

TECHNIKA POMIARU I OCENY EMISJI MAŁOCZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO POLA MAGNETYCZNEGO NA STATKU MORSKIM

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z techniką pomiaru i oceny poziomu małowartościowej emisji pola magnetycznego w środowisku statku morskiego w odniesieniu do dopuszczalnych wartości indukcji magnetycznej zawartych w zaleceniach międzynarodowych International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP). Wskazano główne determinanty dokładności wyznaczania chwilowej wartości wskaźnika ekspozycji na niestacjonarne pole magnetyczne dla pól o złożonym widmie z zakresu małych częstotliwości. Rozważono istotne problemy związane z zastosowaniem algorytmu STFT do estymacji wskaźnika ekspozycji. Przedyskutowano metodę wyboru optymalnej długości okna czasowego użytego do segmentacji danych pomiarowych. Analizowano sposoby redukcji przecieku widma i ich wpływ na dokładność wyznaczania wskaźnika ekspozycji. W celu minimalizacji przecieku widma wykorzystano okno wygładzające w dziedzinie czasu oraz algorytm interpolacyjny widma w dziedzinie częstotliwości.

Zastosowane metody przetwarzania sygnału pomiarowego zwiększają dokładność wyznaczania wskaźnika ekspozycji na niestacjonarne pole magnetyczne.

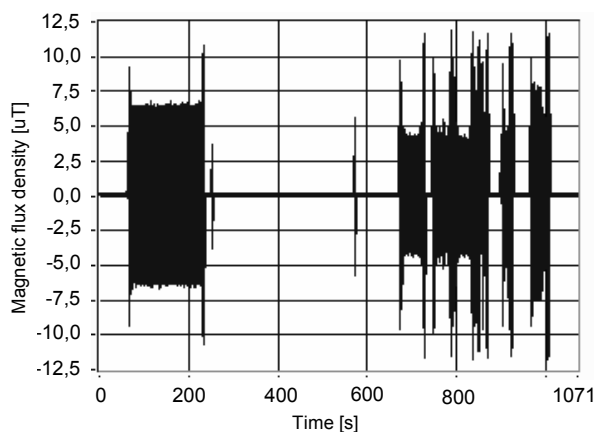
WPROWADZENIE

Zagadnienia związane z oceną poziomu pól elektromagnetycznych są istotne z praktycznego punktu widzenia, gdyż zakłócenia elektromagnetyczne w sposób bezpośredni wpływają na niezawodność obiektów, co w środowisku statku jest silnie powiązane z bezpieczeństwem żeglugi. Zjawiska te są również nieobojętne dla bezpieczeństwa ludzi przebywających w pobliżu źródeł pól elektromagnetycznych.

Wymagania w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej stawiane urządzeniom stosowanym na statku sprowadzają się głównie do badań odporności i emisyjności tych urządzeń na pola średniej i wielkiej częstotliwości. W środowisku statku, gdzie pracują generatory, nadajniki, prądnice okrętowe, transformatory dużej mocy, silniki elektryczne, a także przekształtniki energoelektroniczne, występują silne pola magnetyczne również w zakresie małych częstotliwości [11]. Przepisy okrętowych towarzystw klasyfikacyjnych nie obejmują zagadnień związanych z ochroną zdrowia załogi statku przed występującymi w środowisku pracy

polami magnetycznymi małych częstotliwości. Powszechnie wiadomo, że energia pól magnetycznych, oddziałując bezpośrednio na organizm człowieka, może być przyczyną niepożądanych efektów biologicznych, zmian funkcjonowania komórek, a nawet całego organizmu człowieka. Ekspozycja zawodowa na pola o dużych natężeniach i długim czasie trwania może wpływać na zdrowie i zdolność do pracy. Zagadnienia te regulują odnośne przepisy [6, 9], w których ustalono granice stref ochronnych pól i promieniowania elektromagnetycznego oraz zasady oceny dopuszczalnej ekspozycji w poszczególnych strefach. Ze względu na to, że skutki ekspozycji są bardzo silnie uzależnione nie tylko od natężenia pól oraz od czasu trwania ekspozycji, ale również od charakterystyki zmienności natężenia pola w czasie – dopuszczalna ekspozycja zmienia się wraz z częstotliwością pól i promieniowania oddziałującego na człowieka.

