

Mikołaj NOWAK\*, Kazimierz JAKUBIUK\*, Daniel KOWALAK\*

## ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI EMITERÓW IMPULSOWYCH POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

W pracy przedstawiono analizę porównawczą wybranych emiterów pola elektromagnetycznego w oparciu o badania symulacyjne. Badane emitery różnią się kształtem i rozmiarem elementów składowych. Analiza dotyczy właściwości impulsów pola elektrycznego. Porównano właściwości kierunkowe, efektywności emisji oraz częstotliwości własne emiterów. Wskazano na najbardziej korzystną z punktu widzenia tych parametrów konstrukcję emitera.

SŁOWA KLUCZOWE: emitery pola, anteny, promienniki monoimpulsowe, HVR, metoda momentów.

### 1. WSTĘP

Istotnym elementem układów generacji i emisji impulsów pola elektromagnetycznego badanym w wielu ośrodkach i przedstawianym w wielu pozycjach literatury jest odpowiedni element promieniujący, czyli antena. W przypadku specyficznych źródeł energii elektrycznej o znacznej wartości mocy chwilowej (rzędu GW) oraz krótkim czasie trwania impulsu (rzędu  $\mu\text{s}$ ) jak np. generatorów magnetokumulacyjnych [1] lub generatorów Marxa, antena musi posiadać cechy promiennika monoimpulsowego, a zatem posiadać odpowiednią kierunkowość, wysoką efektywność emisji oraz względnie niską częstotliwość własną (rzędu setek kHz lub pojedynczych MHz). Ze względu na niewielką częstotliwość sygnału wybór kształtu i rozmiarów anteny stanowi duże wyzwanie. Wyróżnia się dwa typy spełniających dane kryteria emiterów – emitery prądowe LCR (ang. Large Current Radiators) [3, 4] oraz emitery napięciowe HVR (ang. High Voltage Radiators) [5]. Celem badań symulacyjnych zaprezentowanych w niniejszej pracy jest analiza rozkładu pola elektrycznego wybranych emiterów HVR. Przedstawiono i porównano wyniki badań symulacyjnych przeprowadzonych przy użyciu oprogramowania EMCOS Antenna VLab [7] dla wybranych modeli emiterów o różnych kształtach i rozmiarach.

---

\* Politechnika Gdańska

## 2. MODEL MATEMATYCZNY

W ogólnym przypadku, w liniowym, jednorodnym i bezstratnym środowisku pole elektryczne i magnetyczne może zostać wyrażone w zależności od źródeł (gęstości prądu i ładunku) poprzez potencjały Lorentza  $\mathbf{A}$  i  $V$  wyrażone zależnościami [6]:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}(\mathbf{r}) &= \mu \int_{v'} \mathbf{J}(\mathbf{r}') g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dv' \\ \mathbf{V}(\mathbf{r}) &= \frac{1}{\varepsilon} \int_{v'} \rho(\mathbf{r}') g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dv'\end{aligned}\quad (1.1)$$

gdzie:  $\mathbf{J}(\mathbf{r})$  – wektor gęstości prądu,  $\rho(\mathbf{r})$  – gęstość ładunku elektrycznego,  $\mathbf{r}$  – wektor określający punkt  $M$ , w którym określa się wartość pola,  $\mathbf{r}'$  – wektor określający położenie źródła pola w przestrzeni,  $v'$  – objętość źródła pola,  $g(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$  – funkcja Greena określona jak następuje:

$$g(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}\quad (1.2)$$

gdzie:  $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$  – współczynnik fazowy.

W przypadku rozważań statycznych lub wysokoczęstotliwościowych funkcja Greena może zostać odpowiednio uproszczona. Straty w modelu można uwzględnić przyjmując zespoloną wartość współczynnika przenikalności dielektrycznej.

Rozwiązania odpowiednich równań całkowych opisujących rozkład pola elektromagnetycznego można dokonać przy pomocy metody momentów (MoM) [6], która w odróżnieniu od metod różnicowych, obliczenia przeprowadza na prądach i ładunkach źródłowych zamiast bezpośrednio na potencjałach wektorowym i skalarnym. Ogólna postać metod całkowych może zostać przedstawiona w postaci:

$$L(f) = g\quad (1.3)$$

gdzie:  $L$  – operator całkowy,  $f$  – określa wartości gęstości prądów i ładunków przestrzennych,  $g$  – zadana wielkość modelującą wymuszenie.

