

EFEKT OKNA POMIAROWEGO W DYSKRETNYM WIDMIE FOURIERA

Waldemar KUROWSKI*, Andrzej PANKOWSKI**

*Instytut Inżynierii Mechanicznej
Wydział Budownictwa Mechaniki i Petrochemii, Politechnika Warszawska,
09-402 Płock, ul Jachowicza 2/4, e-mail: qurowski@wp.pl
**Zakład Matematyki i Fizyki
Wydział Budownictwa Mechaniki i Petrochemii, Politechnika Warszawska

Streszczenie

Prostokątne okno pomiarowe jest przyczyną zakłóceń dyskretnego widma Fouriera. Skończony czas pobrania sygnału diagnostycznego określa zbiór dyskretnych częstotliwości, dopuszczalnych dla przekazania informacji widmowej. Składowa harmoniczna sygnału o częstotliwości, która nie należy do zbioru dopuszczalnych jest przedstawiana w widmie dyskretnym w postaci widma zastępczego. Składowe tego widma pojawiają się tylko dla częstotliwości dopuszczalnych a ich superpozycja jest przybliżeniem tej składowej sygnału. Składowe widma zastępczego wytwarza procedura DFT według szeregu Fouriera. Zafałszowanie widma dyskretnego wynika z faktu, że składowe widma zastępczego prezentują informacje, których nigdy nie było w oryginalnym sygnale diagnostycznym.

Słowa kluczowe: informacja diagnostyczna, dyskretna transformacja Fouriera, okno pomiarowe.

EFFECT OF MEASURING WINDOW ON DISCRETE FOURIER SPECTRUM

Summary

The interferences of the discrete Fourier spectrum are the consequence of rectangular measuring window. The finite acquisition time of diagnostic signal defines a set of discrete frequencies, permissible for the representation of spectral informations. Signal harmonic component having a frequency that does not belong to the set of permissibles is presented in a discrete spectrum in the form of equivalent spectrum. The components that form an equivalent spectrum appear for permissible frequencies only, and their superposition is an approximate representation of this component. The DFT procedure produce these components according to Fourier series. The adulteration of spectral information result from the fact that components of the equivalent spectrum present informations that never existed in the original diagnostic signal.

Keywords: diagnostic information, discrete Fourier transform, measuring window.

1. TRANSFORMACJA FOURIERA SYGNAŁU DIAGNOSTYCZNEGO

Francuski matematyk i inżynier, baron Joseph Fourier udowodnił, że funkcję okresową, określoną w pewnym przedziale w sposób analityczny lub graficzny, można wyrazić jako sumę szeregu funkcji trygonometrycznych:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{2\pi n t}{T} + b_n \sin \frac{2\pi n t}{T} \right) \quad (1)$$

Szereg (1) można określić dla funkcji, które są stacjonarne, liniowe i spełniają warunki Dirichleta, tzn. są ograniczone, przedziałami ciągłe, posiadają skończoną liczbę nieciągłości, maksimum i minimum.

Czas T - jest okresem podstawowym funkcji $f(t)$; dla funkcji nieokresowych, zakłada się okres: $(-\infty, \infty)$. Argument: $2\pi n/T = \omega_n$, jest częstością

kołową n -tej funkcji harmoniczej \sin i \cos , a_0 - jest wartością średnią, a a_n , b_n - są współczynnikami rozkładu funkcji $f(t)$. Wyznaczanie tych współczynników dla kolejnych wartości: $n = 1, 2, \dots, \infty$, jest analizą harmoniczną funkcji $f(t)$ [2, 5].

