

## Pełnofalowa analiza odporności elektroencefalografu na zaburzenia promieniowane

**Streszczenie.** W artykule pokazano wyniki pełnofalowej analizy odporności elektroencefalografu na zaburzenia promieniowane. Do symulacji wykorzystano numeryczny model rzeczywistego obwodu drukowanego elektroencefalografu z dołączonymi przewodami. Strukturę "oświetlano" płaską falą elektromagnetyczną dla różnych polaryzacji i kierunków padania. Głównym celem prac było wskazanie dróg przenikania zaburzeń i oszacowanie wpływu filtrów wejściowych na poziom napięć indukowanych w kanałach pomiarowych.

**Abstract.** This paper illustrates numerical analysis of the EEG device radiated immunity. A realistic numerical model of the PCB of device under test with connected wires is developed. The structure is illuminated by a plane wave for different polarizations and directions of incidence. The main purpose of this study is to show the main coupling paths and influence of input filter elements on the level of induced radio-frequency noise voltage in the circuit. (**Full-wave Numerical Analysis of EEG Device Radiated Immunity**).

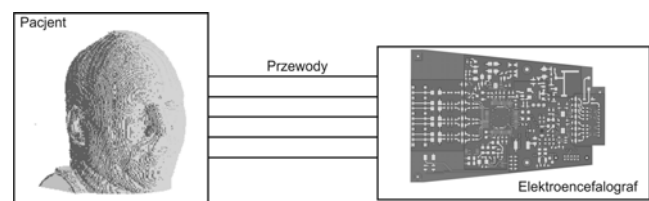
**Słowa kluczowe:** elektroencefalograf, odporność promieniowana, analiza numeryczna, kompatybilność elektromagnetyczna.

**Keywords:** EEG device; radiated immunity; numerical analysis; electromagnetic compatibility.

### Wstęp

Podczas projektowania urządzeń elektronicznych, zagadnienia kompatybilności elektromagnetycznej (*ang.* ElectroMagnetic Compatibility – EMC) należy uwzględnić na jak najwcześniejszym etapie. Pozwala to uniknąć wielu problemów związanych z emisją i odpornością przy zastosowaniu możliwie najmniej kosztownych rozwiązań. Wymagania odnośnie EMC są tym bardziej restrykcyjne, im poważniejsze mogą być konsekwencje nieprawidłowo działającego urządzenia – stąd największy nacisk na problem kładziony jest w trakcie projektowania układów wykorzystywanych w sprzęcie wojskowym, medycznym oraz w branży lotniczej i samochodowej. Nic więc dziwnego, że zagadnienia EMC stanowią istotną część projektu elektrycznego i mechanicznego na długo przed powstaniem pierwszego prototypu [1]. Obecnie jest to o tyle ułatwione, że współczesne narzędzia EDA (*ang.* Electronic Design Automation) wspomagające etap projektowania umożliwiają również analizy EMC. Narzędzia te są tak efektywne, że pozwalają inżynierom na wirtualne testy i lepsze zrozumienie nawet bardzo złożonych zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej [2], [3]. Biorąc pod uwagę możliwość stosunkowo łatwego tworzenia modeli numerycznych jak i dokładność otrzymywanych wyników, nic dziwnego, że symulacje komputerowe pełnią coraz większą rolę na etapie projektowania urządzeń elektronicznych [4].

