### Zastosowanie metody wyznaczenia I harmonicznej do sterowania w układach rezonansowych.

Jednym z poważniejszych ograniczeń w konstrukcjach współczesnych układów przekształtnikowych są straty energii powstające w tranzystorach podczas przełączania. Wydzielana w strukturach tranzystorów energia w znaczący sposób wpływa na ograniczenie częstotliwość pracy i wartość osiąganych mocy. Skutecznym sposobem eliminacji, lub przynajmniej znacznego obniżenia tych strat, jest wykorzystanie zjawiska rezonansu, które pozwala na bezprądowe lub beznapięciowe przełączanie tranzystorów. Tego typu sterowanie wymaga dostosowania częstotliwości przełączeń do stałych czasowych obwodu LC [3]. W przypadku stosowanych powszechnie rezonansowych przetwornic DC/DC odpowiedzialne za zjawisko rezonansu indukcyjność i pojemność są elementami o znanych i dokładnie określonych parametrach, których zmienność w czasie jest bardzo mała a takie czynniki jak wpływ temperatury i nieliniowość można łatwo skompensować. Można również dobrać parametry układu tak, aby wpływ tych zjawisk był pomijalny. Nieco inaczej zachowują się rezonansowe układy do nagrzewania indukcyjnego, w których jednym z głównych elementów obwodu LC jest indukcyjny wzbudnik z umieszczonym wewnątrz wsadem. Wartości indukcyjności takiego elementu są silnie zależne od amplitudy prądu (nasylenie obwodu magnetycznego, którego elementem jest ferromagnetyczny wsad). Na parametry zastępcze ma bardzo duży wpływ wypieranie prądów w uzwojeniach wzbudnika. Dodatkowo istnieje silna zależność przenikalności magnetycznej wsadu od jego temperatury. Na skutek zmienności parametrów obwodu LC w czasie trwania procesu nagrzewania indukcyjnego zachodzi konieczność ciągłego kontrolowania częstotliwości rezonansowej układu i dokonywania zmian częstotliwości pracy systemu, tak aby uzyskać możliwie niskie wartości prądów podczas przełączania tranzystorów. Szczególnie trudno jest

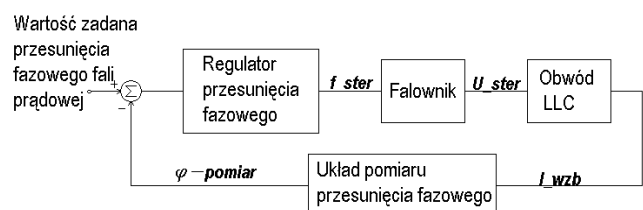
realizować złożone algorytmy sterowania w układach pracujących z częstotliwościami dochodzącymi do setek kiloherców, gdzie jeden okres fali trwa zaledwie kilka  $\mu s$ .

W układach rezonansowych przeznaczonych do nagrzewania indukcyjnego oddziaływanie na obwody wyjściowe uzyskuje się za pomocą sterowania falownikiem napięciowym o topologii mostka H, który zasila obwód rezonansowy. Typowy obwód układu do nagrzewania indukcyjnego składa się z kondensatora rezonansowego Cr i wzbudnika (indukcyjność rezonansowa L, rezystancja R) ze wsadem. Omawiany w artykule generator został wykonany jako układ LLC [4]. W jego obwodzie rezonansowym znajduje się dodatkowo dławik regulacyjny Ls. Dzięki obecności tego elementu obwód jest układem dynamicznym trzeciego rzędu. Uproszczony schemat blokowy generatora został zamieszczony na rysunku 1.



Rys.1. Uproszczony schemat ideowy układu generatora LLC do nagrzewania indukcyjnego

Zadaniem algorytmu sterowania przedstawionym generatorem jest utrzymywanie częstotliwości fali zasilającej na takiej wartości, która umożliwi realizację nagrzewania indukcyjnego przy zachowaniu wysokiej sprawności układu energoelektronicznego oraz pozwala na precyzyjną regulację mocy dostarczanej do wsadu. W badanym urządzeniu cel sterowania uzyskuje się za pomocą regulatora, którego zadanie polega na utrzymywaniu minimalnej różnicy fazy prądu i napięcia w falowniku poprzez zmianę częstotliwości sterującej przy jednoczesnym spełnieniu warunków nałożonych na amplitudy i przesunięcia fazowe względem napięcia na kondensatorze rezonansowym. Na rysunku 2 zamieszczono schemat blokowy układu regulacji częstotliwości sterującej generatora.