Oznaczając częstotliwości: $\nu = \omega/2\pi$, $\nu_n = n/T$, $\nu_{n+1} = (n+1)/T$, oraz różnicę: $\Delta\nu = \nu_{n+1} - \nu_n = 1/T$, i zastępując sumowanie po indeksach n , całkowaniem po nieskończeniu małych przyrostach częstotliwości: $\Delta\nu \rightarrow d\nu$, szereg (1) można przedstawić w postaci całki Fouriera:

$$F(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot \exp(-j2\pi\nu t) dt \quad (2)$$

Całka (2) jest funkcjonałem, który funkcji $f(t)$ przyporządkowuje liczbę, w postaci transformaty $F(\nu)$. Funkcja określona w dziedzinie czasu i jej

transformata określona w dziedzinie częstotliwości, stają się parą równoważną: $F(\nu) \Leftrightarrow f(t)$. Jeżeli funkcja $f(t)$ jest sumą wielu harmonicznym o różnych częstotliwościach: $\nu \in (-\infty, \infty)$, to transformata każdej z nich jest kolejno wyznaczana przez jądro: $\exp(-j2\pi\nu t)$, i przedstawiana w postaci liczby zespolonej, uśrednionej po czasie całkowania.

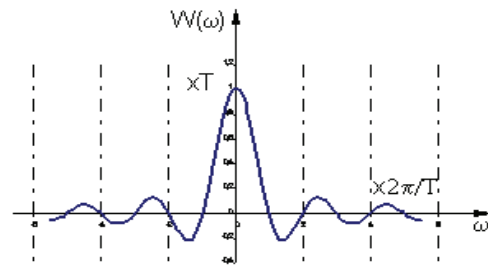
Całka (2) została wyprowadzona dla funkcji o okresie: $(-\infty, \infty)$. Jeżeli funkcja $f(t)$ opisuje sygnał diagnostyczny, pobrany w przedziale domkniętym: $[-T/2, T/2]$, to czas pobrania $T = T/2 - (-T/2)$, staje się skończonym okresem podstawowym, tej funkcji. Transformacji Fouriera podlega wtedy iloczyn: $f(t) : t \in (-\infty, \infty) \cdot w(t)$, gdzie: $w(t) = 1$, dla $t \in [-T/2, T/2]$ i $w(t) = 0$, dla $t \notin [-T/2, T/2]$. Funkcja $w(t)$ opisuje prostokątne okno pomiarowe i odzwierciedla skończony czas pobrania sygnału. Rezultatem transformacji Fouriera iloczynu algebraicznego sygnału i okna, jest iloczyn spłotowy ich transformat [1, 3, 4, 5]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} [f(t) \cdot w(t)] \cdot \exp(-j\omega t) dt = \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt = F(\omega) * W(\omega) \quad (3)$$

Podstawiając $w(t)$ pod całkę (2), transformatę prostokątnego okna pomiarowego można wyznaczyć zmieniając granice całkowania funkcji eksponentyjnej, z nieskończonych na skończone, od $-T/2$ do $T/2$, i zapisać w postaci zależności (4). Przebieg otrzymanej w ten sposób transformaty, został przedstawiony na rysunku 1.

$$W(\omega) = T \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \quad (4)$$

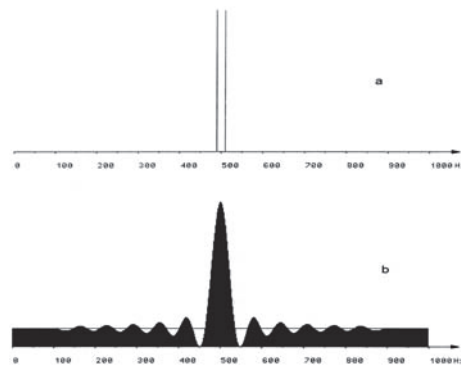
Z zależności (4) i rysunku 1 wynika, że dla zerowej wartości licznika, tzn. dla $\sin T\omega/2 = 0$, transformata okna $W(\omega) = 0$, wyjątek stanowi przypadek, kiedy $\omega = 0$, wtedy $W(\omega) \neq 0$, i jest proporcjonalne do T . To oznacza, że argument funkcji sinus $T\omega/2 = i \cdot \pi$, gdzie $i \neq 0$ oraz $i = \text{int}$. Taka wartość argumentu odpowiada częstotliwości kołowej: $\omega = 2\pi i / T$, i częstotliwości: $\nu = \omega / 2\pi = i / T$; współczynnik i przebiega wartości: $i = \dots, -3, -2, -1, 1, 2, 3, \dots$



