

**Politechnika Wrocławska**  
**Instytut Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki**

**Rozprawa doktorska**

**Wzajemne oddziaływanie linii  
transmisyjnej TEM i badanego  
w niej obiektu**

**Seria: I28/07/P-004**

**Tomasz Długosz**

Słowa kluczowe:  
Linia TEM, układy ekspozycyjne, kalibracja anten, badania  
bioelektromagnetyczne

Promotor: prof. dr hab. inż. Hubert Trzaska

Recenzenci: prof. dr hab. inż. Andrzej Karwowski  
dr hab. inż. Andrzej Kucharski

Wrocław, 2007

# Spis treści

<b>1. Wstęp</b>	<b>4</b>
1.1. Cel i teza pracy . . . . .	5
1.2. Układ pracy . . . . .	6
<b>2. Metody numeryczne w analizie pola elektromagnetycznego</b>	<b>8</b>
2.1. Równania Maxwella . . . . .	9
2.2. Najczęściej stosowane metody numeryczne . . . . .	10
2.3. Porównanie metod . . . . .	13
2.4. Wybór metody numerycznej . . . . .	15
2.4.1. Metoda elementów skończonych . . . . .	15
2.4.2. Metoda różnic skończonych . . . . .	17
2.5. Porównanie zastosowanych programów . . . . .	19
2.6. Dozymetria numeryczna . . . . .	21
Podsumowanie rozdziału drugiego . . . . .	24
<b>3. Układy ekspozycyjne</b>	<b>26</b>
3.1. Przegląd najczęściej stosowanych wzorców pola elektromagnetycznego . . . . .	27
3.1.1. Układy ekspozycyjne pola stałego i niskich częstotliwości . . . . .	27
3.1.2. Radiofale . . . . .	29
3.1.3. Mikrofale . . . . .	29
3.2. Linia TEM . . . . .	30
3.2.1. Poprawa jednorodności PEM w linii . . . . .	31
3.2.2. Wzorcowanie czujników pola . . . . .	33
3.2.3. Badania obiektów biologicznych . . . . .	40
Podsumowanie rozdziału trzeciego . . . . .	41

<b>4. Wpływ pola elektromagnetycznego na organizm człowieka</b>	<b>42</b>
4.1. Podstawowe miary efektów biologicznych	43
4.2. Właściwości elektryczne tkanek	50
4.3. Wpływ pola elektromagnetycznego na zmysły i narządy	52
4.4. Wykorzystanie pola elektromagnetycznego w medycynie	53
4.5. Pola elektromagnetyczne generowane przez człowieka	54
4.6. Oddziaływanie pola elektromagnetycznego na implanty	56
Podsumowanie rozdziału czwartego	57
<b>5. Analiza mocy absorbowanej przez walcowy model człowieka</b>	<b>58</b>
Podsumowanie rozdziału piątego	62
<b>6. Numeryczna analiza mocy absorbowanej przez obiekt umieszczony w polu elektromagnetycznym</b>	<b>63</b>
6.1. Modele przyjęte do analizy	63
6.2. Warunki przeprowadzenia symulacji	67
6.3. Wyniki komputerowej symulacji modelu człowieka umieszczonego w polu elektromagnetycznym	69
6.3.1. Uproszczony model walcowy człowieka	69
6.3.1.1. Model jednorodny	69
6.3.1.2. Model niejednorodny	72
6.3.2. Blokowy model człowieka	76
6.4. Blokowy model myszy	79
6.5. Niektóre błędy w badaniach bioelektromagnetycznych	81
6.5.1. Wpływ odległości między badanym obiektem i źródłem na rozkład PEM	81
6.5.2. Wpływ częstotliwości na rozkład pola	81
6.5.3. Ułożenie obiektów względem wektorów pola	83
6.6. Obiekt biologiczny w swobodnej przestrzeni	85
6.7. Impedancja wejściowa obiektu biologicznego	86
Podsumowanie rozdziału szóstego	92
<b>7. Zakończenie</b>	<b>94</b>
7.1. Streszczenie pracy	94
7.2. Oryginalne wkład autora	96
7.3. Realizacja celu pracy	97
7.4. Udowodnienie postawionej tezy	97
7.5. Wykaz publikacji własnych autora	98
<b>Literatura</b>	<b>99</b>

# Rozdział 1

## Wstęp

Pola elektromagnetyczne (PEM) są wszędzie wokół nas. Środowisko elektromagnetyczne tworzą naturalne pola istniejące w otoczeniu Ziemi (elektryczne, magnetyczne i elektromagnetyczne) oraz pola powstające w wyniku działalności samego człowieka. W dobie gwałtownego rozwoju cywilizacji cała populacja poddawana jest bardzo intensywnemu oddziaływaniu sztucznie wytwarzanych PEM. Spowodowane jest to przetwarzaniem coraz to większych ilości energii na PEM, do form użytecznych w telekomunikacji, przemyśle, nauce, medycynie, czy też w gospodarstwie domowym.

Wszechobecność PEM w życiu człowieka nie pozostaje dla niego obojętna. Po raz pierwszy oddziaływanie pola na organizm ludzki stwierdzone zostało już w 1888 roku przez d'Arsonvala [48], który działając na człowieka polem magnetycznym uzyskał efekt termiczny nagrzewania tkanek i efekty zachodzące bez zmiany temperatury (efekty nietermiczne). Dotychczasowe badania biomedyczne skupiają się z jednej strony na dobroczynnych oddziaływaniach PEM na biosferę w sposób ogólny, a na człowieka w bardziej szczegółowy (np. elektro- i magnetoterapia, elektrostymulacja), z drugiej natomiast na określeniu ewentualnych szkodliwych skutków opromieniowania PEM.

Pomiar skutków takiego oddziaływania nie jest prosty, ponieważ poza wąskim przedziałem częstotliwości i w ograniczonym zakresie amplitud, PEM nie jest wykrywalne organoleptycznie, zatem do jego pomiaru niezbędne są odpowiednie narzędzia pomiarowe [90]. Pomiar PEM dla celów bezpieczeństwa pracy i ochrony środowiska są w większości przypadków pomiarami prowadzonymi w polu bliskim, w otoczeniu źródeł promieniowania, zatem pomiar taki jest jednym z mniej dokładnych pomiarów. W polu bliskim dokładność ta ulega dalszej degradacji, co wynika ze specyfiki tego pola oraz mających tu miejsce wzajemnych oddziaływań czujnika pomiarowego (anteny) oraz pierwotnych i wtórnych źródeł promieniowania, a co za tym idzie – wykorzystywane mierniki powinny być odpowiednio kalibrowane.

Do kalibracji mierników PEM, a także do badania wrażliwości (susceptybilności) urządzeń i materii na jego działanie, używa się PEM o znanych parametrach - wzorcowych PEM. Wytwarzanie wzorcowego pola wymaga nie tylko znajomości wartości wytwarzanych parametrów, ale także dokładności, z jaką zostały one wytworzone. Wzorce PEM są jednymi z najmniej dokładnych w porównaniu do wzorców innych wielkości fizycznych. Wiele z tych

wielkości wyznacza się z dokładnością  $10^{-10}$  % i większą, natomiast błąd wytwarzania wzorcowych PEM w renomowanych ośrodkach wynosi od 5 % do 10 % [17][29][90]. Jest to także jeden z powodów niewielkiej dokładności pomiarów PEM, bowiem dokładność narzędzi do jego pomiarów nie może być większa od klasy wzorców stosowanych do ich kalibracji.

W celu zapewnienia bezpieczeństwa osobom zatrudnionym przy obsłudze urządzeń wytwarzających PEM oraz osobom poddanym niezamierzonej ekspozycji na działanie PEM, wprowadzone zostały akty prawne regulujące kwestie dopuszczalnych wartości oraz czasu przebywania w PEM [71]. Istotnym czynnikiem przy ustalaniu wartości granicznych są reakcje organizmu na dany czynnik określane na podstawie badań biomedycznych. Między innymi ze względu na małą dokładność wzorców PEM, a także nie rozumienie zasad ich poprawnego wykorzystania, występują znaczne rozbieżności w uzyskiwanych rezultatach tych badań i interpretacji ich rezultatów, co prowadzi do znacznych różnic w przepisach ochronnych przyjętych w różnych krajach.