W MoM nieznaną wielkość  $f$  podlega rozwinięciu do postaci (1.4) w odniesieniu do zbioru liniowych, niezależnych funkcji bazowych  $f_n$ :

$$f \approx \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n\quad (1.4)$$

gdzie:  $\alpha_n$  – współczynniki wyznaczone w trakcie obliczeń.

Po podstawieniu równania (1.4) do (1.3), i uwzględniając liniowość operatora  $L$  uzyskuje się zależność:



$$\sum_{n=1}^N \alpha_n L(f_n) \approx g \quad (1.5)$$

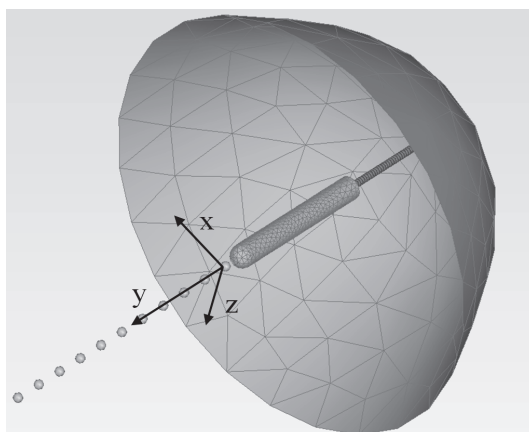
Mnożąc obie strony równania (1.5) przez znaną, odpowiednio dobraną funkcję wagową  $w_m$  oraz całkując je po przestrzeni otrzymuje się zazwyczaj równanie zawierające iloczyn skalarny:

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle w_m, L(f_n) \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (1.6)$$

gdzie:  $m = 1, \dots, N$

Iloczyny skalarne są liczbami skończonymi, posiadającymi reprezentację numeryczną. Równania (1.6) stanowią układ  $N$  liniowych równań z  $N$  niewiadomymi, które są rozwiązywane numerycznie.

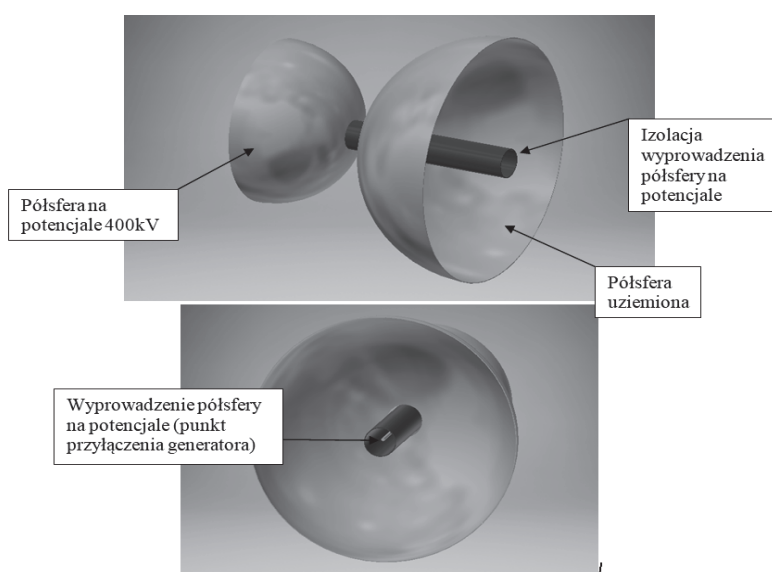
Środowisko symulacyjne wykorzystane w badaniach to EMCoS Antenna VLab. Oprogramowanie bazuje na rdzeniu TriD, który do obliczeń polowych wykorzystuje całkową metodę momentów (MoM) w dziedzinie częstotliwości. Możliwa jest również analiza stanów przejściowych w dziedzinie czasu przy wykorzystaniu wieloczęstotliwościowego rozwinięcia wymuszenia źródłowego, bazującego na FFT (Fast Fourier Transform) oraz próbkowaniu adaptacyjnym AFS (Adaptive Frequency Sampling). Środowisko oferuje możliwość implementacji lub tworzenia od podstaw modelu geometrycznego, modeli wymuszeń źródłowych, elementów obwodów elektrycznych w postaci czwórników a także źródeł pól bliskich i dalekich. Możliwa jest również implementacja własnych modeli zdyskretyzowanych elementów skończonych bądź całkowity nadzór nad procesem automatycznej generacji siatki. Przykładowy model dyskretny emitera HVR przedstawiono na rys. 1.1.