W artykule skoncentrowano się na problemach związanych z techniką pomiaru i oceny poziomu małowzrostliwościowej emisji pola magnetycznego w środowisku statku morskiego w odniesieniu do dopuszczalnych wartości indukcji magnetycznej zawartych w zaleceniach międzynarodowych International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) [6]. Rozważania ograniczono do analizy krótkookresowych niestacjonarnych sygnałów pomiarowych. Przykładowo, takie sygnały pomiarowe, reprezentujące przebiegi czasowe wolnozmiennego pola magnetycznego, rejestrowane są w otoczeniu okrętowych odbiorników dużej mocy (rys. 1).



Rys. 1. Przebieg czasowy indukcji pola magnetycznego w otoczeniu silnika sterów strumieniowych, zarejestrowany w czasie manewrów statku [11]

Wskazano główne determinanty dokładności wyznaczania chwilowej wartości wskaźnika ekspozycji na niestacjonarne pole magnetyczne dla pól o złożonym widmie z zakresu małych częstotliwości.

1. DOPUSZCZALNE POZIOMOY INDUKCJI MAGNETYCZNEJ ORAZ WSKAŹNIK EKSPOZYCJI

W zaleceniach międzynarodowych (ICNIRP) [6] określone są dopuszczalne wartości skuteczne indukcji magnetycznej dla ekspozycji na pola magnetyczne małej częstotliwości. Zalecenia te opierają się na wynikach badań dotyczących stymulacji tkanki nerwowej polami indukowanymi [6]. Dopuszczalne wartości indukcji pola magnetycznego dla ekspozycji w środowisku zawodowym i publicznym według zaleceń ICNIRP przedstawia rysunek 2. W przypadku jednoczesnego oddziaływania magnetycznych pól sinusoidalnych z zakresu częstotliwości od 1 Hz do 65 kHz warunki dopuszczalnej ekspozycji zdefiniowano za pomocą zależnego od czasu wskaźnika ekspozycji $SF(t)$, którego wartość chwilowa powinna spełniać poniższą zależność:

$$SF(t) = \sum_{i=1}^M \frac{B_i(t)}{B_{L,i}} \leq 1 \quad (1)$$

przy czym:

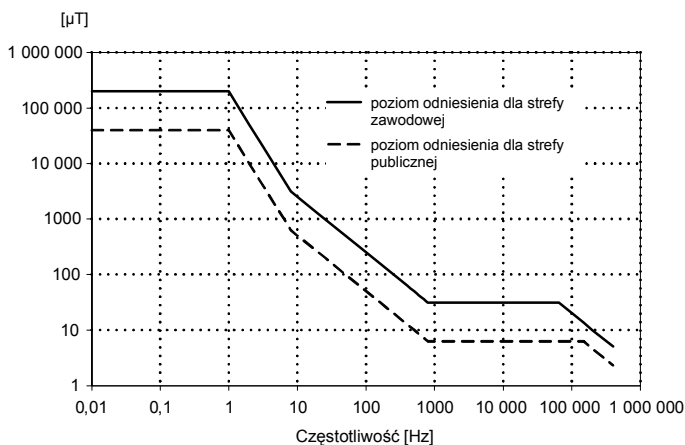
- $B_i(t)$ – zmierzona wartość indukcji pola magnetycznego o częstotliwości f_i ,
- $B_{L,i}(t)$ – dopuszczalna wartość indukcji pola magnetycznego dla częstotliwości f_i .

Chwilowe wartości $B_i(t)$ wyznaczano za pomocą krótkoczasowej transformacji Fouriera (STFT) dla odcinków $x(t)$ sygnału pomiarowego zarejestrowanych w trakcie pomiaru:

$$x(t) = \sum_{k=1}^M A_k(t) \sin[2\pi f_k(t)t + \varphi_k(f)] \quad (2)$$

przy czym:

- $A_k(t)$ – zmienna w czasie amplituda sygnału,
- $f_k(t)$ – zmienna w czasie częstotliwość,
- $\varphi_k(t)$ – zmienna w czasie pulsacja.