Jeden z najczęściej stosowanych sposobów wytwarzania wzorcowych PEM polega na wykorzystaniu odcinka linii transmisyjnej z modem podstawowym TEM (ang. *Transverse ElectroMagnetic*). Podstawową wadą tego rozwiązania jest jednak wzajemne oddziaływanie linii i badanego obiektu. Wstępnej analizie oddziaływania linii na umieszczony w niej obiekt biologiczny jest poświęcona niniejsza praca.

## 1.1. Cel i teza pracy

Powszechne wykorzystanie odcinka linii TEM w charakterze pierwotnego bądź wtórnego wzorca PEM jest uzasadnione zaletami tego rozwiązania takimi jak: rozkład PEM w linii stosunkowo łatwy do wyznaczenia - zbliżony do fali płaskiej, łatwość uzyskania dużych natężeń pola przy stosunkowo niewielkich mocach pobudzających, niewrażliwość na oddziaływania zewnętrznych pól, promieniowanie niewielkiej ilości energii na zewnątrz układu, praca w szerokim zakresie częstotliwości, prosta i tania konstrukcja. Linia TEM jest jednym z podstawowych narzędzi stosowanych w badaniach związanych z kompatybilnością elektromagnetyczną oraz badań dotyczących pomiarów odporności wytworów techniki oraz materii nie- i żywej na działanie PEM.

O ile badanie wytworów techniki jest procedurą znormalizowaną i dotyczy badań o charakterze formalnym, związanych ze sprawdzaniem zgodności parametrów określonego urządzenia z wymaganiami sformułowanymi w przepisach, o tyle badania biomedyczne mają zwykle charakter podstawowy i oddziaływania wzajemne linii i badanego w niej obiektu mają pierwszorzędne znaczenie. Ten aspekt zjawiska jest przedmiotem szczegółowych analiz w prezentowanej pracy.

W wielu przypadkach zajmowano się tylko oddziaływaniem badanego obiektu na rozkład pola w przewodnicach falowych (np. linii TEM), natomiast pominięte zostało zjawisko odwrotne - wpływ linii na badany obiekt. Bardzo rzadko podejmowana jest tematyka jakiegokolwiek porównania wyników z układu ekspozycyjnego z wynikami otrzymanymi w swobodnej przestrzeni [14]. Wpływ linii na badany przedmiot jest szczególnie istotny, gdy wypełnia on znaczącą część objętości pomiędzy płytami tworzącymi linię (falowód), co może mieć miejsce przy dążeniu do uzyskania możliwie dużej górnej częstotliwości pracy układu lub przy badaniu zbyt licznej próbki badanych obiektów. Zagadnienie to ma istotne znaczenie w przypadku próby znalezienia korelacji badań prowadzonych w komorach zamkniętych (np. linia TEM, GTEM, odcinek falowodu) z odpowiadającymi im zjawiskami występującymi w swobodnej przestrzeni.

Do chwili obecnej w Politechnice Wrocławskiej prowadzono studia związane z ograniczeniem dokładności pomiaru PEM, spowodowanym obecnością obiektów materialnych w pobliżu anteny (czujnika) pomiarowej oraz istotności analizowanego zjawiska przy wykorzystaniu linii TEM do wzorcowania czujników pomiarowych. Przez analogię do tych analiz można przypuszczać, że podobne zjawisko wystąpi również, gdy przedmiotem badań będzie obiekt biologiczny [16]. Wprowadzając bilans mocy doprowadzanej do linii i z niej wypływającej można oszacować moc absorbowaną przez obiekt, co jednak nie pozwala na jednoznaczne wyznaczenie mocy PEM, absorbowanej przez jeden lub więcej obiektów biologicznych badanych w linii, a więc i wpływu systemu ekspozycyjnego na badane objekty.

Przedmiotem analiz wpływu przedmiotów materialnych (pierwotnych lub/i wtórnych źródeł PEM) na znajdujące się w ich pobliżu anteny pomiarowe była impedancja wejściowa anteny i jej zmiany w rezultacie występowania sprzężenia (impedancji wzajemnej) anteny i jej zwierciadlanego odbicia w tych obiektach. Zmiana impedancji wejściowej anteny powoduje zmianę czułości przyrządu w stosunku do warunków swobodnej przestrzeni. Można to określić jako błąd pomiarowy lub błąd wzorcowania. Choć nie jest znane pojęcie „impedancji wejściowej obiektu biologicznego” przez analogię do wspomnianych badań anten można przyjąć, że impedancja taka, odpowiedzialna za pochłanianie energii PEM, istnieje i że jest ona zależna od „impedancji wzajemnych” z lustrzanymi odbiciami obiektu biologicznego umieszczonego w linii.

Rezultaty analiz i eksperymentów pochłaniania energii PEM przez objekty materialne, w tym biologiczne, znajdujące się w swobodnej przestrzeni są znane z literatury [12][85], natomiast korelacja absorpcji w swobodnej przestrzeni z wynikami w zamkniętych układach ekspozycyjnych nie była dotychczas przedmiotem badań.

Rachunkowo i eksperymentalnie został wykazany wpływ linii na wzorcowaną w niej antenę pomiarową. Rezultatem tego jest wprowadzenie poprawek pozwalających na korektę wzorcowania i podniesienie jego dokładności. Na podstawie przedstawionych powyżej rozważań sformułowana została następująca teza rozprawy doktorskiej:

***Istnieje wpływ układu ekspozycyjnego w postaci linii TEM na badany w niej obiekt oraz możliwa i konieczna jest korelacja wyników uzyskiwanych w zamkniętych układach ekspozycyjnych z wynikami dla swobodnej przestrzeni.***

Celem pracy jest przeprowadzenie analizy zmian mocy absorbowanej przez obiekt półprzewodzący umieszczony w linii TEM w zależności od stosunku rozmiarów tego obiektu do rozmiarów linii i możliwość odniesienia uzyskanych wyników do warunków swobodnej przestrzeni. Analizy prowadzi się dla modelu linii TEM, jednak uzyskane wyniki są słuszne dla innych rozwiązań systemów ekspozycyjnych o podobnej konstrukcji.

## 1.2. Układ pracy

Praca podzielona została na 7 rozdziałów. Pierwszy rozdział Rozprawy ma charakter wprowadzający.

Rozdział drugi dotyczy przeglądu podstawowych metod numerycznych używanych do symulacji PEM. Przedstawiono wyniki porównania tych metod pod względem liczby elementów, na które dzielony jest analizowany obszar, liczby wykonywanych operacji oraz zajętości pamięci komputera. Dokonano przeglądu stosowanych modeli obiektów biologicznych i przeanalizowano je pod kątem przydatności w zależności od rozpatrywanych zagadnień.

Rozdział trzeci poświęcony jest układom ekspozycyjnym. Przedstawiona została ich charakterystyka, wady i zalety. Szczegółowo omówiona została linia TEM i jej wzajemne oddziaływanie z badanym w niej obiektem. W rozdziale tym przedstawiono również ponowną analizę dokładności wzorcowania anten pomiarowych, co pozwala na wykazanie, że istniejące tu błędy pomiarowe są mniejsze od dotychczas szacowanych. Przedstawiono wyniki obliczeń zmian impedancji wejściowej anteny umieszczonej w linii TEM, na skutek oddziaływania doskonale przewodzących płyt linii na wzorcowaną antenę.

W czwartym rozdziale przedstawiono podstawowe mechanizmy oddziaływania PEM na ciało człowieka oraz omówiono podstawowe miary efektów biologicznych umożliwiające określenie wpływu PEM na człowieka. Zwrócono uwagę na analizy prowadzone na podstawie współczynnika SAR (ang. *Specific Absorption Rate*) i ograniczenia wynikające z użycia tej metody. Porównano także współczynnik SAR opisany dwiema różnymi definicjami. Przedstawiono wyniki symulacji, które pokazują, że nie można jednoznacznie traktować wyników absorbowanej mocy PEM przez jeden lub więcej obiektów biologicznych badanych w linii, a więc i wpływu systemu ekspozycyjnego na te objekty.

Rozdział piąty w całości poświęcony jest analizie walcowego modelu człowieka umieszczonego w kondensatorze płaskim, co ma na celu przedstawienie zjawisk zachodzących w obiekcie biologicznym umieszczonym między dwiema przewodzącymi płytami. Uzyskane w sposób analityczny wyniki porównano z wynikami symulacji komputerowych.

W rozdziale szóstym przedstawiono wyniki szczegółowych symulacji mocy absorbowanej przez objekty biologiczne umieszczane w PEM linii TEM i korelację tych wyników z wynikami uzyskiwanymi dla swobodnej przestrzeni.