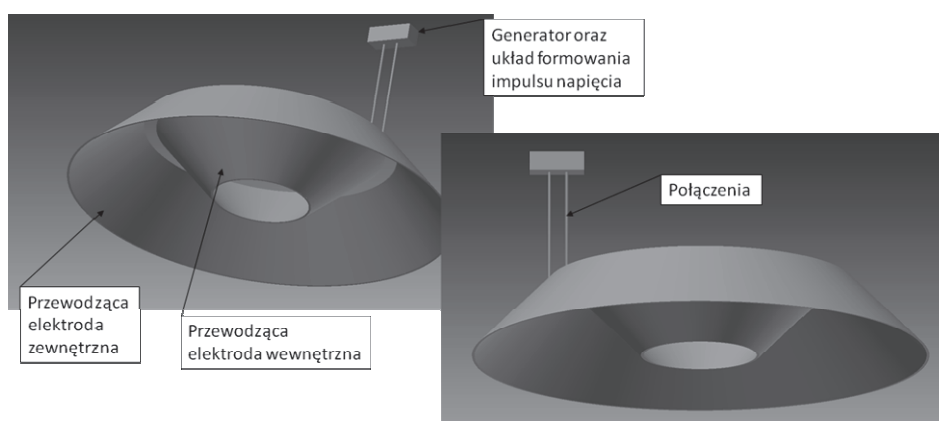
Rys. 1.1. Przykładowy model dyskretny emitera HVR z czaszą paraboloidalną i wyszczególnionymi punktami pomiarowymi

## 2. MODELE GEOMETRYCZNE EMITERÓW

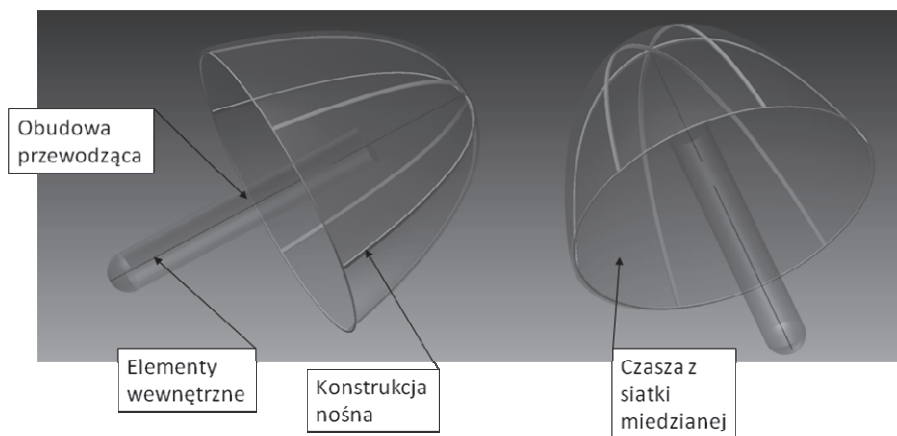
W ramach badań przeprowadzono analizę numeryczną właściwości anten w wielu wariacjach konstrukcyjnych. Ze względu na pasmo użytecznych częstotliwości niewykraczające poza kilka MHz największe wymiary każdej z anten muszą sięgać kilku metrów. Najbardziej kluczowe rozwiązania geometryczne emiterów zostały przedstawione na rysunkach 2.1-2.4.



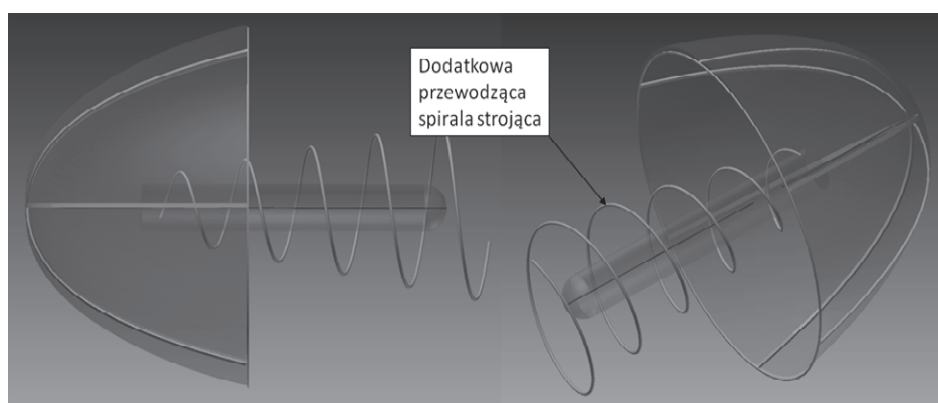
Rys. 2.1. Model geometryczny emitera pola elektrycznego o geometrii podwójnej półsfery (średnica większej półsfery – 2 m)