Brak odporności na zakłócenia promieniowane może być poważnym problemem w przypadku urządzeń przetwarzających sygnały o bardzo małych amplitudach. Dobrym przykładem są tutaj niektóre urządzenia medyczne, wykorzystywane do odczytu i analizy elektrycznej aktywności ciała ludzkiego [5]. Sprzęt ten może być potencjalnie bardzo łatwo zakłócony przez zewnętrzne pola elektromagnetyczne (EM). Nie jest to zaskakujące, jeśli uwzględnimy, że natężenie pola elektrycznego w pobliżu wielu urządzeń radiowych może sięgać dziesiątek V/m [6]-[9]. W przypadku urządzeń medycznych podłączanych do pacjenta za pomocą przewodów, należy wziąć pod uwagę dwie drogi przenikania zaburzeń (EMI, *ang.* ElectroMagnetic Interferences): bezpośrednie sprzężenie poprzez ścieżki PCB (*ang.* Printed Circuit Board) oraz sprzężenia poprzez przewody zewnętrzne. Oczywiście w obu przypadkach, potencjalne zakłócenia powodowane są ostatecznie przez zaburzenia przewodzone w.c.z. indukowane przez zewnętrzne pola EM. Z tego powodu, rozsądne wydaje się zastosowanie do analizy tego typu



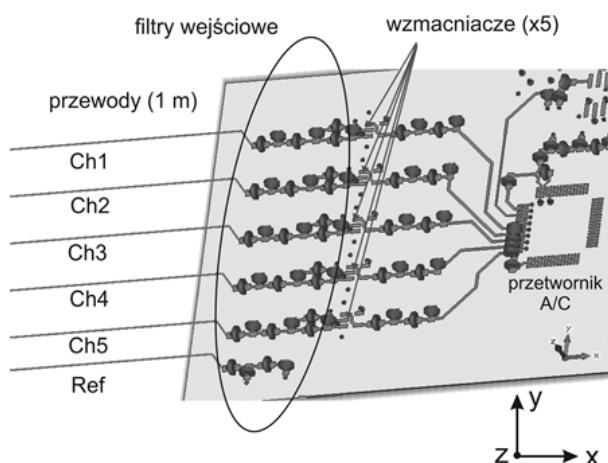
Rys.1. Elektroencefalograf podłączony do pacjenta za pomocą przewodów z elektrodami.

zagadnień tzw. pełnofalowych metod elektromagnetyzmu obliczeniowego. Techniki te, bazujące na równaniach Maxwella, są bardzo efektywne w analizach pól EM, jednak zwykle wymagają dużych zasobów komputerowych (czas obliczeń, pamięć RAM).

Rys. 1 ilustruje analizowany problem, tj. elektroencefalograf (dalej w tekście nazywany również urządzeniem EEG) podłączony do pacjenta za pomocą przewodów z elektrodami. Numeryczny model całej struktury jest bardzo złożony ponieważ zawiera elementy długie elektrycznie (przewody), obiekty niejednorodne (głowa pacjenta), jak również ogromną liczbę elementów małych elektrycznie (PCB ze ścieżkami, przelotkami i płaszczyznami). Dokładne odtworzenie struktury wymaga zatem bardzo subtelnej dyskretyzacji, co ostatecznie prowadzi do konieczności rozwiązania problemu o ogromnych rozmiarach. Z tego powodu, mało efektywne wydaje się tworzenie modelu numerycznego całej struktury i następnie jego rozwiązywanie za pomocą metod pełnofalowych. Jednym z rozwiązań jest dekompozycja problemu pokazanego na rys. 1 na podobszary, a następnie analizowanie ich za pomocą różnych, właściwie dobranych metod. Innym pomysłem jest uproszczenie problemu. Oczywiście sposób redukcji stopnia zagadnienia zależy od tego, jaka wielkość (parametr) jest obserwowana, a przyjęte uproszczenia nie mogą istotnie wpływać na dokładność otrzymywanych wyników. Efektywne rozwiązania umożliwiające tworzenie modelu numerycznego urządzenia EEG podłączonego do pacjenta opisano w [10].

W artykule analizowano wpływ filtrów wejściowych na odporność promieniowaną przykładowego urządzenia EEG. Wyniki obliczeń numerycznych pokazują napięcia w.c.z. indukowane w torach pomiarowych w zakresie częstotliwości do 2,5 GHz. Testowane urządzenie z dołączonymi przewodami oświetlane jest płaską falą elektromagnetyczną dla różnych polaryzacji i kierunków

padania. Głównym celem prac jest pokazanie dominujących dróg przenikania zaburzeń i określenie wpływu elementów filtrów na poziom zaburzeń w.cz. obecnych w układzie.