Rys. 1. Transformata prostokątnego okna pomiarowego

Dla $W(\omega) \neq 0$, widmo funkcji $f(t) : t \in [-T/2, T/2]$, uzyskane w rezultacie transformacji Fouriera, jest zakłócone, zgodnie z zależnością (3), efektem prostokątnego okna pomiarowego (4). Dla widm uzyskanych na drodze bezpośredniego pomiaru, zakłócenia, ujawniają się w postaci zafalowań bocznych, względem $\nu = 0$ i tzw. wycieku widma, powodującego pogorszenie rozróżnialności składowych fal harmonicznym funkcji $f(t)$.

Na rysunku 2a, pokazano prawdziwe widmo modułu dwóch fal o częstotliwościach, które różnią się od siebie nieznacznie. To samo widmo modułu obciążone efektem okna pomiarowego, przedstawione na rysunku 2b, wykazuje istnienie tylko jednej fali i zafalowań bocznych. Niekorzystny efekt prostokątnego okna pomiarowego próbuje się zmniejszać, stosując okna korekcyjne (Hanninga, Hamminga i inne), które „zaokrąglaają” pobrany sygnał, na początku i końcu okresu T [3, 5].



Rys. 2. Widmo dwóch składowych nierozróżnialnych

2. DYSKRETNĄ TRANSFORMACJĄ FOURIERA

Bazą danych podczas numerycznej obróbki sygnału diagnostycznego jest dyskretna postać funkcji $f(t) : t \in [-T/2, T/2]$, uzyskana w rezultacie przetwarzania analogowo-cyfrowego. Jest to szereg wartości, wyznaczonych dla kolejnych chwil: $t_0, t_1, \dots, t_k, \dots, t_{N-1} \in [-T/2, T/2]$. Stała wartość różnicy $t_{k+1} - t_k = T_e$, określa okres próbkowania,

i częstotliwość próbkowania: $\nu_e = 1/T_e$. Wartości T i T_e , wyznaczają całkowitą liczbę próbek: $N = T/T_e = \text{int}$. pobranego fragmentu funkcji $f(t)$, które „zmieszczą się” w oknie pomiarowym $[-T/2, T/2]$. Sygnał $f(kT_e) \equiv f(k)$, gdzie $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, jest poddawany dyskretnej transformacji (5), która została wyprowadzona z całki Fouriera (2), przez zastąpienie całkowania sumowaniem [1, 2, 5]:

$$F(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f(k) \cdot \exp(-j2\pi nk/N) \quad (5)$$

Dyskretne widmo Fouriera jest szeregiem prążków $F(n)$, rozłożonych na osi częstotliwości, co wartość $\Delta\nu \equiv \nu_T = 1/T$, obliczonych kolejno dla $\nu_n = n\nu_T$. Indeks $n = 0, 1, 2, \dots, N/2-1$, wyznacza przedział częstotliwości $[0, \nu_{Nyq})$, gdzie $\nu_{Nyq} = \nu_e/2$. Zgodnie z kryterium Shannona-Nyquista, w tym przedziale może być określone widmo pozbawione aliasingu [1, 2, 5].

3. ZAKŁÓCENIA WIDMA DYSKRETNEGO

Wybrany przez badacza dla potrzeb eksperymentu, czas pobrania sygnału diagnostycznego T , określa częstotliwość podstawową sygnału ν_T , która na osi odciętych, na płaszczyźnie: częstotliwość-moduł i częstotliwość-kąt fazowy, oddziela od siebie dwa sąsiednie prążki, mogące wystąpić w widmie dyskretnym, i decyduje o jego rozdzielczości. Całkowita krotność $n\nu_T$ wyznacza zbiór dyskretnych wartości częstotliwości „dopuszczalnych”. Tylko dla tych częstotliwości może być określone widmo dyskretne.

Wybrana także przez badacza częstotliwość próbkowania sygnału diagnostycznego $\nu_e = 1/T_e$, wyznacza pasmo częstotliwości $[0, \nu_{Nyq})$, określone przez ciąg indeksów: $n = 0, 1, 2, \dots, N/2-1$, w którym mogą być przekazywane wiarygodne informacje, w dyskretnym widmie Fouriera.