Rys. 2.2. Model geometryczny emitera pola elektrycznego z pierścieniami przewodzącymi nachylonymi do osi symetrii (średnica zewnętrznego pierścienia – 4 m, wysokość układu – 60 cm)



Rys. 2.3. Model geometryczny emitera pola elektrycznego z czaszą paraboloidalną oraz przewodzącą obudową układu (minimalna średnica czaszy przewodzącej – 3 m). Układ zasilający oraz formowania impulsu napięciowego umieszczony w obudowie

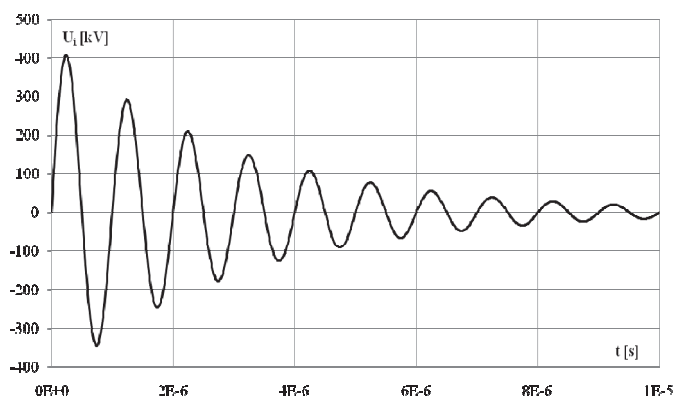
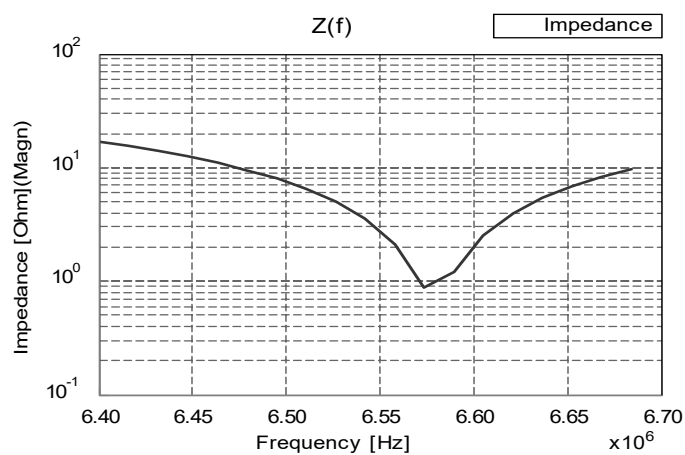


Rys. 2.4. Model geometryczny emitera pola elektrycznego z czaszą paraboloidalną oraz dodatkową, przewodzącą spiralą strojącą (skok spirali – 0,6 m)

#### 4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Jako wymuszenie źródłowe przyjęto przebieg napięcia o charakterze oscylacyjnym tłumionym o zadanej częstotliwości oraz o amplitudzie pierwszej półfali równej 400 kV. Przykładowe wymuszenie napięciowe przedstawiono na rysunku 3.1. Rzeczywista częstotliwość oscylacji każdorazowo szacowana była na podstawie ekstremum charakterystyki impedancyjnej danego rozwiązania emitera. Przykładową charakterystykę impedancyjną emitera HVR przedstawiono na rysunku 3.2.

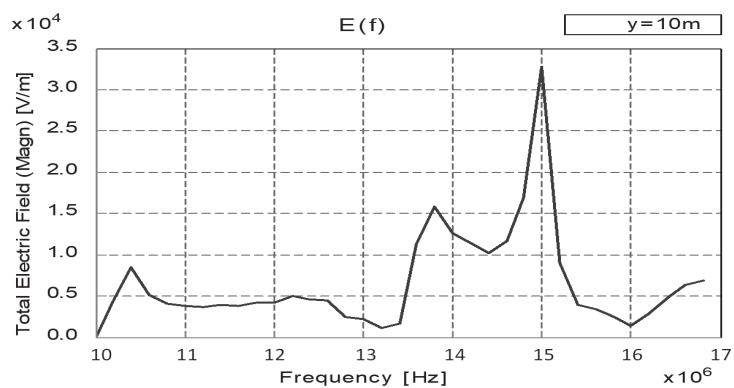


Rys. 3.1. Przykładowe wymuszenie napięciowe o częstotliwości oscylacji  $f = 1$  MHz