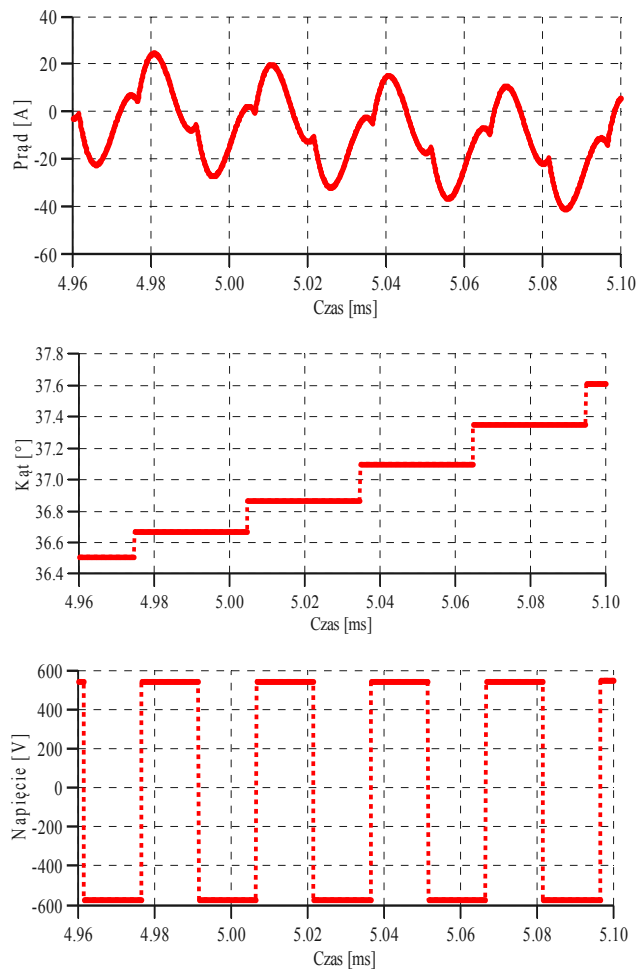


Rys.2. Schemat blokowy układu regulacji generatora do nagrzewania indukcyjnego

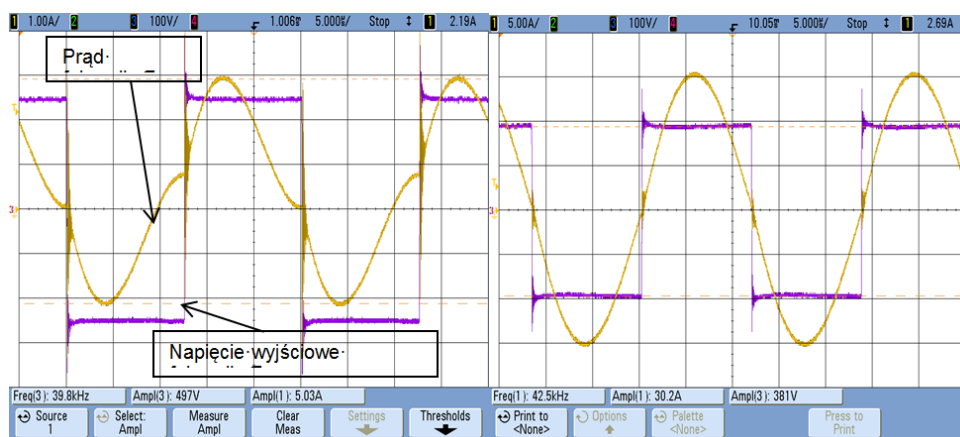
Jednym z ważniejszych elementów prezentowanego systemu sterowania jest układ wyznaczania fazy pierwszej harmonicznej fali prądowej we wzbudniku. Układ ten wykorzystuje opisywany powyżej algorytm oparty na metodzie najmniejszych kwadratów. Obliczone amplituda i faza sygnału mierzonego (prąd wzbudnika) służą za sprzężenia zwrotne w układzie regulacji. Procedura wyznaczania amplitudy i fazy sygnału mierzonego w systemie została zaimplementowana w systemie pomiarowym składającym się z programowalnego układu logicznego FPGA (z ang. *Field-Programmable Gate Array*) firmy Xilinx systemu mikroprocesorowego firmy Infineon z jądrem ARM Cortex-M4.