Rys.2. Analizowana struktura: model obwodu drukowanego urządzenia EEG (widok górnej warstwy) z podłączonymi przewodami.

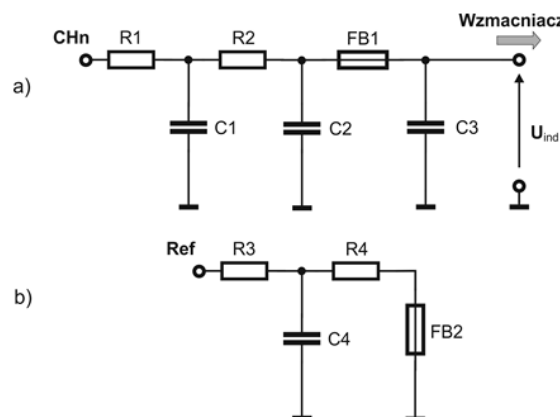
### Model numeryczny

W tym punkcie opisano model numeryczny wykorzystywany do analizy odporności promieniowanej urządzenia EEG. Model jak i wszystkie symulacje komputerowe wykonano za pomocą komercyjnie dostępnego pakietu oprogramowania CST Microwave Studio [11].

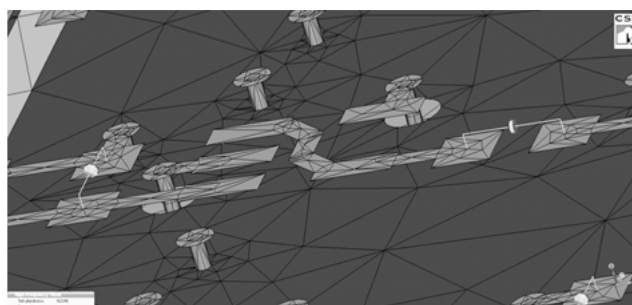
Model testowanego elektroencefalografu pokazano na rys. 2. Do celów analizy numerycznej, liczbę kanałów pomiarowych ograniczono do pięciu ( $Ch_1, \dots, Ch_5$ ). Dodatkowo zastosowano jedno połączenie referencyjne oznaczone jako *Ref*. Na wejściu każdego toru pomiarowego znajduje się filtr oraz wzmacniacz. Następnie sygnały prowadzone są przez filtry wyjściowe do przetwornika A/C. Strukturę filtrów wejściowych przedstawiono na rys. 3. Do obliczeń przyjęto, że  $R_1=R_2=R_3=R_4=1\text{ k}\Omega$ ,  $C_1=C_2=C_3=C_4=68\text{ pF}$ , natomiast  $FB_1$  i  $FB_2$  to ferryty BLM18AG601SN1 typowo stosowane do filtrowania w liniach sygnałowych. Warto zwrócić uwagę, że przewód *Ref* podłączony jest do płaszczyzny masy PCB poprzez filtr zaprezentowany na rys. 3b.