Dla stałej częstotliwości próbkowania sygnału ν_e , i szerokości pasma $[0, \nu_{Nyq})$, wraz ze wzrostem długości czasu pobrania T , rośnie liczność zbioru częstotliwości dopuszczalnych i maleje odległość między nimi. W rezultacie, wzrasta ilość informacji, które można przekazać w widmie dyskretnym, w tym paśmie. Dla $T \rightarrow \infty$ częstotliwość $\nu_T \rightarrow 0$, i widmo dyskretne dąży do postaci ciągłej.

W dyskretnym widmie sygnału, pobranego w skończonym czasie T , iloczyn spłotowy (3) przedstawia przebieg transformaty okna, „zawieszony” na prążku reprezentującym składową

harmoniczną, która wystąpiła dla częstotliwości dopuszczalnej, określonej przez pewien indeks n . Tak samo przebieg $W(\omega)$ jest „zawieszony” na prążku dla $i = 0$, na rysunku 1.

Znaczenie indeksu n , który określa zbiór częstotliwości dopuszczalnych oraz indeksu i , który określa zerowe wartości transformaty okna pomiarowego, jest identyczne. Zachodzi tu relacja: $n \equiv i$, z zastrzeżeniem, że zerowa wartość indeksu i , odpowiada wartości indeksu n , dla której występuje prążek reprezentujący składową harmoniczną. Tylko dla tej wartości: $W(\nu) \neq 0$. Dla wszystkich pozostałych wartości całkowitych $n \equiv i$, wyznaczających częstotliwości dopuszczalne, transformata okna: $W(\nu) = 0$, i iloczyn spłotowy (3) jest również równy zero.

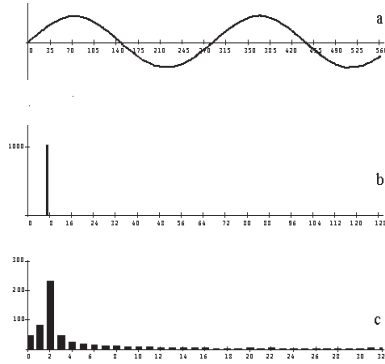
Wynika stąd, że zakłócenia widma dyskretnego, które są efektem istnienia okna pomiarowego, nie występują w takiej postaci jak to pokazano na rysunku 2. Mimo tego, badania widm sygnałów, obliczonych metodą DFT oraz doświadczenia zebrane podczas ich stosowania w diagnostyce urządzeń technicznych wykazują, że te widma są zakłócanie.

Zakłócenie, a ściślej biorąc zafalszowanie widma dyskretnego w paśmie $[0, \nu_{Nyq})$, ujawnia się inaczej

niż to wynika z zależności (3). Jest ono pośrednią konsekwencją istnienia prostokątnego okna pomiarowego i jest związane z dyskretnym (punktowym) sposobem przekazywania informacji zawartych w sygnale diagnostycznym, pobranym w postaci funkcji $f(t): t \in [-T/2, T/2]$ [1, 2, 3, 4, 5].

Skończony czas pobrania sygnału diagnostycznego T , powoduje taką dyskretyzację widma, która wyklucza możliwość przekazywania informacji dla innych częstotliwości, niż dopuszczalne. Badania wykazują, że jeżeli w pobranym sygnale znajdzie się składowa harmoniczna o częstotliwości, która nie należy do zbioru dopuszczalnych, to zostanie ona zaprezentowana w widmie w sposób przybliżony.

Na rysunku 3a, został pokazany sygnał, w postaci fali harmonicznej, który podano dyskretnej transformacji Fouriera. Jeżeli częstotliwość fali należy do zbioru dopuszczalnych, to prawdziwe widmo modułu, przedstawia prążek pokazany na rysunku 3b. Niewielkie skrócenie czasu pobrania T powoduje taki wzrost wartości ν_T , że częstotliwość tej fali straci swoje miejsce w zbiorze dopuszczalnych; prążek przedstawiony na rysunku 3b wypada teraz pomiędzy tymi częstotliwościami. Aby przedstawić badany sygnał w dziedzinie częstotliwości dopuszczalnych, procedura DFT wytwarza widmo zastępcze, pokazane na rysunku 3c, które przedstawia zbiór fal, które nie istnieją w sygnale.