Rozdział siódmy to podsumowanie.

## Rozdział 2

### Metody numeryczne w analizie pola elektromagnetycznego

W 1947 Howard Aiken, twórca pierwszego automatycznego komputera cyfrowego, powiedział, że jedynie sześć komputerów jest potrzebnych, aby zaspokoić wszystkie potrzeby obliczeniowe w Stanach Zjednoczonych. Współcześnie nie jesteśmy w stanie wyobrazić sobie życia bez komputerów, których gwałtowny rozwój obserwowaliśmy w ostatnich kilkudziesięciu latach, a ich liczby zapewne nikt nie jest w stanie określić – w samych Stanach Zjednoczonych szacuje się, że jest ich ok. 164 100 000 [35]. Nie ma dziedziny, w której nie znalazłyby zastosowania.

Rozwój komputerów wymusił niejako rozwój specjalistycznego oprogramowania wykorzystywanego w wielu dziedzinach nauki, gospodarki, czy też życia codziennego [3][46][68][70][103]. Oprogramowanie oparte na metodach numerycznych może być wykorzystywane w analizie wielu problemów związanych z zagadnieniami PEM, np. jego oddziaływaniem na organizmy żywe.

Przeprowadzenie eksperymentów badających wpływ PEM na człowieka jest dopuszczalne, ale tylko za jego zgodą i ciągle budzi kontrowersje. Prowadzone są natomiast badania na zwierzętach, ale wątpliwości i protesty budzą badania *in vivo*. Przeprowadzenie badań w dziedzinie bioelektromagnetyzmu badań jest bardzo trudne, a czasem nawet niemożliwe, dlatego też najczęściej sięga się do programów komputerowych i metod numerycznych. Można by tu przywołać choćby absorpcję energii elektromagnetycznej w głowie użytkownika radiotelefonu [38][47]. Oczywiście jest to jedno z bardzo wielu zastosowań takiego oprogramowania.

Symulacje komputerowe mają wiele zalet w porównaniu ze standardowym eksperymentem. Znacznie łatwiej i szybciej można przeprowadzić symulację komputerowo, niż wykonać pomiary w warunkach rzeczywistych. Jednak przy stosowaniu metod numerycznych napotykamy na pewne kłopoty, które związane są z ograniczonymi zasobami komputerów. W rozdziale tym przedstawiono najbardziej znane metody numeryczne służące do rozwiązywania zagadnień z dziedziny PEM. Krótka ich charakterystyka służy ocenie ich stosowalności oraz porównaniu wad i zalet poszczególnych metod.



## 2.1. Równania Maxwella

Klasyczna teoria pola elektromagnetycznego bazuje na czterech równaniach Maxwella opublikowanych w 1863 roku przez Jamesa C. Maxwella.

Postać różniczkowa równań Maxwella jest następująca [61]:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

gdzie:

- $\vec{E}$  – wektor natężenia pola elektrycznego,
- $\vec{H}$  – wektor natężenia pola magnetycznego,
- $\vec{D}$  – wektor indukcji elektrycznej,
- $\vec{B}$  – wektor indukcji magnetycznej,
- $\vec{J}$  – wektor gęstości prądu elektrycznego,
- $\rho$  – gęstość objętościowa ładunku elektrycznego.

Równania (2.1) i (2.2) wyprowadzone zostały na podstawie twierdzenia Gaussa i wynika z nich, że źródłem pola indukcji elektrycznej są ładunki, a pole indukcji magnetycznej jest polem bezźródłowym. Równanie (2.3) otrzymujemy na podstawie prawa Faraday'a (prawo indukcji). Ostatnie równanie Maxwella (2.4) wynika z prawa Ampera mówiącego o związku między przepływającym prądem a polem magnetycznym wytworzonym przez ten prąd.

Uzupełnieniem powyższych równań jest równanie ciągłości, często mylnie nazywane piątym równaniem Maxwella. Jego postać jest następująca:

$$\nabla \cdot \vec{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (2.5)$$

Z równania (2.5) wynika, że źródłem gęstości prądów jest szybkość zmian ładunków w czasie.

W przypadku pól statycznych, kiedy pochodne względem czasu w powyższych równaniach są zerowe, żadne z równań Maxwella nie zawiera jednocześnie pól elektrycznych i magnetycznych, zatem są to pola niezależne (prawo Coulomba, Biota-Savarta [80]). W przypadku pól zmiennych w czasie jest inaczej. Zmiany indukcji elektrycznej wytwarzają wirowe pole magnetyczne, a zmiany indukcji magnetycznej powodują powstanie wirowego pola elektrycznego [61].

## 2.2. Najczęściej stosowane metody numeryczne

Mimo, że metody analityczne prowadzą do dokładnego rozwiązania równań opisujących rozkład PEM, to za ich pomocą można obliczyć tylko bardzo proste przypadki cienkich anten lub prostych struktur promieniujących [42], co zdecydowanie ogranicza ich przydatność. Dlatego też w rozprawie autor wybrał metody numeryczne, które choć nie dają dokładnych rozwiązań, a jedynie przybliżone, to umożliwiają uzyskanie rozwiązań zagadnień, których nie udało się otrzymać w sposób analityczny.

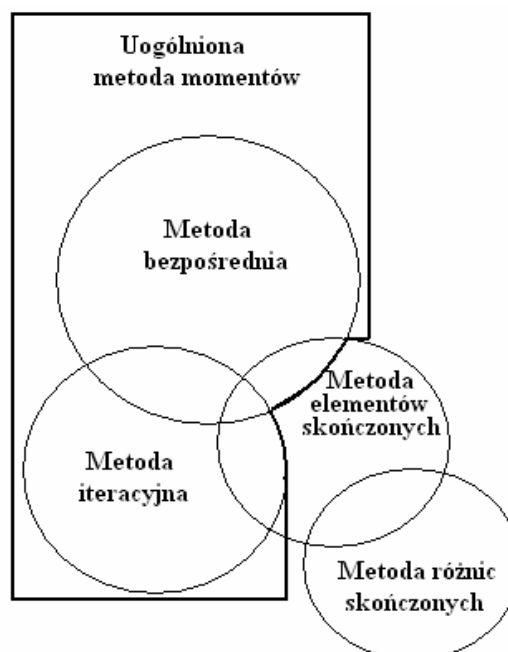
W powszechnym użyciu jest wiele metod numerycznych, które zostały zaaplikowane do rozwiązywania zagadnień elektromagnetycznych. Wybór każdej z nich zależy od rozpatrywanego problemu. Do najpopularniejszych metod numerycznych można zaliczyć:

- metodę momentów MoM (ang. *Moment Method*),
- metodę elementów brzegowych BEM (ang. *Boundary Element Method*),
- metodę różnic skończonych w dziedzinie czasu FDTD (ang. *Finite Difference Time Domain*) i dziedzinie częstotliwości FDFD (ang. *Finite Difference Frequency Domain*),
- metodę elementów skończonych FEM (ang. *Finite Element Method*).

Poszczególne metody numeryczne nie istnieją niezależnie od siebie (rys. 2.1 [97]). Obliczenia oparte na MoM dzielą rozpatrywany problem fizyczny opisany równaniami Maxwella na bardzo małe obszary opisane za pomocą równań całkowych. W takim małym obszarze prowadzona jest dyskretyzacja, a następnie rozwinięcie niewiadomych do postaci szeregów funkcji bazowych. Natomiast metody FEM i FDTD zajmują się równaniami różniczkowymi w sposób bezpośredni.

Obliczenia za pomocą metod numerycznych przebiegają w kolejnych krokach:

- podział rozpatrywanego obszaru na elementy,
- wybór funkcji interpolacyjnych,
- opisanie właściwości elementu,
- uwzględnienie warunków brzegowych.



Rys. 2.1. Wzajemne relacje między różnymi metodami numerycznymi [97].

Metoda MoM opracowana została przez Harringtona i stosowana jest do rozwiązywania równań operatorowych postaci [15][31][61][76]

$$L(u) = g \quad (2.6)$$

gdzie:

- L – operator liniowy,
- g – znana funkcja,
- u – poszukiwana funkcja.

Przykładem różniczkowego operatora liniowego jest laplasjan ( $L = \nabla^2$  dla równania Laplace'a-Poissona,  $L = \nabla^2 + \lambda^2$  dla równania Helmholtza, gdzie  $\lambda^2$  jest znanym współczynnikiem).