Oprogramowanie CST Microwave Studio umożliwia bezpośrednie wczytanie danych z oprogramowania ECAD stosowanego przy projektowaniu obwodów drukowanych. Pozwala to na całkowite zautomatyzowanie pierwszej fazy tworzenia modelu numerycznego. Do wymiany informacji między programami do projektowania PCB i symulacji pełnofalowych zastosowano format ODB++, który jest sprawdzonym formatem wymiany danych między narzędziami EDA/ECAD. Podejście takie umożliwia wierne odtworzenie analizowanego układu, jednak przekłada się na duże rozmiary analizowanego problemu. Powoduje to ogromne wymagania odnośnie zasobów komputerowych niezbędnych do wykonania symulacji. Z tego powodu, niezbędne były pewne uproszczenia modelu. Dla przykładu, założono że wszystkie ścieżki i płaszczyzny masy wykonane są z idealnego, nieskończenie cienkiego przewodnika. Dodatkowo usunięto wszystkie warstwy technologiczne takie jak np. soldermaski. Wszystkie te zmiany pozwoliły na zredukowanie rozmiarów problemu bez znaczącego pogorszenia dokładności wyników. Obwód drukowany analizowanego urządzenia EEG zawiera cztery warstwy: górną i dolną sygnałową oraz dwie środkowe przeznaczone na płaszczyznę masy i zasilania. Dla czytelności rys. 2 ilustruje tylko warstwę górną z wszystkimi

elementami i połączeniami istotnymi z punktu widzenia wykonywanych symulacji.



Rys.3. Schemat filtra na wejściu kanałów pomiarowych  $Ch_n$ : (a) tor pomiarowy; b) przewód referencyjny.



Rys.4. Dyskretyzacja struktury za pomocą elementów trójkątnych i czworokątnych.

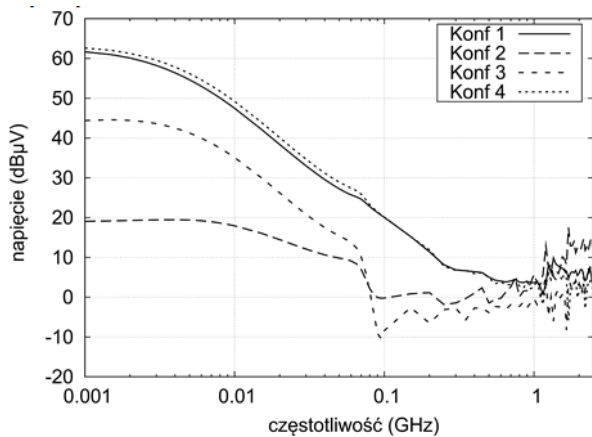
Do urządzenia podłączono sześć równoległych przewodów o długości 1 m, umieszczonych w odległości 7,6 mm od siebie. Do celów analizy numerycznej założono, że od strony pacjenta przewody są ze sobą zwarte. Jest to uzasadnione, ponieważ taką konfigurację często stosuje się podczas badania odporności urządzeń EEG. Dodatkowo, pozwala to na znaczące zredukowanie problemu i przyspieszenie obliczeń (nie trzeba uwzględniać niejednorodnego modelu głowy pacjenta). Całą strukturę oświetlono płaską falą elektromagnetyczną – TEM (*ang.* Transverse ElectroMagnetic) o amplitudzie składowej pola elektrycznego  $E=1\text{ V/m}$ . Odporność urządzenia badana jest poprzez obserwację napięcia  $U_{ind}$  (patrz rys. 3) indukowanego na wejściu wzmacniacza w torach pomiarowych. Należy zaznaczyć, że wpływ wzmacniacza ma charakter nieliniowy i nie jest uwzględniany w tych badaniach [12].

### Wyniki

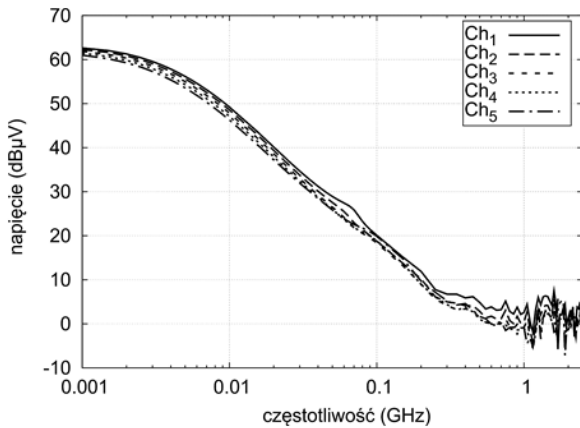
Jak wspomniano wcześniej, strukturę analizowano w dziedzinie częstotliwości za pomocą oprogramowania CST Microwave Studio. W modelu numerycznym zastosowano standardową dyskretyzację z wykorzystaniem elementów trójkątnych i czworokątnych (patrz rys. 4). Około 120 000 takich elementów wystarczyło, aby z dobrą dokładnością odtworzyć wszystkie elementy PCB.