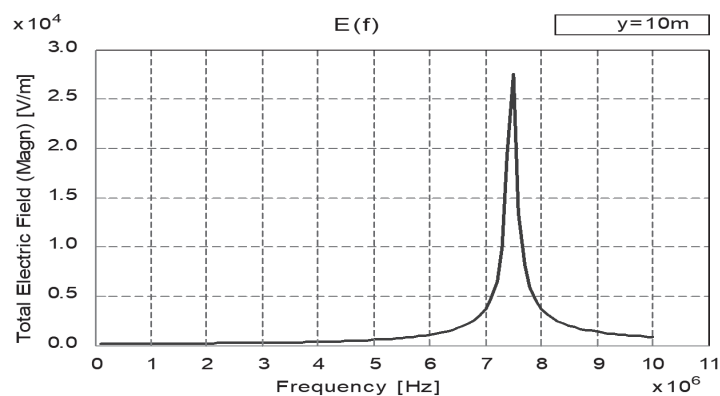
Rys. 3.2. Przykładowa charakterystyka impedancyjna emitera HVR z czaszą paraboloidalną (rys. 2.3). Częstotliwość rezonansu własnego – 6,58 MHz

Wyniki obliczeń numerycznych przedstawiono w postaci charakterystyk częstotliwościowych (rys. 3.3-3.6), kierunkowych (rys. 3.7) oraz zasięgu, tj. amplitudy składowej dominującej pola elektrycznego w funkcji odległości od anteny (rys. 3.9-3.12).

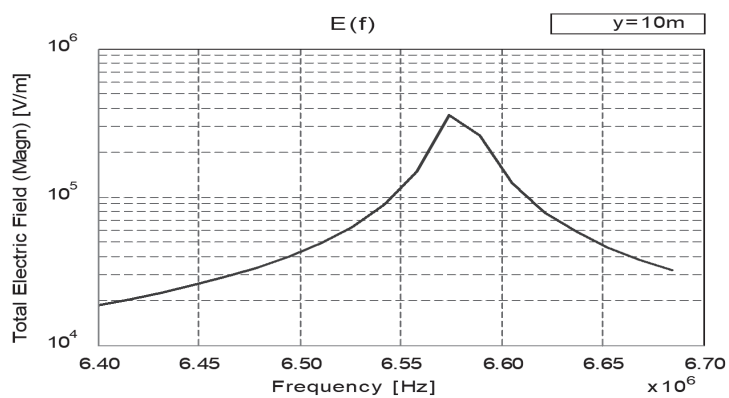




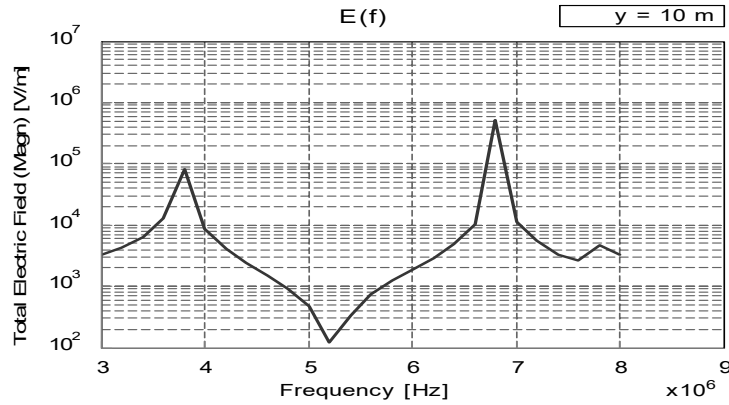
Rys. 3.3. Charakterystyka częstotliwościowa wartości szczytowej natężenia pola elektrycznego w odległości 10 m od emitera o geometrii podwójnej półsfery (rys. 2.1)