Rys. 3. Sygnał, jego widmo prawdziwe i zastępcze

4. WIDMO ZASTĘPCZE

Sposób, w jaki całka Fouriera została wyprowadzona z szeregu (1) oraz dotychczasowe badania widm dyskretnych, pozwalają sformułować następującą hipotezę:

fale dyskretnego widma zastępczego są wyznaczone według szeregu Fouriera dla zadanych częstotliwości, należących do zbioru dopuszczalnych, i mają tak dobrane amplitudy i fazy, aby ich superpozycja była przybliżeniem fali o częstotliwości, która do tego zbioru nie należy.

Dla sprawdzenia wiarygodności tej hipotezy został wykonany eksperyment numeryczny, którego celem było: 1) obliczenie zastępczego widma modułu fali harmonicznej, za pomocą szeregu Fouriera, 2) porównanie tego widma, z zastępczym widmem modułu, wytworzonym przez procedurę DFT.

Wykorzystując fakt, że funkcję cosinus da się przekształcić do sinusa przez zmianę kąta fazowego, szereg Fouriera (1) można zapisać w postaci:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{n=N/2-1} c_n \sin\left(\frac{2\pi n k}{N} + \varphi_n\right) \quad (6)$$

Zależność (6) uzyskano z szeregu Fouriera (1) przy założeniu, że rozwijana fala harmoniczna reprezentuje sygnał pobrany w skończonym czasie i przetworzony do postaci dyskretnej. W szeregu (6), okres podstawowy fali jest równy czasowi pobrania: $T = NT_e$, i współrzędna niezależna – czas: $t = kT_e$. Bezwymiarowa dziedzina częstotliwości dopuszczalnych jest oznaczona indeksem $n = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$, symbol φ_n oznacza kąt fazowy n -tej fali dyskretnego widma zastępczego.

Falę harmoniczną można zapisać w postaci funkcji: $f(t) = A \sin 2\pi \nu t$. Jeśli badana fala, reprezentująca sygnał, będzie pobrana w skończonym czasie $T = const.$, to zbiór zadanych częstotliwości dopuszczalnych, przeznaczonych dla jej rozwinięcia w szereg Fouriera, będzie stały. Ponieważ każda wartość $1/T$, pomnożona przez liczbę całkowitą n , większą od zera, wyznaczy częstotliwość dopuszczalną, to ani szereg Fouriera, ani procedura DFT, nie wygeneruje widma zastępczego. Aby

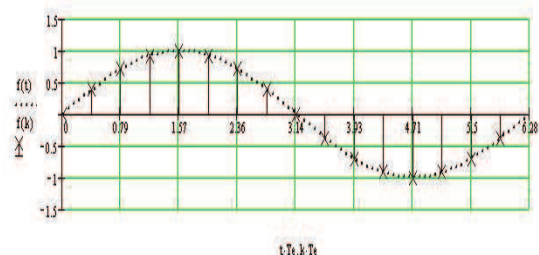
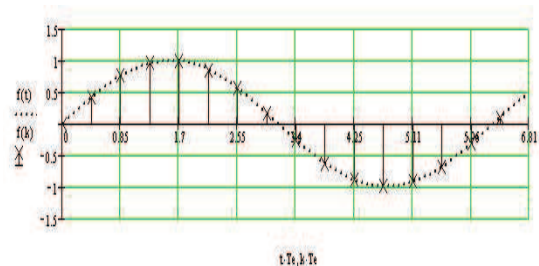
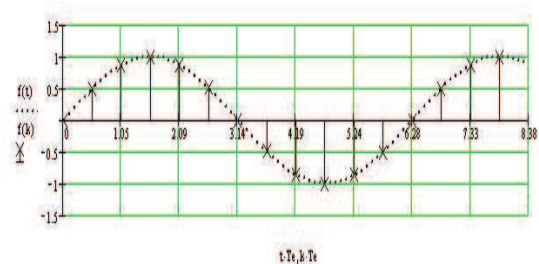
uzyskać informacje, które mogą potwierdzić (lub obalić) przyjętą hipotezę, należy zapewnić możliwość modyfikacji wartości częstotliwości badanej fali, bez zmiany ustalonego czasu pobrania.