Na rys. 5 przedstawiono napięcia zakłócające indukowane na wejściu wzmacniacza w torze pomiarowym  $Ch_1$ . Symulację wykonano dla następujących polaryzacji pola  $E$  i kierunków padania  $1_k$  fali TEM: *Konf 1*:  $E = 1_x, 1_k = -1_z$ ; *Konf 2*:  $E = 1_y, 1_k = -1_z$ ; *Konf 3*:  $E = 1_y, 1_k = 1_x$ ; *Konf 4*:  $E = 1_x, 1_k = -1_y$ , gdzie  $1_x, 1_y$  i  $1_z$  są wektorami jednostkowymi (wersorami) w kartezjańskim układzie współrzędnych. Obliczenia numeryczne wykonano dla większej liczby konfiguracji, jednak dla czytelności, na rys. 5

zaprezentowano wyłącznie reprezentatywne przypadki. Jak łatwo zaobserwować do częstotliwości około 1 GHz najgorszym przypadkiem są konfiguracje 1 i 4, gdy składowa pola elektrycznego jest równoległa do przewodów zewnętrznych.



Rys.5. Napięcia indukowane na wejściu wzmacniacza w kanale  $Ch_1$  dla różnych polaryzacji i kierunków padania fali TEM.



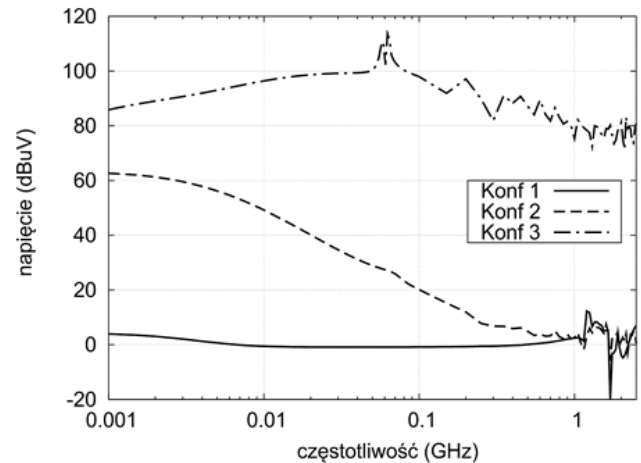
Rys.6. Napięcia indukowane na wejściu wzmacniacza we wszystkich kanałach dla pobudzenia *Konf 4*.

Rys. 5 pokazuje wyniki tylko dla wzmacniacza w pierwszym torze pomiarowym. Interesujące jest jednak, zachowanie pozostałych kanałów. Na rys. 6 przedstawiono zakłócenia indukowane na wejściu wszystkich wzmacniaczy dla najgorszego przypadku pola EM, tj. *Konf 4*. Na podstawie wyników można stwierdzić, że we wszystkich torach pomiarowych indukowane są prawie identyczne poziomy zaburzeń  $U_{ind}$ . Wynika to oczywiście z jednakowego rozmieszczenia ścieżek i elementów filtrów wejściowych w każdym z kanałów. Niewielkie różnice wynikają z innych powierzchni pętli utworzonych przez przewody pomiarowe i przewód odniesienia. Największe wartości zakłóceń obserwowane są w *Ch1* a najmniejsze w *Ch5* (przewód dołączony do *Ch5* jest najbliższe przewodu *Ref* – patrz rys. 2).