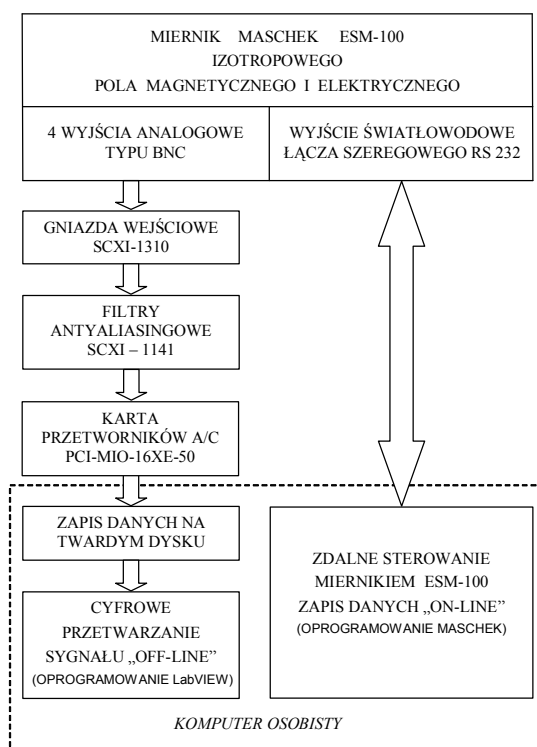


Rys. 2. Dopuszczalne poziomy indukcji magnetycznej w zakresie małych częstotliwości dla strefy zawodowej i publicznej według ICNIRP [6]

Zmienne w czasie parametry skladowych sinusoidalnych w zaleznosci (2) sa bezposrednio zwiazane z niestacjonarnym charakterem przebiegow czasowych indukcji magnetycznej małowzrostliwosciowego pola magnetycznego.

2. SYSTEM POMIAROWY

Pomiary natężenia pola magnetycznego w zakresie malych częstotliwosci przeprowadzono za pomoca systemu pomiarowego, wyposazonego w izotropowy miernik pola magnetycznego MASCHEK ESM-100. Miernik ten pozwala na wykonanie pomiarow pola magnetycznego w pasmie częstotliwosci od 5 Hz do 400 kHz w kilku zakresach pomiarowych: w szerokim pasmie od 5 Hz do 400 kHz, dla częstotliwosci 50 Hz, w pasmie nizszych częstotliwosci od 5 Hz do 2 kHz oraz wyzszych częstotliwosci od 2 kHz do 400 kHz [11]. Do rejestracji wartosci chwilowych natężenia pola magnetycznego wykorzystano karte pomiarowa z przetwornikami a/c, na ktorej wejscie podano sygnal pomiarowy z wyjsc analogowych miernika ESM-100. Cztery szerokopasmowe (5 Hz–400 kHz) wyjscia analogowe miernika umozliwiają pomiar wartosci chwilowych przebiegu czasowego skladowych pola magnetycznego w jednym kierunku w zakresie napięć wyjsciovych od 0 do 600 mV (rys. 3).



Rys. 3. Komputerowy system do pomiaru indukcji pola magnetycznego w zakresie malych częstotliwosci [11]

Dyskretne sygnały pomiarowe poddawane są dalszej analizie z wykorzystaniem przyrządów wirtualnych metodą off-line, w graficznym zintegrowanym środowisku programowania LabVIEW [7, 8, 10].

3. DOKŁADNOŚĆ WYZNACZANIA WSKAŹNIKA EKSPOZYCJI

Krótkoczasowa transformacja Fouriera (STFT) opiera się na założeniu, że sygnał ma charakter stacjonarny w krótkich odcinkach czasu. Algorytm polega na podziale zarejestrowanego szeregu czasowego na rozłączne lub zachodzące na siebie odcinki danych, które po pomnożeniu przez funkcję okna poddawane są dyskretnej transformacie Fouriera (DFT) [4]. Typ i długość okna śledzącego determinuje rozdzielczość czasowo-częstotliwościową analizy STFT.

Rozważono trzy główne problemy związane z zastosowaniem algorytmu STFT do estymacji wskaźnika ekspozycji. Dotyczyły one identyfikacji optymalnej długości okna czasowego użytego do segmentacji danych pomiarowych, wyboru wartości parametru pokrycia dla zastosowanej procedury Welcha (ang. *overlapping*) oraz redukcji przecieku widma poprzez zastosowanie wygładzającego okna w dziedzinie czasu i interpolacji widma w dziedzinie częstotliwości. Rozważano wpływ rodzaju i długości okna czasowego na dokładność estymacji wskaźnika ekspozycji, biorąc pod uwagę okna o ustalonej długości.