Na podstawie równania (2.6) poszukujemy rozwiązania w postaci sumy liniowej funkcji bazowych

$$u = \sum_{k=1}^N \alpha_k \varphi_k \quad (2.7)$$

gdzie:

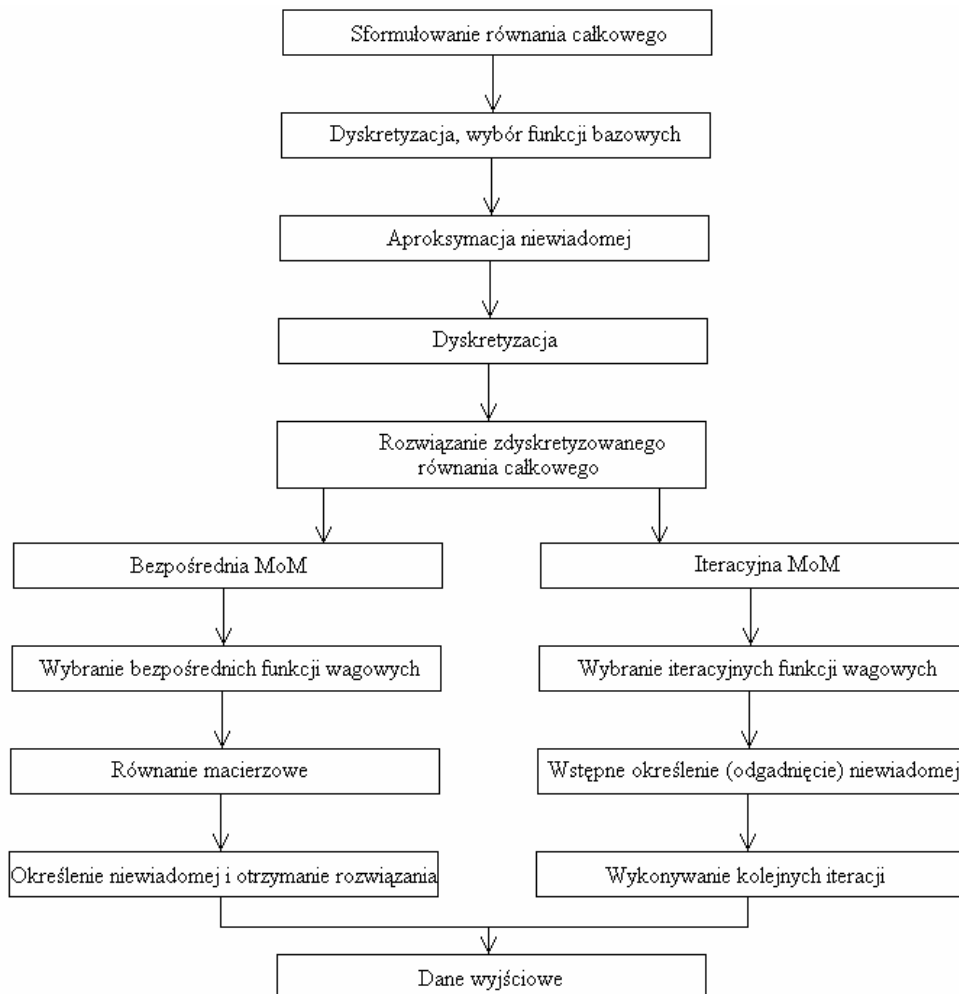
$\alpha_k$  – nieznane współczynniki,

$\varphi_k$  – nieskończony zbiór funkcji liniowo niezależnych.

W celu wyznaczenia współczynników  $\alpha_k$  należy wybrać ciąg dostatecznie regularnych funkcji wagowych  $w_1, w_2, \dots, w_N$  i pomnożyć skalarnie obie strony równania (2.7) przez funkcję  $w_m$ . W wyniku takiej operacji otrzymujemy zależność

$$\sum_{k=1}^N \alpha_k \langle w_m, L(\varphi_k) \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad m = 1, 2, \dots, N. \quad (2.8)$$

Otrzymane rozwiązanie (2.8) może być dokładne lub przybliżone. Stopień przybliżenia zależy od wyboru funkcji  $\varphi_k$  oraz  $w_k$ . Kolejne kroki postępowania w metodzie momentów pokazano na schemacie blokowym (rys. 2.2), a szczegółowe omówienie metody można znaleźć m.in. w [31][97].



Rys. 2.2. Kolejne kroki postępowania w MoM [97].

MoM zalecana jest do analiz PEM struktur zbudowanych z przewodników i jednorodnych dielektryków. Nie zaleca się natomiast stosowania tej metody do analiz złożonych struktur, bądź struktur zbudowanych z niejednorodnych dielektryków ze względu na małą efektywność tej metody w rozwiązywaniu tego typu zagadnień.

Kolejna z metod numerycznych to metoda BEM [8][39]. W BEM wykorzystywana jest metoda residuów ważonych, ale funkcje rozwinięcia i funkcje wagowe definiowane są tylko na powierzchniach brzegowych [8].

W metodzie tej PEM spełniają równanie o postaci

$$L(u) = -b \quad (2.9)$$

gdzie:

b – funkcja źródła.

W równaniu (2.9) poszukiwana funkcja u może być potencjałem skalarnym lub wektorowym, natężeniem pola elektrycznego lub magnetycznego.

Warunki brzegowe powiązane z równaniem (2.9) mają postać

$$\begin{aligned} u &= \bar{u} \quad \text{na } \Gamma_1 \\ q &= \frac{\partial u}{\partial n} = \bar{q} \quad \text{na } \Gamma_2 \end{aligned} \quad (2.10)$$

W celu uzyskania równania bazowego w BEM należy do zależności (2.11)

$$\int_{\Omega} b w d\Omega + \int_{\Omega} L(u) w d\Omega = \int_{\Gamma_2} (q - \bar{q}) w d\Gamma - \int_{\Gamma_2} (u - \bar{u}) \frac{\partial w}{\partial n} d\Gamma \quad (2.11)$$

gdzie:

w – funkcja wagi,

podstawić drugą formułę Greena w postaci

$$\int_{\Omega} (uL(w) - wL(u)) d\Omega = \int_{\Gamma} \left( u \frac{\partial w}{\partial n} - w \frac{\partial u}{\partial n} \right) d\Gamma \quad (2.12)$$

i w rezultacie otrzymujemy:

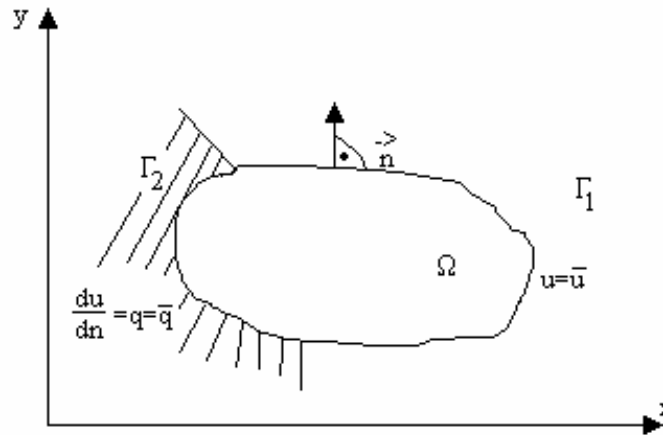
$$\int_{\Omega} b w d\Omega + \int_{\Omega} L(w) u d\Omega = - \int_{\Gamma_2} \bar{q} w d\Gamma - \int_{\Gamma_2} q w d\Gamma + \int_{\Gamma_2} u \frac{\partial w}{\partial n} d\Gamma + \int_{\Gamma_2} \bar{u} \frac{\partial w}{\partial n} d\Gamma . \quad (2.13)$$

W celu lepszego wyjaśnienia metody BEM opartej na wzorach (2.10–2.13) rozważania zilustrowano i pokazano na rys. 2.3.

W metodzie Galerkina za funkcje wagi przyjmuje się lokalne funkcje kształtu (funkcje, które poza elementem przyjmują wartości zerowe). Przy wykorzystaniu równania (2.13) jako funkcji bazowej w BEM, należy przyjąć funkcję wagi w, która spowodowałaby zerowanie drugiej całki po lewej stronie równania (2.13). Spełnia to funkcja w, dla której  $L(w) = 0$ .