Algorytm pomiarowy urządzenia został podporządkowany działaniu układu aproksymacji pierwszej harmonicznej regulowanego prądu wyjściowego falownika w taki sposób, że dane są pobierane co 1/64 okresu fali sterującej. Z punktu widzenia realizacji algorytmu w systemie FPGA jest to rozwiązanie wymagające zaimplementowania struktury wyznaczającej chwili pomiaru, w których licznik odmierający okres fali prostokątnej osiąga 1/64 pełnej wartości. Zadanie to szczególnie w przypadku częstotliwości fali sterującej na poziomie 400 kHz nie może się ograniczyć do samego „przesunięcia” liczby o 4 bity ponieważ różnice wynikające z wykonanego tym sposobem zaokrąglenia „w dół” (dla zegara taktującego FPGA o częstotliwości 100 MHz) potrafią wprowadzać błąd w ustaleniu chwili pomiarowej przekraczający 6%. Aby tego uniknąć zastosowano moduł dzielnika przez 16 z zaokrągleniem (a nie odcięciem reszty). Pobrane przez kartę sterującą dane zostają niezwłocznie po pomiarze pomnożone przez odpowiednie elementy macierzy B (wzór 6). Po zebraniu 64 pomiarów zostaje obliczona wartość amplitudy i tangensa fazy aproksymowanej sinusoidy. Zmienna z obliczoną wartością tangensa fazy aproksymowanej wielkości służy w sposób bezpośredni za sygnał sprzężenia zwrotnego do układu regulacji częstotliwości rezonansowej. Omawiany układ regulacji został zaimplementowany w generatore do nagrzewania indukcyjnego o mocy 20 kW o topologii LLC. Ze względu na odbiegające od sinusoidy przebiegi prądu w falowniku, metody analizy przesunięcia fazowego w stanach przejściowych w oparciu o komparator przejścia prądu przez zero lub sterowanie z pętlą fazową PLL [5] nie prowadziły do poprawnych wyników. Na rysunku 4 zamieszczono przykładowe oscylogramy prądu i napięcia generatora podczas dynamicznych zmian stanu. Przedstawione przebiegi obrazują jeden z charakterystycznych przypadków kształtu fali prądowej generatora występujący w układzie. Układ LLC (trzeciego rzędu) posiada dwie „częstotliwości rezonansowe”. W przypadku zasilania go falą prostokątną przebiegi prądu zawierają harmoniczne, które dla różnych stanów pracy potrafią znacząco wpłynąć na kształt fali prądowej i utrudnić wyznaczenie interesującej ze względu na sterowanie pierwszej harmonicznej. Na rys. 4 zamieszczono przykładowe przebiegi fali prądowej zarejestrowane w

układzie generatora podczas procesu nagrzewania z częstotliwością około 40 kHz.



Rys.3. Przebiegi wielkości numerycznych zarejestrowane w module pamięci systemu sterowania generatorem podczas pracy układu regulacji.



Rys.4. Oscylogramy napięcia i prądu wyjściowego falownika generatora w różnych stanach pracy układu

### Zastosowanie metody wyznaczania amplitudy i fazy fali o znanej częstotliwości do redukcji zakłóceń [6].

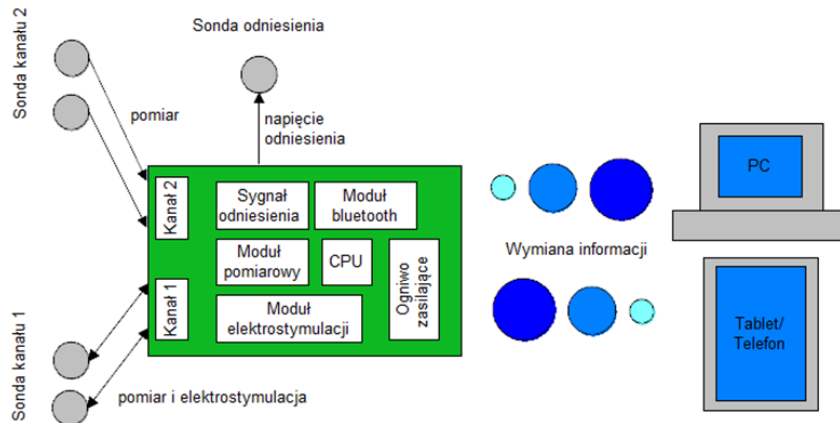
Jednym z projektów magisterskich realizowanych w Instytucie Automatyki PŁ w roku akademickim 2014/2015 była praca pt. "Bezprzewodowy rejestrator sygnałów