Następnym interesującym zagadnieniem jest wpływ przewodów i filtra wejściowego na indukowane zakłócenia. Rys. 7 ilustruje wyniki dla następujących trzech konfiguracji: *Konf 1* – PCB z filtrami i bez przewodów, *Konf 2* – PCB z filtrami i z przewodami, oraz *Konf 3* – PCB bez filtrów i z przewodami. Obliczenia wykonano dla fali TEM  $E = 1_x$ ,  $1_k = -1_y$  (*Konf 4* na rys. 5), a napięcia są wyznaczone na wejściu wzmacniacza w *Ch1*.

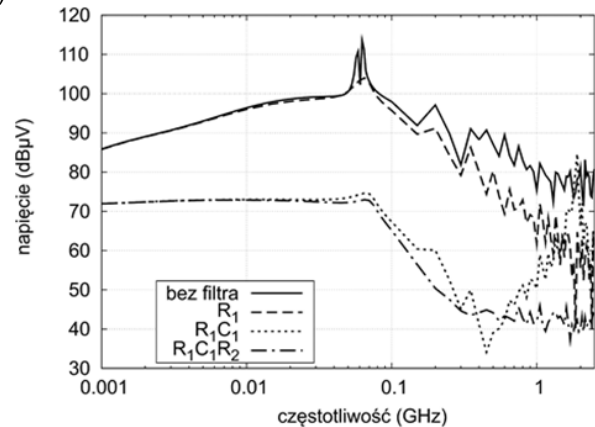
Porównanie wyników obliczeń numerycznych dla *Konf 1* i *Konf 2* pokazuje, że aż do częstotliwości 1 GHz zewnętrzne przewody stanowią dominującą drogę przenikania zaburzeń. Powyżej tej częstotliwości poziom

zaburzeń jest porównywalny dla struktury z i bez przewodów. Oznacza to, że wtedy zaburzenia indukowane bezpośrednio w ścieżkach PCB mają amplitudy porównywalne lub większe od sygnałów indukowanych w kablach i tłumionych przez filtry wejściowe. Wyniki oznaczone *Konf 3* reprezentują najgorszy przypadek, tj. urządzenie EEG bez filtrów wejściowych z podłączonymi przewodami. Bezpośrednie porównanie przebiegów *Konf 2* i *Konf 3* ilustruje wpływ filtrów na poziom odporności promieniowanej. Wyniki jasno wskazują, że filtry wejściowe redukują znacząco poziom zaburzeń w całym analizowanym zakresie częstotliwości.

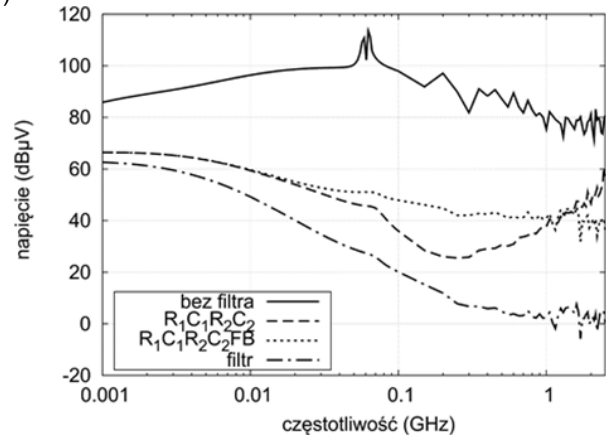


Rys.7. Napięcia indukowane na wejściu wzmacniacza w pierwszym kanale pomiarowym dla różnych konfiguracji - wpływ przewodów i filtra wejściowego.

a)



b)



Rys.8. Napięcia indukowane na wejściu wzmacniacza w pierwszym kanale pomiarowym dla różnych konfiguracji filtra wejściowego.