Dyskretna postać STFT szeregu czasowego $x[i]$ zdefiniowana jest jako [7]:

$$STFT [k, n] = \sum_{i=kdM-\frac{L}{2}}^{kdM+\frac{L}{2}-1} x_k[i] w^*[i - kdM] e^{-j2\pi ni / N} \quad (3)$$

przy czym:

- $x_k[i]$ – k -ty segment dyskretnego przebiegu czasowego indukcji magnetycznej,
- $w[i]$ – funkcja okna śledzące,
- L – długość okna,
- dM – długość kroku przesuwającego okno.

Jeżeli długość kroku przesuwającego okno śledzące dM jest większa lub równa długości okna L , kolejne okna śledzące nie zachodzą na siebie. Zastosowanie procedury Welcha powoduje wygładzenie STFT w dziedzinie czasu przy jednoczesnym wydłużeniu czasu przetwarzania i zwiększeniu potrzebnej pojemności pamięci. Procedura ta nie zwiększa istotnie dokładności analizy przebiegów czasowych o długim czasie trwania, w których zmiany (czy to w dziedzinie czasu, czy częstotliwości) zachodzą wolno [7].

3.1. Przedział stacjonarności i wybór optymalnej długości okna

Wybór optymalnej długości okna śledzącego uwarunkowany jest dwoma różnymi wymaganiami. Długość okna L powinna być na tyle krótka, aby sygnał mógł być traktowany w tym czasie jako stacjonarny, jednocześnie na tyle długa, aby zapewnić odpowiednią rozdzielczość częstotliwościową analizy STFT. Optymalną długość okna czasowego dla algorytmu STFT opierającego się na stałej długości okna określono w wyniku analizy funkcji autokorelacji przebiegów czasowych zarejestrowanego sygnału pomiarowego.

Dyskretna funkcja autokorelacji dla rzeczywistych wartości $x_k[n]$ jest zdefiniowana jako [12]:

$$R_{xx}[m, n] = \frac{1}{N - |m|} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x_k[n] x_k[n+m] \quad (4)$$

Opóźnienie m nie powinno przekraczać 20% całkowitej liczby N analizowanych próbek sygnału, ze względu na rosnący ze wzrostem m błąd estymacji $R_{xx}[m, n]$ [2]. Wynika to z tego, że dla rosnących wartości opóźnień m następuje sumowanie coraz mniejszej liczby składników, wskutek czego wartość średnia sumy jest obciążona coraz większym błędem. W celu wyeliminowania tego efektu stosuje się okno trójkątne o postaci [12]:

$$w[m] = \begin{cases} 1 - \frac{|m|}{N}, & |m| \leq N-1 \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (5)$$

W wyniku pomnożenia równania (4) przez funkcję okna otrzymuje się następującą zależność:

$$R_{xx}[m, n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x_k[n] x_k[n+m] \quad (6)$$

Dyskretna funkcja autokorelacji dla procesu stacjonarnego jest zależna jedynie od opóźnienia m . Estymatory $R_{xx}[m, n]$ są obliczane dla n_d różnych segmentów czasowych wejściowego przebiegu $x_k[i]$, każdy składający się z $N > m$ próbek, z 50-procentowym współczynnikiem pokrycia. Dla każdego segmentu $x_k[n]$, iloczyn $x_k[n]x_k[n+m]$ jest obliczany i zapisywany, a następnie operacja jest powtarzana dla kolejnego opóźnienia m . Procedura jest powtarzana dla wszystkich n_d rekordów czasowych. Wartość optymalnej długości okna śledzącego określa się na podstawie przebiegów czasowych funkcji autokorelacji [2]. Aby zidentyfikować przedziały stacjonarności, wykresy funkcji autokorelacji porównuje się z założonym progiem korelacji. Dla przebiegów czasowych indukcji pola magnetycznego przedstawionych na rysunku 1 określono przedziały stacjonarności, które determinują optymalną długość okna śledzącego STFT w zakresie od 1950 do 3000 próbek (od 0,975 s do 1,5 s dla częstotliwości próbkowania równej 2 kHz) przy założonym progu korelacji wynoszącym 0,3.

3.2. Redukcja przecieku widma

Niepożądany efekt przecieku widma spowodowany asynchronicznym próbkowaniem sygnału pomiarowego objawia się w dwa różne sposoby. Pierwszy (ang. *long-term leakage*) związany jest z tym, że w widmie analizowanego sygnału moc skupiona przy jednej częstotliwości ulega „rozmyciu” do szerszego pasma częstotliwości. Drugi (ang. *short-term leakage*), będący skutkiem nieidealnie płaskiego listka głównego okna czasowego, powoduje błędy estymacji częstotliwości i amplitudy.