Niech częstotliwość badanej fali będzie $\nu = (1 + \alpha)/T$. Wtedy dla $\alpha = 0$, jeden okres fali harmonicznej jest równy T , a jej częstotliwość $\nu = 1/T$. Natomiast dla każdej wartości $\alpha \in (0, 1)$, $\nu \neq 1/T$, i częstotliwość fali nie będzie należała do zbioru dopuszczalnych, przy zachowaniu czasu pobrania $T = const.$

Po podstawieniu: $\nu = (1 + \alpha)/T$, $T = NT_e$ oraz $t = kT_e$, argument funkcji sinus przyjmie postać $2\pi(1 + \alpha)k/N$. Badana fala zapisana, w dziedzinie indeksu, k - reprezentującego czas, będzie:

$$f(t) = A \sin \frac{2\pi(1 + \alpha)k}{N} \quad (7)$$

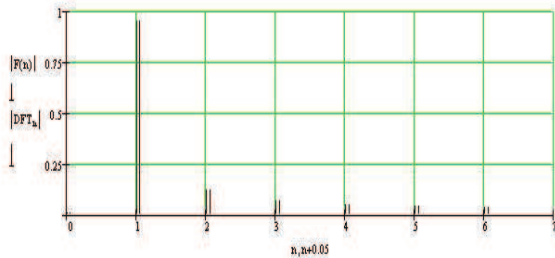
Dyskretna postać fali została określona dla: $N = 16$ próbek, ponumerowanych indeksem: $k = 0, 1, 2, \dots, 15$. Dla $A = 1$, falę (7) wygenerowano kolejno dla: $\alpha = 0$, $\alpha = 1/6$ i $\alpha = 2/3$. Przebiegi tych fal zostały przedstawione na rysunkach 4, 5 i 6.

Rys. 4. Sygnał, $\alpha = 0$ Rys. 5. Sygnał, $\alpha = 1/6$ Rys. 6. Sygnał, $\alpha = 2/3$

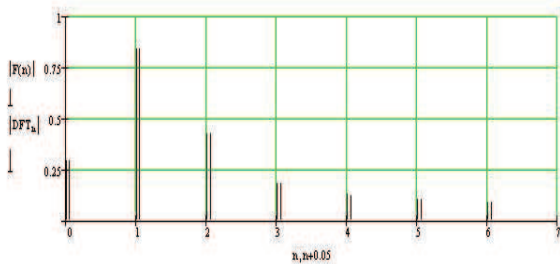
Uwzględniając kryterium Shannona-Nyquista, widmo zastępcze fali zostało wyznaczone w postaci składowej stałej, dla $n=0$ oraz prążków, dla $n=1,2,\dots,7$.

Przebiegi zastępczych widm modułu zostały przedstawione na rysunkach 7 i 8. Prążki naniesione na siatce wyznaczającej wartości częstotliwości dopuszczalnych oznaczonych indeksami $n=1,2,\dots,7$, przedstawiają widmo zastępcze uzyskane za pomocą szeregu Fouriera, a prążki obok - metodą DFT.

Na wykresach, wysokość prążków uzyskanych tymi dwoma metodami jest identyczna, co może być dowodem, że widmo zastępcze jest rezultatem rozwinięcia w szereg Fouriera składowej sygnału o częstotliwości, która nie należy do zbioru dopuszczalnych.