Funkcja ta nosi nazwę rozwiązania podstawowego i jest oznaczana  $u^*$ . Jest to funkcja, która w całej nieograniczonej przestrzeni, wyłączając jeden określony punkt  $i$ , spełnia równanie jednorodne  $L(u^*)=0$  wówczas, gdy w punkcie  $i$  umieszczone jest źródło ( $b = \delta_i$ ), przy czym  $\delta_i$  jest funkcją delta Diraca [8]. Oczywiście delta Diraca w otoczeniu punktu  $i$  jest zerowa, natomiast w punkcie  $i$  osiąga wartość nieskończoną. Równoważne jest to umieszczeniu jednostkowego ładunku w tym punkcie, którego gęstość jest nieskończona. Rozwiązanie  $u^*$  nazywane jest funkcją Greena nieograniczonej przestrzeni.

Metoda BEM jest podobna do metody FEM. Podobieństwa i różnice oraz wady i zalety obu metod pokazano m.in. w [56].



Rys. 2.3. Oznaczenia przyjęte w BEM [8].

Metody FEM i FDTD zostaną omówione w rozdziałach – 2.4.1 i 2.4.2 – odpowiednio.

Poza wspomnianymi powyżej istnieje wiele metod numerycznych. Można tu wymienić m.in.:

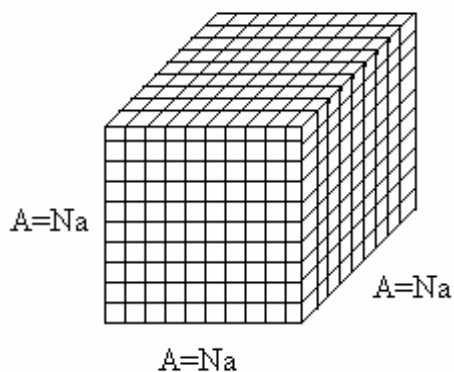
- metoda macierzy linii transmisyjnych TLM (ang. *Transmission Line Matrix Method*) [33],
- metoda gradientowa CGM (ang. *Conjugate Gradient Method*) [72],
- uogólniona technika multipolowa GMT (ang. *Generalized Multipole Technique*) [32],
- jednolita teoria dyfrakcji UTD (ang. *Uniform Theory of Diffraction*) [60].

Nie jest to pełna lista metod. Ciągłe przybywa publikacji przedstawiających nowe podejście do istniejących już metod bądź, niejednokrotnie, nowe metody numeryczne pozwalające na poprawę dokładności lub efektywności obliczeń. Często stosowane są metody hybrydowe, łączące zalety kilku metod numerycznych w jedną metodę [2][73][84].

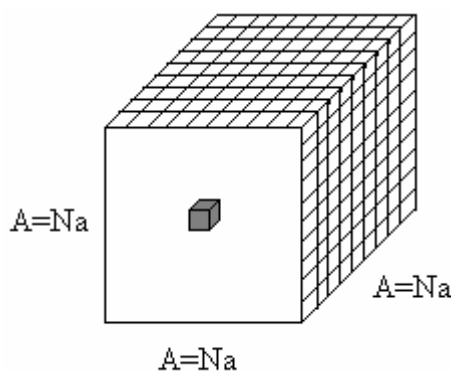
### 2.3. Porównanie metod

Podczas wyboru konkretnej metody należy kierować się rodzajem rozwiązywanego problemu, do którego zalecana jest dana metoda, ale także należy mieć na uwadze zasoby sprzętowe komputera, na którym będą wykonywane obliczenia. W dobie tak dobrze rozwiniętej techniki komputerowej nadal borykamy się z problemem braku pojemności pamięci bądź zbyt wolnym procesorem. W celu porównania omówionych powyżej metod numerycznych posłużono się następującym przykładem [61].

Zakładamy, że celem naszych badań jest symulacja problemu, którego obszar można przedstawić w postaci sześcianu (rys. 2.4). Badany sześcian o wymiarach  $A \times A \times A$  podzielony został na mniejsze sześcianiki o boku  $a$ . Na skutek takiego podziału uzyskaliśmy  $N^3$  elementów sześciennych i  $6N^2$  elementów powierzchniowych na brzegu obszaru.



Rys. 2.4. Ilustracja omawianego przykładu porównania metod analizy PEM [61].



Rys. 2.5. Omawiany przykład porównania metod numerycznych dla pojedynczego elementu.

W tabeli 2.1. zostały zestawione omówione wcześniej metody i porównane liczby elementów, zajętość pamięci oraz ilość operacji.

Tabela 2.1. Porównanie wpływu metod analizy pola elektromagnetycznego na zajętość pamięci komputera i liczbę wykonywanych operacji [61].

Opis	Rodzaj użytej metody					
	FEM		MoM		FDTD	BEM
	bezpośrednia	iteracyjna	bezpośrednia	iteracyjna		
Liczba elementów	$N^3$	$N^3$	$N^3$	$N^3$	$N^3$	$N^2$
Zajętość pamięci	$N^5$	$N^3$	$N^6$	$N^6$	$N^3$	$N^4$
Ilość operacji	$N^7$	$N^{4...6}$	$N^9$	$N^{7...9}$	$N^4$	$N^6$

Porównując powyżej przedstawione metody zauważamy, że w przypadku liczby elementów, na które dzielony jest analizowany obszar są one jednakowe. Różnice występują natomiast w przypadku zajętości pamięci. Najgorzej w tym przypadku wypada metoda MoM z zajętością pamięci rzędu  $N^6$ . O kilka rzędów niżej z zajętością pamięci klasyfikują się metoda iteracyjna FEM i FDTD –  $N^3$ . Podobnie jest z ilością wykonywanych operacji, czyli z czasem trwania obliczeń. Najlepiej w tym porównaniu wypadają metody iteracyjna FEM ( $N^{4...6}$ ) i metoda FDTD ( $N^4$ ). Metoda BEM klasyfikuje się po środku tego porównania, między najslabiej wypadającą metodą MoM, a najlepiej klasyfikującymi się metodami FEM i FDTD. Takie porównanie ma sens i jest prawdziwe, gdy symulacje przeprowadzane są na tej samej maszynie.

Metoda MoM nie wypada korzystnie w przedstawionym porównaniu, ale tylko w przypadku, gdy rozpatrujemy analizowany cały obszar sześcianu o wymiarach  $A \times A \times A$  (rys. 2.4). Jednak, przy wyznaczaniu niewiadomych, np. rozkładu prądu tylko w jednym z małych sześcianów  $a \times a \times a$  (rys. 2.5), to zdecydowanie korzystniej wypada metoda MoM, gdyż za jej pomocą można bezpośrednio analizować tylko ten mały sześcian, a w przypadku pozostałych metod najpierw trzeba znaleźć rozwiązanie dla całego obszaru dużego sześcianu, a następnie wyznaczyć prąd na interesującym nas elemencie.

W niniejszej pracy metody FEM i FDTD będą wykorzystane w badaniu wpływu wzajemnego oddziaływania między linii TEM i badanego obiektu biologicznego drogą wyznaczenia mocy absorbowanej przez ten obiekt. Wybrano właśnie te metody ze względu na ich przydatność i dostępność.

## 2.4. Wybór metody numerycznej

Przedstawione w rozdziale 2.2. porównanie metod pod względem zajętości zasobów sprzętowych komputera i czasu obliczeń narzuca z góry wybór metody. Najlepiej w opisanym porównaniu wypadły metody FEM i FDTD.

W przypadku niniejszej pracy autor wybrał oprogramowanie bazujące na metodach FEM i FDTD z trzech względów:

- 1) przydatność tych metod do rozważanego zagadnienia (MoM stosowana jest głównie w przypadku cienkich struktur doskonale przewodzących),
- 2) mniejsza zajętość zasobów sprzętowych przy korzystaniu z tych metod,
- 3) dostępność oprogramowania opartego właśnie metodach.

Do analizy zagadnień wzajemnych oddziaływań anten wykorzystano oprogramowanie oparte na metodzie MoM [68].

### 2.4.1. Metoda elementów skończonych FEM

Nazwa metoda elementów skończonych pierwszy raz użyta została w 1960 roku, kiedy to R.W. Clough wygłosił referat na temat problemu naprężeń występujących w samolotach. Ideę tej metody datuje się jednak dużo wcześniej.