biomedycznych". Jej wynikiem było powstanie nowatorskiego urządzenia, służącego do akwizycji sygnałów elektrycznych z jednostek motorycznych ludzkiego ciała, przeznaczonego do diagnostyki oraz leczenia pacjentów z trwałą lub nabytą jednostką chorobową polegającą na nietrzymaniu moczu. Głównym

elementem urządzenia jest wzmacniacz napięciowy umożliwiający pomiar biopotencjałów wytwarzanych przez mięśnie odpowiedzialne za pracę układu moczowego. Do prawidłowego działania urządzenia niezbędne jest wykonywanie pomiarów napięć z dokładnością sięgającą pojedynczych mikrowoltów. Poza samym modulem pomiarowym układ został wyposażony w urządzenie do elektrostymulacji pozwalające na kontrolowany przepływ wymuszonej wartości prądu przez włókna mięśniowe. Urządzenie oprogramowano w sposób umożliwiający wybór jednego z trzech trybów pracy:

- *pomiar EMG (Elektromiografii)*, który umożliwia rejestrację sygnałów elektrycznych z wybranymi parametrami,
- *pomiar EMG z elektrostymulacją*, który rozszerza powyższy tryb o możliwość wystąpienia impulsów elektrycznych stymulujących mięśnie,
- *budzik* tryb przeznaczony do rejestracji markerów czasowych w reakcji na określone zdarzenia.

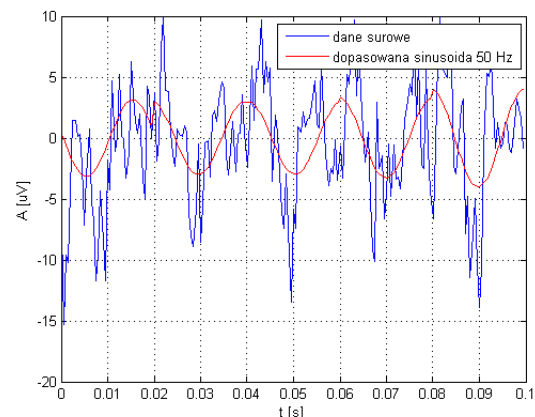
Do rejestracji sygnałów i komunikacji z interfejsem użytkownika (telefon, tablet) wykorzystano technologię bluetooth. Schemat blokowy powstałego układu prezentuje rysunek 5.



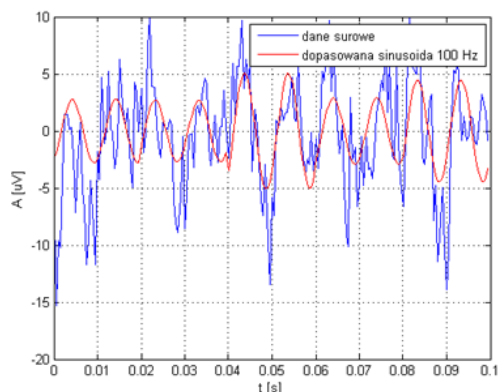
Rys.5. Schemat blokowy urządzenia

Po uruchomieniu urządzenia, okazało się, że sygnał otrzymywany ze wzmacniacza pomiarowego (specjalizowany przetwornik ADS1292R ze wzmacniaczem różnicowym o dużej zdolności tłumienia składowej wspólnej) zawiera znaczną składową wynikającą z obecności sieci zasilającej 230 V w pobliżu pacjenta. Dla zapewnienia poprawnego działania urządzenia niezbędne było opracowanie metody cyfrowej filtracji danych pomiarowych, w taki sposób aby doprowadzić do redukcji składowych o częstotliwości 50 Hz i 100 Hz przy jednoczesnym zachowaniu napięć, powstałych dzięki aktywności jednostek motorycznych o częstotliwościach zawierających się w zakresie od 10 Hz do 500 Hz. Ze względu na wykorzystany w układzie mikrokontroler Xmega16A4, bazujący na sprawdzonym, 8-bitowym rdzeniu AVR, poszukiwano metody pozwalającej na precyzyjną redukcję wybranych częstotliwości z przebiegu wartości wyjściowej, cyfrowego przetwornika pomiarowego, przy jednoczesnej minimalizacji nakładu obliczeń numerycznych wykorzystywanych do filtracji. Osiągnięto to poprzez wykorzystanie metody LMS (z ang. *Least Mean Square*) do wyznaczenia z danych pomiarowych aproksymowanej sinusoidy o częstotliwości 50 Hz i 100 Hz, a następnie odjęcie tej sinusoidy od wyników pomiarów. Przy użyciu tego algorytmu zrezygnowano z programowego wykorzystania bibliotek umożliwiających wykonywanie operacji na macierzach, na rzecz prostych i efektywnych, nie obciążających czasowo jednostki arytmetyczno-logicznej, operacji mnożenia oraz sumowania. Dzięki temu duża część procesu obliczeniowego była wykonywana w czasie akwizycji danej transzy próbek, a tylko niewielka część procedury obliczeniowej musiała być realizowana na samym końcu cyklu pomiarowego, po zebraniu kompletu danych. Czas wykonywania tej procedury był znacznie krótszy niż zastosowany okres próbkowania przetwornika pomiarowego, co skutkowało eliminacją problemu próbkowania niesynchronicznego. Prostota całego procesu