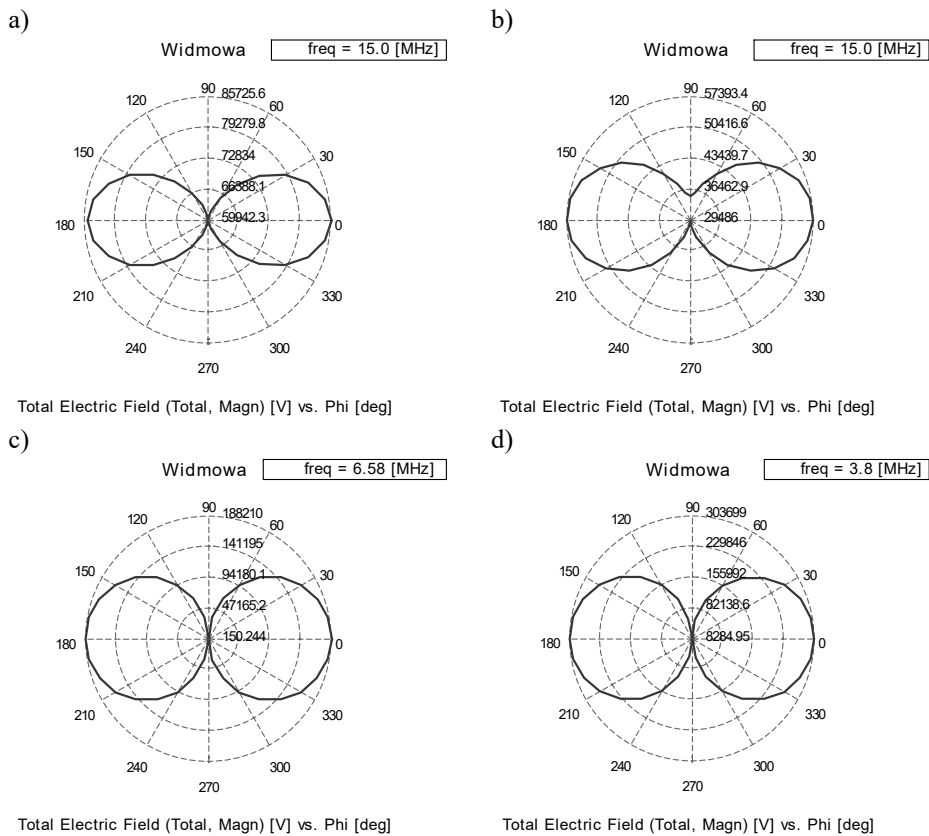
Rys. 3.4. Charakterystyka częstotliwościowa wartości szczytowej natężenia pola elektrycznego w odległości 10 m od emitera o geometrii pierścieni centrycznych (rys. 2.2)



Rys. 3.5. Charakterystyka częstotliwościowa wartości szczytowej natężenia pola elektrycznego w odległości 10 m od emitera z czaszą paraboloidalną (rys. 2.3)

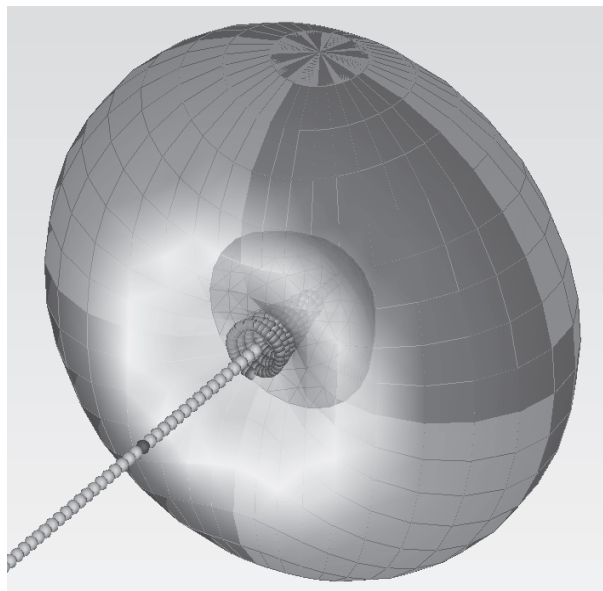


Rys. 3.6. Charakterystyka częstotliwościowa wartości szczytowej natężenia pola elektrycznego w odległości 10 m od emitera z czaszą paraboloidalną i spiralą strojącą (rys. 2.4)