W 1943 r. Courant motywowany pracami Eulera użył elementów trójkątnych i minimalizacji funkcjonału. W roku 1959 idea ta została ponownie wykorzystana przez Greenstadt'a. Inżynierowie zainteresowali się tym sposobem aproksymacji na początku lat sześćdziesiątych i od tego czasu FEM była rozwijana i wykorzystywana do zastosowań inżynierskich.

Podstawą w metodzie FEM jest podział rozpatrywanego obszaru na elementy. Istotną zaletą metody jest to, że nie muszą być one jednakowe w całej przestrzeni. W zagadnieniach jednowymiarowych dzielimy obszar na odcinki (rys. 2.6a), w zagadnieniach dwuwymiarowych na trójkąty lub czworokąty (rys. 2.6b) w trójwymiarowych natomiast na czworościany (rys. 2.6c). Wykorzystywane są także elementy o brzegach zakrzywionych, nazywane parametrycznymi, opisanymi za pomocą funkcji wyższego rzędu (rys. 2.6c). Każdy element ma węzły z którymi związane są szukane wielkości polowe. Węzły te są rozmieszczone najczęściej na bokach lub narożnikach elementów tak, aby dany węzeł, a z nim i jego wielkości polowe były wspólne dla dwóch lub większej liczby sąsiednich elementów. W niektórych typach elementów zdarzają się węzły interpolowane, leżące wewnątrz elementu.

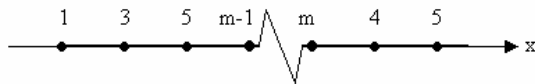
Każdemu z przedstawionych elementów przypisane zostają węzły i wybierana jest funkcja interpolacyjna (bazowa, kształtu, aproksymująca), której zadaniem jest opisanie zachowania się poszukiwanej zmiennej polowej. Funkcja może mieć następującą postać [8][34]:

$$\hat{\phi} = \sum_{i=1}^n N_i \phi_i \quad (2.14)$$

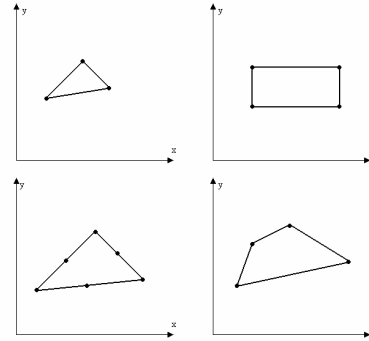
gdzie:

- $\hat{\phi}$  – aproksymowana wartość poszukiwanej zmiennej polowej,
- $\phi_i$  – wartości zmiennej polowej w węzłach elementu,
- $N_i$  – funkcje bazowe,
- $n$  – liczba węzłów w elemencie.

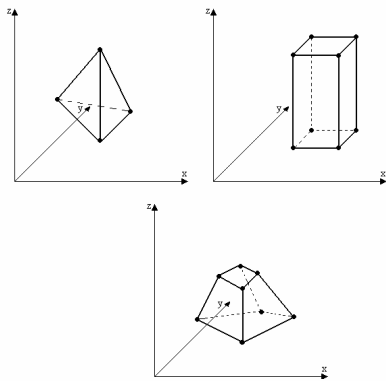
a)



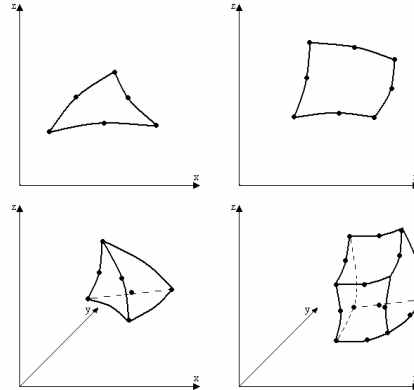
b)



c)



d)

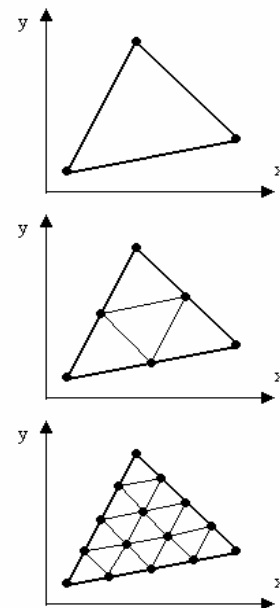


**Rys. 2.6.** Elementy wykorzystywane do aproksymacji w metodzie FEM: a) jednowymiarowe, b) dwuwymiarowe, c) trójwymiarowe, d) izoparametryczne [34].

Każda z funkcji bazowych ma charakter lokalny, czyli poza swoim elementem przyjmuje wartości zerowe. Dobór tych funkcji nie jest narzucony, ale nie może być też dowolny. Przy wyborze funkcji kształtu należy kierować się następującymi zasadami [8]:

- elementy muszą być dobierane w taki sposób, aby punkt rozpatrywanego obszaru znajdował się wewnątrz elementu (niezależnie od rozmiarów tego elementu),
- wszystkie siatki wcześniejsze muszą być zawarte w siatce zgęszczonej,
- nie można zmieniać funkcji bazowej podczas procesu zagęszczania siatki.

Wymienione powyżej warunki zilustrowano na przykładzie (rys. 2.7).



**Rys. 2.7.** Przykład zagęszczania siatki [8].



Kolejnym krokiem postępowania w metodzie FEM jest budowa równań macierzowych i uwzględnienie warunków brzegowych. W celu zbudowania równań macierzowych można posłużyć się jedną z czterech metod [34]:

- metoda residuów ważonych,
- metoda wariacyjna,
- metoda bezpośrednia,
- metoda równowagi energetycznej.

Ostateczna postać równania (2.15), którą otrzymamy w metodzie FEM jest niezależna od rodzaju rozpatrywanego problemu:

$$[K]\{x\} = \{R\} \quad (2.15)$$

gdzie:

$[K]$  – macierz współczynników  $n \times n$ ,

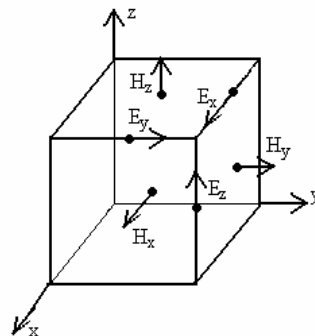
$\{x\}$  – wektor kolumnowy niewiadomych (zmiennych węzłowych, przy czym przez zmienną węzłową rozumiana jest zmienna polowa w określonym węźle elementu)  $n \times 1$ ,

$\{R\}$  – wektor kolumnowy rozwiązań  $n \times 1$ .

Warunki brzegowe określone dla węzłów zewnętrznych oraz znanych wartości zmiennej polowej uwzględnione są już w powyższym równaniu poprzez wektor  $\{R\}$ . W celu rozwiązania równania (2.15) musi być określona co najmniej jedna, a czasami więcej niż jedna zmienna węzłowa, a macierz  $[K]$  musi być macierzą nieosobliwą. Wymagana liczba określonych zmiennych węzłowych jest podyktowana przez fizykę problemu, tzn. zależy od konkretnego problemu jaki rozwiązujemy. Wartości węzłowe mogą być określone zarówno dla węzłów wewnętrznych jak i brzegowych, ale nie jest możliwe jednoczesne określenie wartości  $x_i$  i  $R_i$  dla jednego węzła o współrzędnej  $i$ , a jedynie tylko jednej z nich, czyli bądź  $x_i$ , bądź też  $R_i$ .

#### 2.4.2. Metoda różnic skończonych FDTD

W odróżnieniu od metod przedstawionych powyżej, metoda różnic skończonych umożliwia przeprowadzenie analizy zarówno w dziedzinie czasu jak i w dziedzinie częstotliwości. Algorytm metody FDTD jest następujący – najpierw tworzony jest dyskretny model odpowiadający rozwiązywanemu obszarowi, a następnie analizowana przestrzeń dyskretyzowana jest na komórki Yee [65][66][81][84][86] (rys. 2.8).



Rys. 2.8. Komórka Yee.

Jak widać na powyższym rysunku wektory natężenia pola elektrycznego są przyłączone do środków krawędzi komórki, a wektory pola magnetycznego do środków ścian. Po dokonaniu dyskretyzacji następuje obliczanie poszczególnych pól. Pole elektryczne w danym punkcie w chwili  $t$  obliczane jest na podstawie pola magnetycznego określonego chwilę wcześniej  $t - \Delta t$  w punktach sąsiednich. Natomiast pole magnetyczne w chwili  $t - \Delta t$  oblicza się na podstawie pola elektrycznego obliczonego w chwili  $t - 2\Delta t$ .