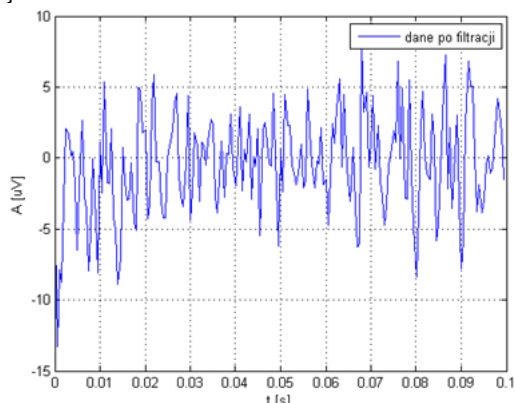
filtracji pozwoliła na wykonywanie algorytmu redukującego wybrane częstotliwości w czasie rzeczywistym przy jednoczesnym zapewnieniu pełnej funkcjonalności medycznej układu. Przebieg "wyszukiwania i wpasowywania" przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości 50 oraz 100 Hz, w surowe dane pomiarowe, przedstawiono odpowiednio na rysunkach 6 i 7. Dane pobrano z przetwornika ADS1292R przy częstotliwości próbkowania równej 2 kHz. Efekt redukcji składowych 50 Hz i 100 Hz przedstawiono na rys. 8. Widma amplitudowe sygnału pomiarowego z przetwornika cyfrowego, przed i po filtracji składowych 50 oraz 100 Hz, przedstawiono na rysunkach 9 i 10. Warto zauważyć że szum sieciowy nie składa się z tylko z czystej składowej której częstotliwość odpowiada częstotliwości sieci. Jest to spowodowane obecnością szeroko rozpowszechnionych układów przekształtnikowych, które w wyniku komutacji wprowadzają dodatkowe składowe szumu.



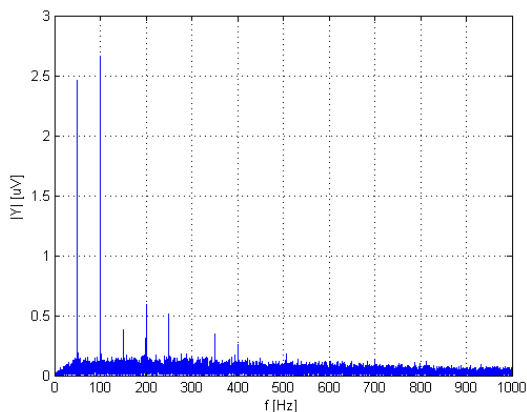
Rys.6. Przebieg "wyszukiwania" składowej 50 Hz podlegającej redukcji.



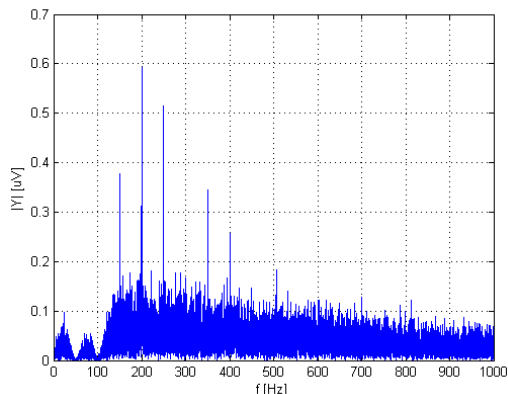
Rys.7. Przebieg "wyszukiwania" składowej 100 Hz podlegającej redukcji.



Rys.8. Przebieg sygnału pomiarowego po redukcji składowych 50 Hz i 100 Hz.



Rys.9. Widmo amplitudowe sygnału przed filtracją metodą LMS.