W celu ograniczenia błędów związanych z efektem przecieku widma stosuje się wygładzające okna w dziedzinie czasu i interpolację widma w dziedzinie częstotliwości.

Optymalne okno wygładzające

Okno wygładzające powinno charakteryzować się małym poziomem listków bocznych, dużym nachyleniem ich charakterystyki częstotliwościowej przy przejściu od listka głównego do listków bocznych oraz odpowiednio dużą rozdzielczością. Wymagania te spełnia klasa funkcji kosinusoidalnych. Ogólne wyrażenie na funkcję okna kosinusoidalnego $w_K(n)$ ma postać [13]:

$$w_K[n] = \sum_{i=0}^K (-1)^i a_i \cos\left(\frac{2\pi i}{L} n\right) \quad (7)$$

przy czym:

- L – długość okna,
- K, a_i – parametry funkcji okna.

Wartości K i a_i definiują różne funkcje okna, gdzie K określa szerokość listka głównego, a kombinacja K i a_i determinuje poziom amplitudy listków bocznych. Przykładowo, dla $K = 0$ wyrażenie (7) opisuje okno prostokątne, dla $K = 1, a_0 = a_1 = 0,5$ – okno Hanninga, a dla $K = 2, a_0 = 0,42, a_1 = 0,5, a_2 = 0,08$ – okno Blackmana.

Dyskretna transformata Fouriera (DFT) funkcji okna opisana jest wyrażeniem [13]:

$$W_K[n] = \sum_{i=0}^K (-1)^i \frac{a_i}{2} (D[n-i] + D[n+i]) \quad (8)$$

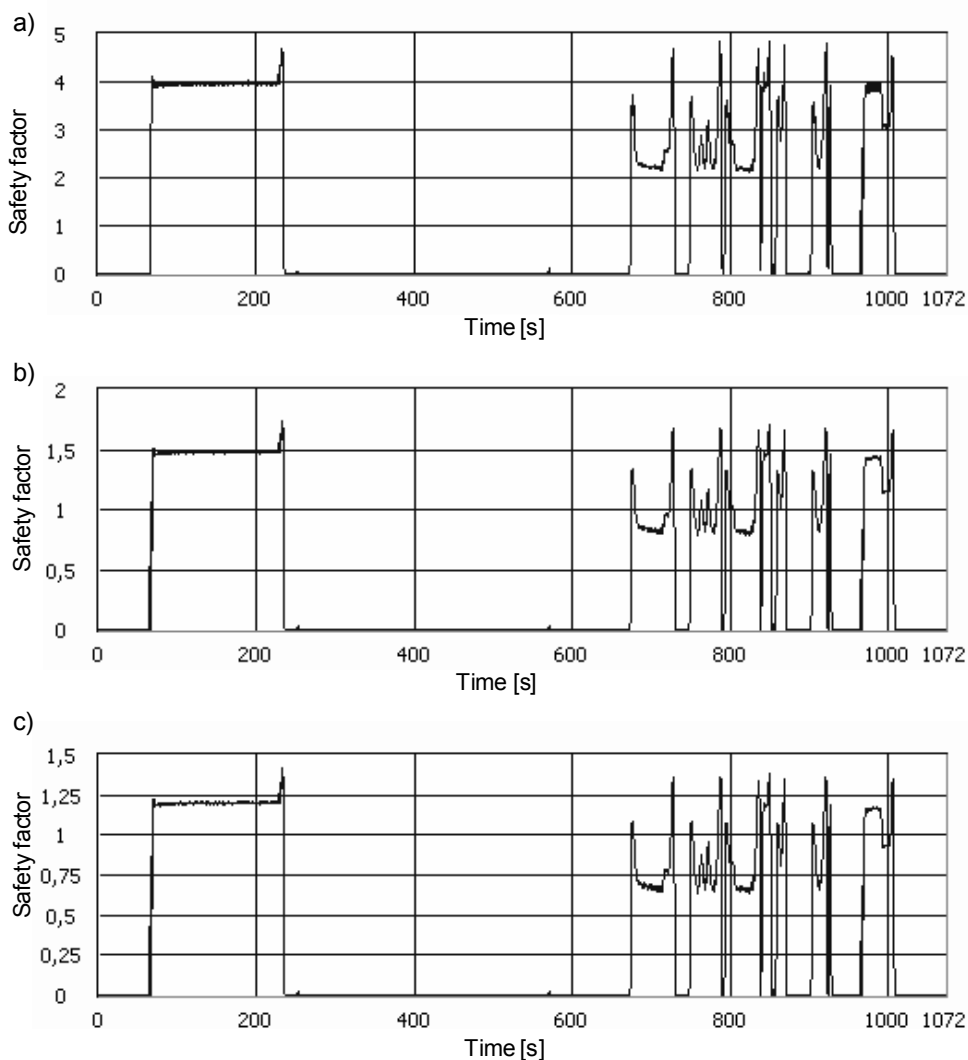
gdzie:

$D[n]$ – jądro Dirichleta, zdefiniowane jako [13]:

$$D[n] = \exp(-j\pi n \frac{L-1}{L}) \frac{\sin(\pi n)}{N \sin(\pi n / L)} \quad (9)$$

Dla pewnej ustalonej wartości K szerokość listka głównego się nie zmienia, podczas gdy amplitudy listków bocznych zależą jedynie od parametru a_i . Odpowiednio dobrane wartości parametru a_i mogą zapewnić minimalną amplitudę listków bocznych, która ma wpływ na redukcję efektu przecieku widma. Jednocześnie

wraz ze wzrostem K wzrasta szerokość listka głównego, czyli pogarsza się rozdzielczość częstotliwościowa analizy DFT. Dla $K = 1$ minimalną amplitudę listków bocznych otrzymuje się dla $a_0 = a_1 = 1/2$, wówczas optymalnym oknem jest okno Hanninga [13]. Dla $K = 2$ największe tłumienie listków bocznych zapewnia $a_0 = 1/4$, $a_1 = 1/3$, $a_2 = 1/12$. Wyniki pomiaru wskaźnika ekspozycji dla różnych typów okien przedstawia rysunek 4. Można zauważyć, że wartości chwilowe wskaźnika ekspozycji otrzymane z zastosowaniem algorytmu STFT z oknem prostokątnym różnią się znacznie od pozostałych. Ich poziom jest zdecydowanie wyższy niż w przypadku zastosowania okien Hanninga i Blackmana.



Rys. 4. Chwilowe wartości wskaźnika ekspozycji obliczone z zastosowaniem:
a) okna prostokątnego, b) okna Blackmana, c) okna Hanninga
(szerokość okna, długość kroku równe 2048 próbek)

Interpolacja widma w dziedzinie częstotliwości

Błędy oszacowania amplitudy A_k i częstotliwości f_k składowej częstotliwościowej w widmie można zminimalizować dzięki zastosowaniu algorytmu interpolacyjnego [1]. W celu określenia pozycji pojedynczej składowej (A_k, f_k) na osi częstotliwości definiuje się różnicę δ_k pomiędzy dwoma sąsiednimi najwyższymi prążkami X_k i X_{k+1} w widmie [1].

Niech $f_k = k\Delta f$ będzie częstotliwością, a $|X_k[f_p]|$ amplitudą k -tego prążka w widmie obliczonego na podstawie STFT. Wówczas częstotliwość i amplitudę po interpolacji opisują zależności [5]:

$$\hat{f}_k = (k + \delta_k)\Delta f, \quad -0,5 < \delta_k \leq 0,5 \quad (10)$$

$$|\hat{X}_k[\hat{f}_k]| = D|X_k[k\Delta f]| \quad (11)$$

przy czym:

δ_k, D – współczynniki korekcji.

Przy zastosowaniu do okienkowania danych okna Hanninga współczynniki korekcji przyjmą następującą postać [1]:

$$\delta_k \approx 2 \frac{1 - \alpha_k}{1 + \alpha_k} \quad (12)$$

$$D = 2 \left| \frac{\pi \delta_k (1 - \delta_k^2)}{\sin(\pi \delta_k)} \right| \quad (13)$$

Parametr α_k opisuje zależność [1]:

$$\alpha_k = \frac{|X_k[k\Delta f]| + |X_k[(k-1)\Delta f]|}{|X_k[k\Delta f]| + |X_k[(k+1)\Delta f]|} \quad (14)$$

Dokładność szacowania amplitudy można zwiększyć, stosując np. wielopunktową interpolację [1].