W metodzie FDTD rotacyjne równania Maxwella przyjmują następującą postać [86]:

$$\frac{\partial H}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times E - \frac{\rho}{\mu} H \quad (2.16)$$

$$\frac{\partial E}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times H - \frac{\sigma}{\varepsilon} E \quad (2.17)$$

gdzie:

- $E$  – natężenie pola elektrycznego w  $[V/m]$ ,
- $H$  – natężenie pola magnetycznego w  $[A/m]$ ,
- $\varepsilon$  – przenikalność elektryczna w  $[F/m]$ ,
- $\sigma$  – konduktywność elektryczna w  $[S/m]$ ,
- $\mu$  – przenikalność magnetyczna w  $[H/m]$ ,
- $\rho$  – rezystywność magnetyczna w  $[\Omega/m]$ .

Jeśli zmienne  $\varepsilon, \sigma, \mu, \rho$  są zmiennymi izotropowymi, to otrzymujemy następujące równania w układzie współrzędnych prostokątnych

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho H_x \right) \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho H_y \right) \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho H_z \right) \quad (2.20)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (2.21)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right). \quad (2.23)$$

Równania (2.18-2.23) stanowią podstawę algorytmu w metodzie FDTD.

Jak już wspomniano za pomocą metody różnic skończonych można przeprowadzić również analizę w dziedzinie częstotliwości. Ponieważ przeprowadzana analiza jest analizą w dziedzinie częstotliwości, nie są wymagane już regularne odstępy czasowe między punktami

siatki, a zatem nie ma konieczności stosowania regularnej siatki w całym interesującym nas obszarze. Istnieje więc możliwość zmieniania zagęszczenia siatki, co przypomina metodę FEM.

Istotnym zagadnieniem w przypadku metod numerycznych jest stabilność metody. Warunek stabilności metody FDTD został przedstawiony przez Taflove'a, który udowodnił, że długość kroku czasowego  $\Delta t$  jest ograniczona od góry i zależy od rozmiarów komórki elementarnej  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  i  $\Delta z$  oraz prędkości fali  $v$  w danym ośrodku [65][82]:

$$v\Delta t \leq \left( \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2}. \quad (2.24)$$

Przedstawione kryterium możemy spełnić, pod warunkiem, że prędkość rozchodzenia się zaburzenia (zmiany wartości pola) w algorytmie FDTD jest większa lub równa prędkości rozchodzenia się fali.

Metoda FDTD ma kilka wad. Ponieważ podstawowym elementem modelu jest sześciąt, więc nie można dokładnie odwzorować powierzchni nieregularnych, np. przy odwzorowaniu kuli dokładność aproksymacji jest funkcją użytych elementów. W metodzie FDTD wielkość stosowanej siatki w całym analizowanym obszarze jest stała, co jest niekorzystne, gdy chcemy jakiś obszar zbadać dokładniej. Tak było w początkowych aplikacjach. We współcześnie dostępnych programach oba te problemy zostały już rozwiązane. Metoda FDTD nadaje się do analizy ośrodków niejednorodnych, nawet silnie niejednorodnych, ponieważ parametry ośrodka mogą być zmieniane w dowolny sposób przy przechodzeniu z jednej komórki Yee do kolejnej.

## 2.5. Porównanie zastosowanych programów

Na rynku dostępna jest szeroka gama programów służących do rozwiązywania zagadnień z dziedziny PEM w różnych strukturach. Podczas wyboru oprogramowania należy kierować się jego przydatnością w rozwiązaniu danego problemu, uniwersalnością, zajętością zasobów sprzętowych, a także ceną. W pracy zostały użyte głównie dwa programy komputerowe: Maxwell firmy Ansoft i Fidelity pochodzący z pakietu programów firmy Zeland. Oba programy są dostępne bezpłatnie i posiadają wiele możliwości.

Program Maxwell jest darmową wersją studencką programu opartego na metodzie FEM [3]. Umożliwia analizę pól magnetycznych i elektrycznych zarówno stało jak i zmiennoprądową. Ograniczenia wynikające z faktu, że jest to program w wersji studenckiej (darmowej), to brak możliwości analizy cieplnej, parametrycznej, obwodowej i analizy stanów przejściowych. Najbardziej uciążliwy w trakcie pracy był brak analizy parametrycznej, co wymusiło stworzenie wielu modeli, np. gdy badano moc pochłoniętą przez obiekt umieszczony w linii TEM w funkcji odległości między płytami tejże linii, to po każdorazowym oddaleniu płyt od siebie konieczne było wykonanie kolejnego modelu od nowa, co było czasochłonne, ale ze względu na brak możliwości analizy parametrycznej niezbędne. Możliwość analizy pola elektrycznego była dostępna, więc wykorzystanie tego programu było przydatne w rozwiązywaniu postawionych w pracy problemów. Plusem tego programu jest bardzo rozbudowany kalkulator w post-procesorze umożliwiający wykonywanie wszelkiego rodzaju obliczeń niezbędnych w analizie PEM.

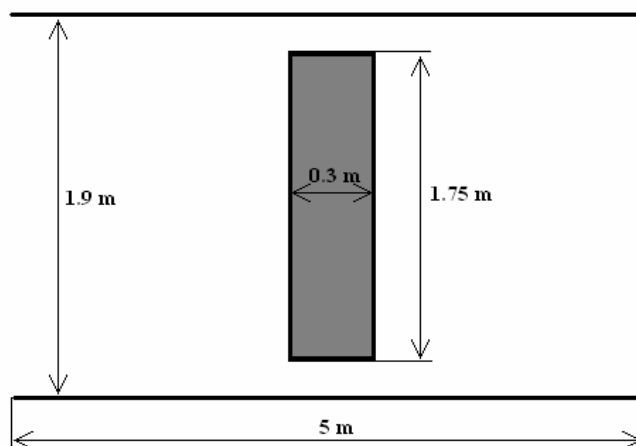
Drugi program, który został wykorzystany w pracy, to program Fidelity [103] oparty na metodzie FDTD. Pełna wersja programu również jest dostępna nieodpłatnie, a jedynym ograniczeniem jest dostępność do Internetu, która jest niezbędna podczas działania programu.

Brak połączenia programu z firmowym serwerem, na którym zapisane są licencje, uniemożliwia wykonanie jakiegokolwiek operacji w tym programie, nawet skonstruowania modelu, o jego rozwiązaniu nie wspominając. Fidelity umożliwia rozwiązywanie zagadnień dotyczących anten w określonym paśmie częstotliwości, szerokopasmową analizę obwodów stała i zmiennoprądowych, falowodów i wielu innych. Istotną zaletą tego programu jest możliwość tworzenia niejednorodnej siatki, co w obszarach o mniej skomplikowanych kształtach pozwala zredukować rozmiar siatki całego analizowanego problemu. Program nie ma dostępnego kalkulatora, który umożliwiłby samodzielne wykonywanie obliczeń po zakończeniu symulacji. Umożliwia analizę pola bliskiego, dalekiego i rozkładów SAR w badanych obiektach. Podaje także wartość mocy absorbowanej przez obiekt.

W celu sprawdzenia poprawności wyników uzyskiwanych za pomocą obu programów porównano je ze sobą i uzyskano duże zgodności, co pokazano w rozdziale 6. Jeszcze większym uwiarygodnieniem tych wyników jest ich porównanie z wynikami otrzymanymi za pomocą profesjonalnego programu High Frequency Structure Simulator (HFSS) [4], z którego autor mógł gościnnie korzystać dzięki uprzejmości Zakładu Teorii i Techniki Mikrofalowej Instytutu Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej.