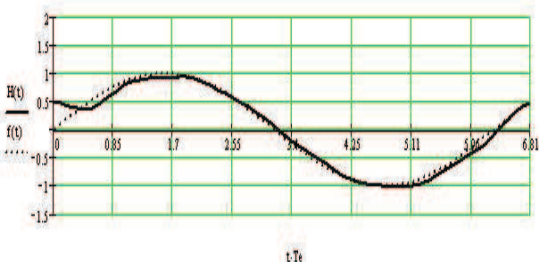


Rys. 7. Widmo zastępcze fali dla $\alpha = 1/6$

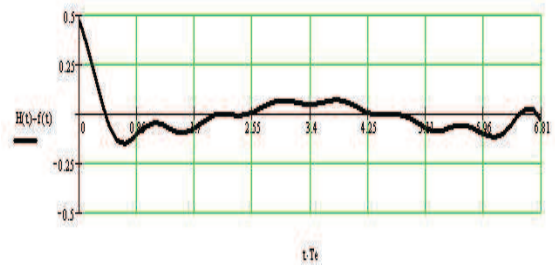


Rys. 8. Widmo zastępcze fali dla $\alpha = 2/3$

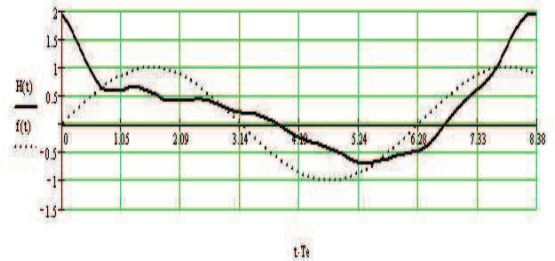
Na rysunku 9 przedstawiono porównanie przebiegu oryginalnej fali wytworzonej dla $\alpha = 1/6$ i przebiegu fali, która jest rezultatem superpozycji fal harmoniczných, odtworzonych z prążków widma zastępczego, wyznaczonego dla tej fali (uwzględnieniem kąta fazowego), za pomocą szeregu Fouriera. Na rysunku 10 pokazano residuum, wyznaczone przez różnicę, która jest rezultatem odjęcia fali odtworzonej od oryginalnej. Na rysunkach 11 i 12 przedstawiono takie same przebiegi, dla fali wytworzonej dla $\alpha = 2/3$.



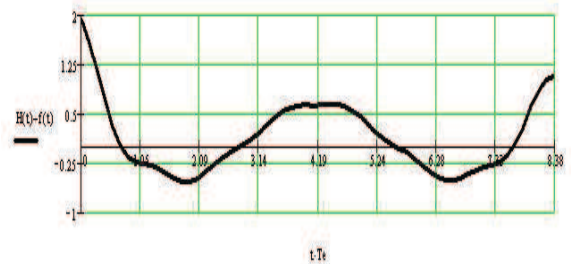
Rys. 9. Fala oryginalna i fala odtworzona dla $\alpha = 1/6$



Rys. 10. Residuum fal oryginalnej i odtworzonej dla $\alpha = 1/6$



Rys. 11. Fala oryginalna i fala odtworzona dla $\alpha = 2/3$



Rys. 12. Residuum fal oryginalnej i odtworzonej dla $\alpha = 2/3$

5. PODSUMOWANIE

Wykonany eksperyment numeryczny potwierdza prawdziwość przyjętej hipotezy.

Czas pobrania, wybrany przez badacza dla celów eksperymentu diagnostycznego, określa długość pobranego fragmentu sygnału i jego okres, a w konsekwencji jego częstotliwość podstawową. W dyskretnym widmie takiego sygnału, wyznaczonym metodą DFT, całkowita krotność odwrotności czasu pobrania sygnału określa zbiór częstotliwości dopuszczalnych. Tylko dla tych częstotliwości może być przekazywana informacja widmowa reprezentowana przez składowe fale harmoniczne zawarte w sygnale.

Każda fala harmoniczna o częstotliwości, która nie należy do zbioru dopuszczalnych, jest przedstawiana w postaci dyskretnego widma zastępczego. Takie widmo wytwarza procedura DFT niezależnie od woli badacza, rozkładając falę o częstotliwości, która nie należy do zbioru dopuszczalnych, na składowe harmoniczne o częstotliwościach, które do tego zbioru należą, według szeregu Fouriera.