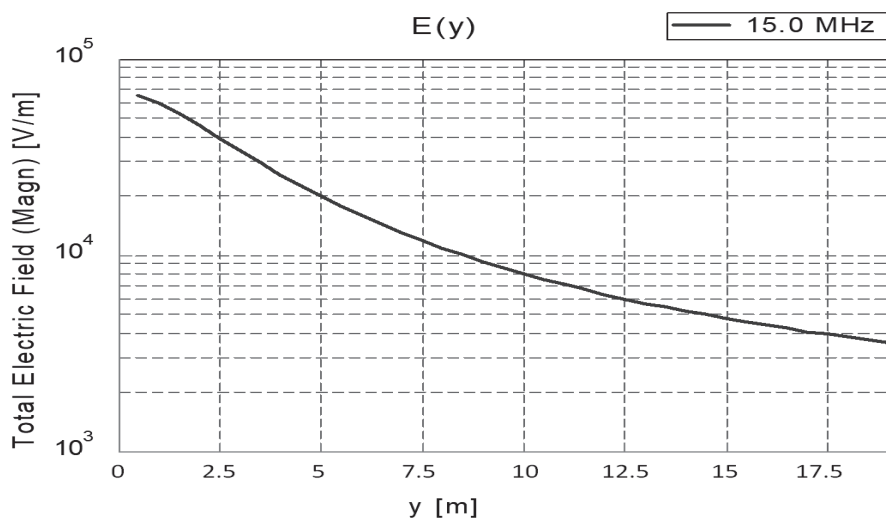


Rys. 3.7. Charakterystyki kierunkowe rejestrowane w odległości 10 m od emitera a) o geometrii podwójnej półsfery, b) o geometrii pierścieni centrycznych, c) z czaszą paraboloidalną, d) z czaszą paraboloidalną i spiralą strojącą

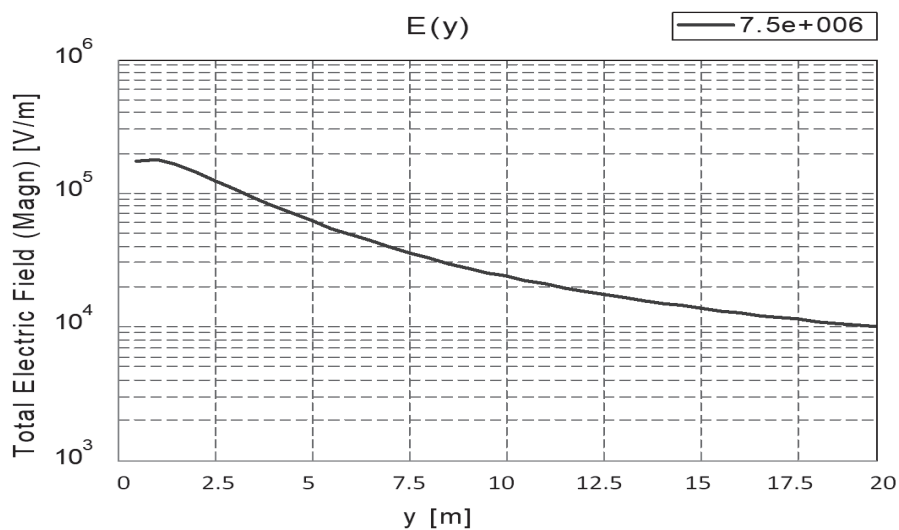




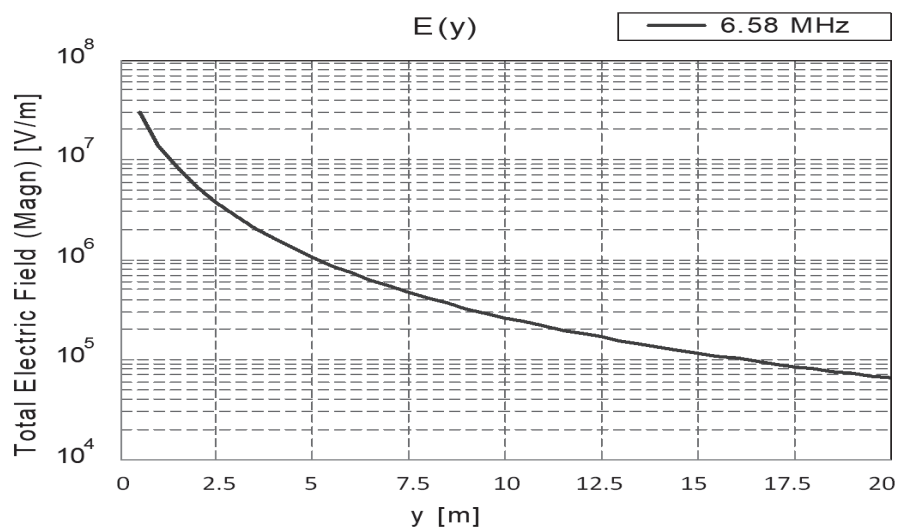
Rys. 3.8. Przykładowa wizualizacja 3D charakterystyki kierunkowej emitera z czaszą paraboloidalną i spiralą strojącą