WNIOSKI

W artykule przedstawiono sposób oceny poziomu ekspozycji na niestacjonarne pola magnetyczne na podstawie analizy czasowo-częstotliwościowej, zarejestrowanych przebiegów czasowych indukcji pola magnetycznego B. Procedura pomiarowa polega na akwizycji przebiegów czasowych w komputerowym systemie pomiarowym, a następnie przetwarzaniu off-line z wykorzystaniem krótkoczasowej transformacji Fouriera.

Wskazano główne determinanty dokładności wyznaczania chwilowej wartości wskaźnika ekspozycji na niestacjonarne pole magnetyczne dla pól o złożonym widmie z zakresu małych częstotliwości. Rozważono główne problemy związane z zastosowaniem algorytmu STFT do estymacji wskaźnika ekspozycji. Przedyskutowano metodę wyboru optymalnej długości okna czasowego użytego do segmentacji danych pomiarowych. Analizowano sposoby redukcji przecieku widma i ich wpływ na dokładność wyznaczania wskaźnika ekspozycji. W celu minimalizacji przecieku widma użyto okna wygładzającego w dziedzinie czasu oraz algorytmu interpolacyjnego widma w dziedzinie częstotliwości.

Zastosowane metody przetwarzania sygnału pomiarowego zwiększają dokładność wyznaczania wskaźnika ekspozycji na niestacjonarne pole magnetyczne.

LITERATURA

1. Agrez D., *Weighted multipoint interpolated DFT to improve amplitude estimation of multi-frequency signal*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements 2002, vol. 51, no. 2, s. 287–292.
2. Bellan D., Gaggelli A., Maradei F., Mariscotti A., Pignari S.A., *Time-domain measurement and spectral analysis of non-stationary low-frequency magnetic-field emissions on board of rolling stock*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 2004, vol. 46, no. 1, s. 12–23.
3. Bendat J.S., Piersol A.G., *Random data. Analysis and measurement procedures*, Wiley, New York 2000.
4. Cohen L., *Time-frequency analysis*, Practice Hall Inc., New Jersey 1995.
5. Grandke T., *Interpolation algorithms for discrete Fourier transforms of weighted signals*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements 1983, vol. IM-32, s. 350–355.
6. *ICNIRP guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)*, Health Phys., 1998, vol. 74, no. 4, s. 494–522.
7. *LabVIEW – Joint time-frequency analysis toolkit. Reference manual*, Austin, National Instrument, 1997.
8. *LabVIEW – Advanced signal processing. Toolkit – time frequency analysis tools. User manual*. Austin, National Instrument, 2005.
9. *MIL STD 461E. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment*, 1999-08.
10. Pałczyńska B., *Time-frequency analysis of non-stationary magnetic fields*, Proc. 16th IMEKO TC4 Symposium, 22-24 Sept., 2008, Florence, Italy, s. 41 (CD ROM).
11. Pałczyńska B., Spiralski L., Wyszowski J., *Electromagnetic field measurement of bow thruster driver with frequency converter*, Conference Proc. of IEEE 5th International Conference-Workshop Compatibility in Power Electronics, CPE 2007, Gdynia, Poland 2007 (CD ROM).
12. Vaseghi S.V., *Advanced digital signal processing and noise reduction*, Wiley, New York 2006.
13. Xue H., Yang R., *Optimal interpolating windowed discrete Fourier transform algorithms for harmonic analysis in power systems*, IEE Proc. Gener. Transm. Distrib., 2003., vol. 150, no. 5, s. 583–587.

THE METHOD OF MEASUREMENT AND ASSESSMENT OF LOW-FREQUENCY MAGNETIC-FIELD EMISSION ON BOARD OF THE VESSEL

Summary

The method of measurement and analysis of low-frequency magnetic-field emissions in ship's environment, in reference to admissible levels for exposures to time-varying magnetic-field, proposed by International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) is presented. The main conditions deciding about the estimation accuracy of the instantaneous safety factor level of the simultaneous exposure to multiple frequency fields in the range of low-frequencies were determined. The paper focuses on the main issues connected to applying the STFT algorithm for estimation of the safety factor. The method of the optimal time-window length identification used for segmentation of the whole time series was discussed. The ways of the reduction of long- and short-time spectral leakage effects and their influence on the estimation accuracy of the safety factor were analyzed. The leakage was minimized using suitable tapering windows in the time domain and interpolation formula in frequency domain.

Measurement results showed that the applied methods of digital signal processing improved the estimation accuracy of a safety factor.