Rys.10. Widmo amplitudowe sygnału po filtracji metodą LMS.

Zastosowany sposób filtracji gwarantuje dużą stromość charakterystyk pomiędzy pasmem zaporowym a przejściowym. Co za tym idzie metoda pozwala na bardzo precyzyjne redukowanie danych składowych z przebiegu wyjściowego przetwornika przy minimalnym zniekształceniu charakterystyki amplitudowej w pobliżu filtrowanej składowej.

Jest to bardzo istotne ze względu na specyfikacje powstałego urządzenia. Należy pamiętać że podczas precyzyjnych pomiarów napięć, jednostek motorycznych ludzkiego ciała, których wielkość waha się od pojedynczych  $\mu\text{V}$  do kilkudziesięciu mV [7], składowa szumu sieciowego może osiągać wartość RMS (z ang. *Real Mean Square*) kilkukrotnie większą. Niezbędny jest więc skuteczny sposób na jej znaczną redukcję, tak aby wykonane pomiary były jak najbardziej miarodajne. Opisana powyżej metoda spełnia te kryteria. Co więcej, w przeciwieństwie do filtracji za pomocą filtrów typu NOI (*Nieskończonej Odpowiedzi Impulsowej*), metoda ta jest zawsze stabilna gdyż wielkość wyjściowa zależy tylko od serii ostatnio zebranych próbek sygnału uzyskanego z przetwornika pomiarowego.

### Podsumowanie.

Opisywana metoda wyznaczania wartości przesunięcia fazowego między wielkością pomiarową i wielkością o położeniu kątowym zdeterminowanym przez układ sterowania pracujący w systemie czasu rzeczywistego wymaga stosunkowo małych zasobów sprzętowych i nakładów obliczeniowych. Nadaje się więc doskonale do układów sterowania realizowanych w strukturach FPGA pracujących z wysokimi częstotliwościami przetwarzanych sygnałów jak i nie-wielkich mikrokontrolerów, których ograniczone możliwości numeryczne nie pozwalają na korzystanie ze skomplikowanych algorytmów numerycznych analizy sygnałów.

**Autorzy:** dr inż. Piotr Chudzik, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź, E-mail: [piotr.chudzik@p.lodz.pl](mailto:piotr.chudzik@p.lodz.pl)

mgr inż. Karol Tatar, Politechnika Łódzka, Wydział Elektrotechniki, Elektroniki, Automatyki i Informatyki, ul. Stefanowskiego 18/24, 90-924 Łódź, E-mail: [karol3114@gmail.com](mailto:karol3114@gmail.com),

mgr inż. Grzegorz Lisowski, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź, E-mail: [grzegorz.lisowski@p.lodz.pl](mailto:grzegorz.lisowski@p.lodz.pl)

mgr inż. Marcin Kowalski, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź, E-mail: [komar@p.lodz.pl](mailto:komar@p.lodz.pl)

### LITERATURA

- [1] Dębowski A. Chudzik P., An Adaptive method of averaging the space-vectors location in DSP controlled drives., *Proc. ICEM 2000*, Espoo Finland 2000.
- [2] Dilworth, B. and Blough, J., Implementation of the Time Variant Discrete Fourier Transform as a Real-Time Order Tracking Method" *SAE Technical Paper* 2007-01-2213, 2007, doi:10.4271/2007-01-2213
- [3] Kobos W. Zgraja J. Pasywne układy LLC i LCCL dopasowania impedancji obciążenia indukcyjnie nagrzewanego wsadu, *Przegląd Elektrotechniczny*, 90 (2014), nr 2, 40-43
- [4] Kifune, H.; Hatanaka, Y., Resonant frequency tracking control by using one CT for high frequency inverter," in *Power Electronics and Applications*, 2009. EPE '09. 13th European Conference on , 8-10 Sept. 2009, 1-7
- [5] Esteve, V.; Sanchis-Kilders, E.; Jordan, J.; Dede, E.J.; Cases, C.; Maset, E.; Ejea, J.B.; Ferreres, A., Improving the Efficiency of IGBT Series-Resonant Inverters Using Pulse Density Modulation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58 (2011), n.3, 979-987
- [6] Emeryk-Szajewska B., Niewiadomska-Wolska M, *Neurofizjologia kliniczna. Elektromiografia i elektro-neurografia*. Tom I, Wyd. Medycyna Praktyczna, Kraków 2008
- [7] Tatar K., *Bezprzewodowy rejestrator sygnałów biomedycznych*, Praca magisterska, Łódź 2015