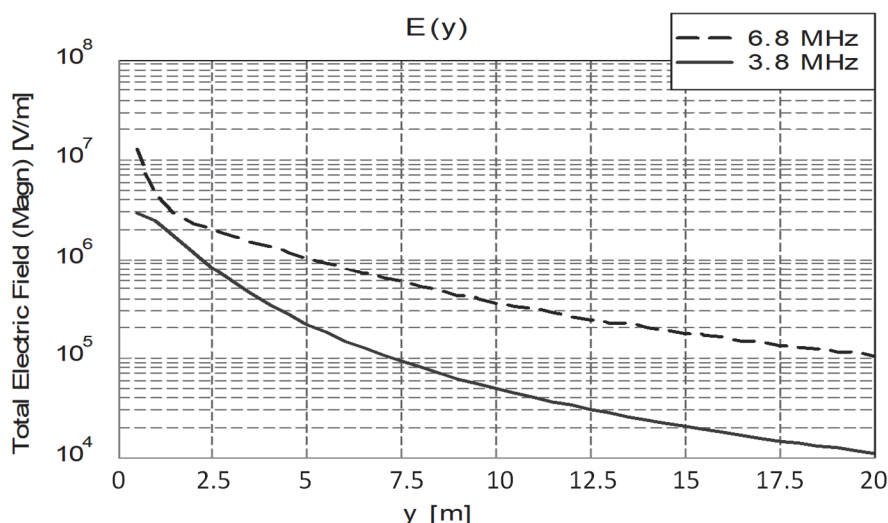
Rys. 3.9. Charakterystyka wartości szczytowej pola elektrycznego w funkcji odległości od emitera o geometrii podwójnej półsfery (rys. 2.1)



Rys. 3.9. Charakterystyka wartości szczytowej pola elektrycznego w funkcji odległości od emitera o geometrii centrycznych pierścieni



Rys. 3.9. Charakterystyka wartości szczytowej pola elektrycznego w funkcji odległości od emitera z czasą paraboloidalną



Rys. 3.10. Charakterystyka wartości szczytowej pola elektrycznego w funkcji odległości od emitera z czaszą paraboloidalną i spiralą strojącą. Uwzględniono dwa punkty rezonansowe emitera

### 3. WNIOSKI

Wykonane badania symulacyjne umożliwiły zaproponowanie odpowiedniej geometrii anteny w celu wypromieniowania energii pola elektromagnetycznego pochodzącej od źródeł impulsowych. Najkorzystniejsze pod względem dalekości emisji, niskiej częstotliwości własnej oraz odpowiedniej kierunkowości okazały się dwa kształty emitera z czaszą paraboloidalną. Zastosowanie spirali strojącej wprowadziło dodatkowe ekstremum impedancji emitera oraz spowodowało zwiększenie wartości szczytowej wyemitowanego pola elektrycznego przy obniżonej częstotliwości emisji. Istnieje możliwość poprawy jakości emisji pola przez anteny impulsowe HVR za pomocą dostrojenia ich charakterystyk impedancyjnych odpowiednio dobraną pojemnością zewnętrzną.

*Badania wykonano w ramach projektu finansowanego przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju – nr umowy DOB-1-1/1/PS/2014.*

### LITERATURA

- [1] Altgilbers L. L., et. al.: Magnetocumulative Generators. Springer Verlag. New York, 2000.
- [2] Frei S. R. et. al.: Complex Approaches for the Calculation of EMC Problems of Large Systems. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2004.

- [3] Harmuth H. F., Mohamed N. J.: Large current radiators. *Inst. Elec.Eng. pt. H*, vol. 139, no. 4, pp. 358-362, 1992.
- [4] Jakubiuk K., Wołoszyn M., Kowalak D, Nowak M.: Analiza właściwości emiterów LCR. Poznań University of Technology Academic Journals No 89 Electrical Engineering, 2017.
- [5] Ryu J. Et. Al.: A High Directive Paraboloidal Reflector Antenna for High Far Voltage in an Ultra Wideband Source System. *IEEE Transactions on plasma science*, VOL. 41, NO. 8, August 2013.
- [6] W.C. Gibson: *The Method of Moments in Electromagnetics*, Chapman & Hall/CRC, Boca Raton, 2008.
- [7] [www.emcos.com](http://www.emcos.com).

#### **ANALYSIS OF IMPULSE ELECTROMAGNETIC FIELD EMITTERS PROPERTIES**

Comparative analysis of the chosen electromagnetic field emitters based on the simulations has been presented. Regarded emitters differ in shape and number of components. The properties of the electric impulses has been the scope of the analysis. Directivity, emission effectiveness and natural frequency of the emitters has been compared. The most optimal construction regarding these parameters has been proposed.

*(Received: 01.02.2018, revised: 04.03.2018)*