Składowe tego widma przekazują informacje, których nigdy nie było w oryginalnym sygnale diagnostycznym, zakłócając widmo dyskretne.

Fale sygnału diagnostycznego odtworzone z rezultacie superpozycji tych składowych wykazują, że informacja zawarta w widmie zastępczym jest zafałszowana w dziedzinie czasu i częstotliwości. Przebiegi residuum wykazują, że efekt okna pomiarowego w widmie dyskretnym zniekształca rozkład energii reprezentowanej przez sygnał diagnostyczny w czasie pobrania.

Nie udało się wyjaśnić znaczenia i sposobu powstawania składowej stałej widma zastępczego, która ujawnia się dla $n=0$. Z przebiegów residuum widać, że gdyby tą wartość, w sposób arbitralny, przyjąć równą zero, to fala odtworzona ze składowych tego widma byłaby dokładniejsza, w stosunku do fali oryginalnej.

Uzyskane rezultaty potwierdzają wnioski uzyskane z innych badań, że sposób wytwarzania widm dyskretnych obliczonych metodą DFT dla sygnałów diagnostycznych pobranych w czasie skończonym powoduje zakłócenia, które są nieuniknione (przy dzisiejszym poziomie wiedzy), i nie dadzą się ani usunąć ani zmniejszyć za pomocą obecnie stosowanych okien korekcyjnych.

LITERATURA

- [1] Kurowski W.: *Influence of a measurement time window on the FFT frequency spectrum*. Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 4, 31, 1993, s. 845-856.
- [2] Kurowski W.: *Informatical Properties of Discrete Spectrum*. Archiwum Informatyki Teoretycznej i Stosowanej, Tom 7 (1995), z. 1-4, s. 95-104.
- [3] Kurowski W.: *O szkodliwości stosowania okien korekcyjnych przy wyznaczaniu dyskretnych widm Fouriera sygnałów wibroakustycznych*. Zagadnienia Eksploatacji Maszyn, Zeszyt 4(120), 1999, s. 733-750.
- [4] Pankowski A.: *Badanie zakłóceń widm częstotliwościowych sygnału wibroakustycznego*. Mat. Konferencyjne: XXXI Ogólnopolskie Sympozjum DIAGNOSTYKA MASZYN, Węgierska Górnka 2004, Politechnika Śląska, Wyd. Politechnika Śląska, Wyd. Transportu, Katowice 2004,
- [5] Kurowski W.: *Podstawy diagnostyki systemów technicznych. Metodologia i metodyka*. Wyd. ITE-PIB w Radomiu, Warszawa-Płock 2008.



Waldemar KUROWSKI, ukończył wydział MEiL na Politechnice Warszawskiej 1961 roku, uzyskując stopień magistra inżyniera lotnictwa, dr hab. nauk technicznych w dyscyplinie: mechanika, specjalność: wibroakustyka, profesor nadzwyczajny Politechniki Warszawskiej na Wydziale Budownictwa, Mechaniki i Petrochemii w Płocku. Zajmuje się metodologią i metodyką badań, problemami diagnostyki maszyn i urządzeń technicznych, wibroakustyką oraz numeryczną obróbką sygnałów. Jest autorem lub współautorem ponad 100 publikacji, referatów i opracowań zastosowanych w praktyce oraz 5 publikacji zwartych. Jest członkiem Polskiego Towarzystwa Diagnostyki technicznej. Hobby: muzyka operowa, narciarstwo alpejskie, jazda konna.



Andrzej PANKOWSKI urodził się w 1970 roku w Płocku. W 1995 roku ukończył Uniwersytet Łódzki, Sekcja Zastosowań Matematyki. Od 1995 roku pracownik Politechniki Warszawskiej na Wydziale Budownictwa, Mechaniki i Petrochemii w Płocku. W 1995 roku uzyskał stopień doktora nauk technicznych w dyscyplinie: Budowa i eksploatacja maszyn. Interesuje się zastosowaniami algorytmiki, programowania i metod numerycznych, w diagnostyce urządzeń technicznych.