W celu lepszego oszacowania wpływu poszczególnych elementów filtrów na poziomy zaburzeń, wykonano analizy numeryczne dla siedmiu konfiguracji. Na rys. 8 przedstawiono wyniki dla urządzenia bez filtrów oraz dla filtrów zawierających: wyłącznie rezystor  $R_1$ ; rezystor  $R_1$  i kondensator  $C_1$ ; rezystory  $R_1$ ,  $R_2$  i kondensator  $C_1$ ; rezystory  $R_1$ ,  $R_2$  i kondensatory  $C_1$ ,  $C_2$ ; rezystory  $R_1$ ,  $R_2$ , kondensatory  $C_1$ ,  $C_2$  i ferryt  $FB_1$ ; oraz wyniki dla obwodów zawierających wszystkie elementy filtra pokazanego na rys. 3a. Dla czytelności wyniki prezentowane są na dwóch wykresach. We wszystkich symulacjach obserwowano napięcie indukowane na wejściu wzmacniacza w torze  $Ch_1$  i pobudzenia oznaczonego na rys. 5 jako *Konf 4*. Porównanie wyników dla konfiguracji bez filtra i wyłączenie z rezystorem  $R_1$  (na rys. 8 wyniki oznaczone  $R_1$ ) pokazuje, że szeregowy rezystor tłumi zaburzenia dopiero powyżej 100 MHz. Jego efektywność zwiększa się z częstotliwością i dla 2,5 GHz tłumienie osiąga wartość około 20 dB. Jeżeli w filtrze znajdują się rezystor  $R_1$  i kondensator  $C_1$ , to napięcie na wejściu wzmacniacza jest ograniczane praktycznie w całym zakresie częstotliwości (patrz wyniki oznaczone  $R_1C_1$ ). Jednakże dla tej konfiguracji pojawia się dodatkowy rezonans równoległy w okolicach 1,9 GHz, gdzie straty wtrąceniowe filtra są znacząco zmniejszone. Rezonans ten może być skutecznie wytłumiony za pomocą kolejnego rezystora  $R_2$  (przebieg oznaczony  $R_1C_1R_2$ ). Kolejne elementy  $C_2$ ,  $FB_1$  i  $C_2$  poprawiają skuteczność filtra, co jest szczególnie widoczne w zakresie wielkich częstotliwości (patrz rys. 8b). Jak łatwo zauważyć, filtr z wszystkimi elementami umożliwia wytłumienie zaburzeń o około 25 dB dla małych częstotliwości i nawet do 80 dB powyżej 1 GHz.

#### Podsumowanie

W artykule analizowano drogi przenikania zaburzeń i wpływ filtrów wejściowych na poziom odporności promieniowanej elektroencefalografu. Za pomocą symulacji komputerowych wyznaczano napięcia zakłócające indukowane na wejściu wzmacniaczy w kanałach pomiarowych przykładowego urządzenia EEG. Obwód drukowany wraz z elementami filtrów i dołączonymi przewodami zewnętrznymi "oświetlano" płaską falą elektromagnetyczną dla różnych polaryzacji i kierunków padania. Na tej podstawie wyznaczono tzw. najgorszy przypadek, dla którego poziomy indukowanych zakłóceń są największe. Otrzymane wyniki wskazują, że wszystkie torry pomiarowe zachowują się bardzo podobnie w zakresie częstotliwości do 2,5 GHz, a największe poziomy zaburzeń obserwowane są, gdy składowa pola elektrycznego jest równoległa do przewodów zewnętrznych. Dla badanych filtrów wejściowych uzyskano zmniejszenie poziomu zakłóceń na wejściu wzmacniaczy nawet o 80 dB. W celu uzyskania tak dużej efektywności konieczne było zastosowanie filtrów wielosekcyjnych. Należy podkreślić, że wszystkie symulacje wykonano dla amplitudy składowej elektrycznej równej 1 V/m. Zgodnie z normą [13] odporność urządzeń medycznych powinna być badana dla pól elektrycznych o wielokrotnie większym natężeniu. Oznacza to, że właściwa konstrukcja i rozmieszczenie elementów filtrów wejściowych w kanałach pomiarowych ma bardzo

duże znaczenie na odporność urządzeń medycznych. Prezentowane przykłady potwierdzają, że metody pełnofalowe mogą być efektywnie wykorzystywane przy analizach modeli numerycznych obwodów drukowanych rzeczywistych urządzeń EEG. Dalsze prace związane będą z uwzględnieniem modeli rzeczywistych elementów w zakresie wielkich częstotliwości, analizą odporności promieniowanej dla innych urządzeń medycznych jak również uwzględnieniem różnych konfiguracji i położenia przewodów.

*Praca finansowana ze środków Narodowego Centrum Badań i Rozwoju (umowa nr PBS3/B3/34/2015).*

**Autorzy:** dr inż. Artur Noga, dr inż. Dariusz Wójcik, dr inż. Maciej Surma, Politechnika Śląska, Instytut Elektroniki, ul. Akademicka 2A, 44-100 Gliwice, E-mail: anoga@polsl.pl, dwojck@gmail.com, msurma@polsl.pl.

#### LITERATURA

- [1] Ott W. H., *Electromagnetic Compatibility Engineering*, Wiley, 2009.
- [2] Archambeault B., Brench C., Ramahi O. M., *EMI/EMC Computational Modeling Handbook*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] Poljak D., *Advanced Modeling in Computational Electromagnetic Compatibility*, Wiley-Interscience, 2007.
- [4] Barchanski A., Kramer J., Luzzi P., *EMC Simulation in the Design Flow of Modern Electronics*, *Microwave Journal*, Dec. 2014.
- [5] Mocha J., Woźnica T., Wójcik D., Noga A., Surma M., The impact of electromagnetic disturbances on the medical device, *Przegląd Elektrotechniczny*, 88 (2012), nr 2, 42-44.
- [6] Novotny D. R., Guerrieri J. R., Kuester D. G., Potential interference issues between FCC part 15 compliant UHF ISM emitters and equipment passing standard immunity testing requirements, *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 1, pp. 92-96, 2012.
- [7] Helhel S., Colak Z. A., Ozen S., Distance and Location of Both Mobile Phones and Health Care Units: Determines the Interference Level, *American Journal of Biomedical Engineering*, vol. 1, no 2, pp. 78-82, 2011.
- [8] Tang C.-K., Chan K.-H., Fung L.-C., Leung S.-W., Electromagnetic Interference Immunity Testing of Medical Equipment to Second- and Third-Generation Mobile Phones, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, no. 3, pp. 659-664, Aug. 2009.
- [9] Buczkowski T., Janusek D., Zavala-Fernandez H., Skrok M., Kania M., Liebert A., Influence of Mobile Phones on the Quality of ECG Signal Acquired by Medical Devices, *Measurement Science Review*, vol. 13, no. 5, pp. 231-236, 2013.
- [10] Noga A., Wójcik D., Surma M., Karwowski A., Topa T., Odporność encefalografu na zakłócenia promieniowane - przykład analizy numerycznej, *Przegląd Elektrotechniczny*, 92 (2016), nr 12, 109-112.
- [11] <https://www.cst.com/products/cstmws>
- [12] Wójcik D., Mocha J., Surma M., Noga A., Magnuski M., Karwowski A., Topa T., Radiated immunity of medical devices versus nonlinear performance of analog input circuit, *Przegląd Elektrotechniczny*, 93 (2017), nr 1, 225-228.
- [13] PN-EN 60601-1-2:2015-11, Medyczne urządzenia elektryczne -- Część 1-2: Wymagania ogólne dotyczące bezpieczeństwa podstawowego oraz funkcjonowania zasadniczego -- Norma uzupełniająca: Zakłócenia elektromagnetyczne -- Wymagania i badania.