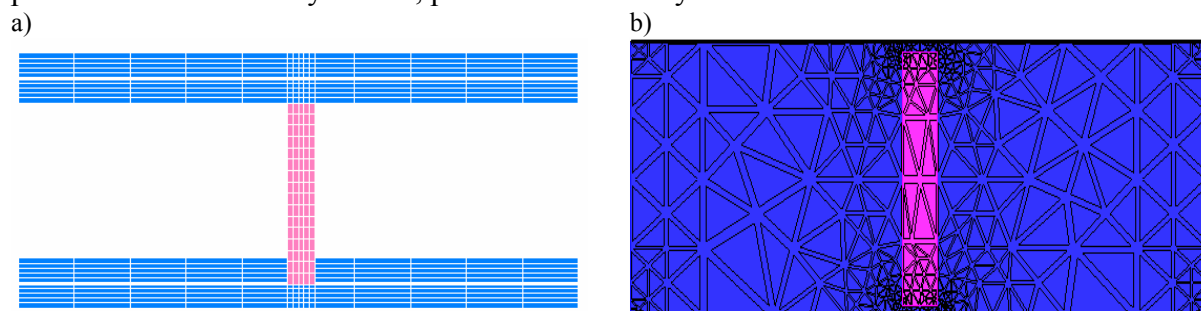
W rozdziale 2.2 przedstawiono teoretyczne porównanie kilku podstawowych metod numerycznych. W tej części porównane zostaną ze sobą dwa konkretne programy, które wykorzystano w symulacjach komputerowych – program Maxwell i Fidelity.

W celu ich porównania pod względem czasu obliczeń, zajętości pamięci, itp. zasymulowano jeden z badanych w pracy modeli (rys. 2.9). Jest to walcowy model człowieka umieszczony między dwiema metalowymi płytami.



Rys. 2.9. Model przyjęty do analizy.

Modele wykonane w poszczególnych programach wraz z pokazaniem siatki, na którą podzielono analizowany obszar, przedstawiono na rys. 2.10.



Rys. 2.10. Symulowane modele wykonane w programie: a) Fidelity, b) Maxwell.

Pierwsze porównanie przeprowadzono dla warunków, w których programy automatycznie ustawiają siatkę. Przyjęto taką samą dokładność obliczeń na poziomie 0.05. Liczba elementów, na które podzielony został obszar wynosiła 10000 dla programu Fidelity i 2599 dla programu Maxwell. Wyniki porównania zaprezentowano w tabeli 2.2.

**Tabela 2.2.** Wyniki porównania programów Fidelity i Maxwell.

Program	Czas obliczeń [s]	Zajętość pamięci [KB]	Zajętość dysku [KB]	Wykorzystanie procesora [%]	Uzyskany wynik – P [W]
Fidelity	115	30	555	98	2.92E-02
Maxwell	6	40	415	95	2.94E-02

Jak wynika z tabeli 2.2 zajętość zasobów sprzętowych jest podobna w obu przypadkach. Istotna różnica jest w czasie obliczeń, która w programie Fidelity jest dużo większa niż w przypadku programu Maxwell. Ale może to być spowodowane znaczną różnicą w liczbie elementów w wygenerowanej siatce. Uzyskane wyniki można uznać za identyczne, zwłaszcza biorąc pod uwagę niedokładności właściwe dla badań bioelektromagnetycznych.

W drugim przypadku porównanie przeprowadzono, gdy liczba elementów w siatce była jednakowa w obu programach (10000 elementów). Dokładność obliczeń taka sama jak poprzednio (5%).

**Tabela 2.3.** Wyniki porównania programów Fidelity i Maxwell.

Program	Czas obliczeń [s]	Zajętość pamięci [KB]	Zajętość dysku [KB]	Wykorzystanie procesora [%]	Uzyskany wynik – P [W]
Fidelity	115	30	555	98	2.92E-02
Maxwell	30	65	898	95	2.94E-02

Jak widać znaczne zwiększenie liczby elementów w siatce nie wpłynęło na zmianę wyniku, zatem można sądzić, że program automatycznie generuje optymalną siatkę i ingerencja użytkownika jest zbędna. Wzrosła natomiast zajętość pamięci i dysku twardego dla programu Maxwell.

Z przedstawionego porównania wynika, że zastosowane do rozwiązywania postawionych w pracy problemów programy dają podobne ze sobą wyniki. Natomiast istotna różnica jest w czasie rozwiązywania danego zagadnienia i w zajętości zasobów sprzętowych. Jeżeli przyjąć, że analizujemy zagadnienie na tej samej liczbie elementów w siatce (tabela 2.3), to program Maxwell wypada gorzej pod względem ilości zajmowanej pamięci i dysku twardego. Lepiej, niż program Fidelity, wypada pod względem czasu obliczeń. Jeśli natomiast przyjąć, że programy same automatycznie generują sobie siatkę (tabela 2.2), to zdecydowanie lepiej wypada program Maxwell.

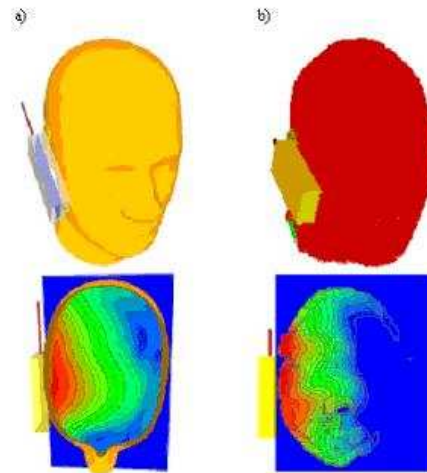
## 2.6. Dozymetria numeryczna

W dobie rozwoju technik komputerowych jednym z podstawowych narzędzi służących do oceny poziomu ekspozycji człowieka na PEM jest dozymetria numeryczna, która umożliwia symulację komputerową zjawisk związanych z pochłanianiem energii elektromagnetycznej przez ciało człowieka. Wyniki uzyskiwane w ten sposób są zbieżne z otrzymanymi w sposób eksperymentalny (rys. 2.11).

Jak już wspomniano, dozymetria numeryczna w stosunku do eksperymentu odznacza się pewnymi zaletami – szybciej i wygodniej jest przeprowadzić symulację komputerową, niż wykonać pomiary w warunkach rzeczywistych. W przypadku symulacji zmieniamy tylko właściwości modelu, a w przypadku rzeczywistego eksperymentu należy przygotować model

od nowa, przeprowadzić stosowne pomiary i zapewnić ich powtarzalność. Metody numeryczne nie są oczywiście pozbawione wad, które związane są z ograniczonymi zasobami komputerów, takimi jak pamięć czy też pojemność dysku, co pokazano we wcześniejszej części rozdziału na przykładzie porównania dwóch programów. Jednak przyjęć należy, że ostateczną weryfikację wiarygodności stosowanej metody obliczeniowej stanowi jej zgodność z eksperymentem.

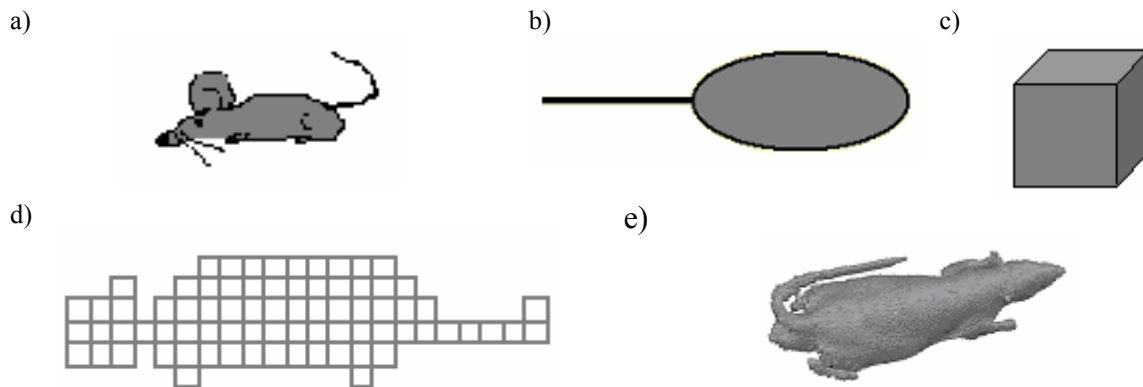
Stosowane są różne modele zwierząt i ludzi – od prostych w postaci jednorodnej bryły, do najbardziej złożonych o milimetrowej rozdzielczości [55]. Na rys. 2.12 pokazano kilka modeli myszy (lub szczura) a na rys. 2.13 przedstawiono modele człowieka. Najprostsze modele żywych organizmów przedstawiane są jako jednorodne bryły o bardzo prostych kształtach. Na rys. 2.12b pokazano sferoidalny model myszy [54], a na rys. 2.13b sferoidalny model człowieka [27]. Model myszy w postaci sześcianu (rys. 2.12c) zaproponowany został przez autora. Walcowy model człowieka (rys. 2.13c) zaczerpnięto z [48].



**Rys. 2.11.** Przykładowy rozkład SAR:

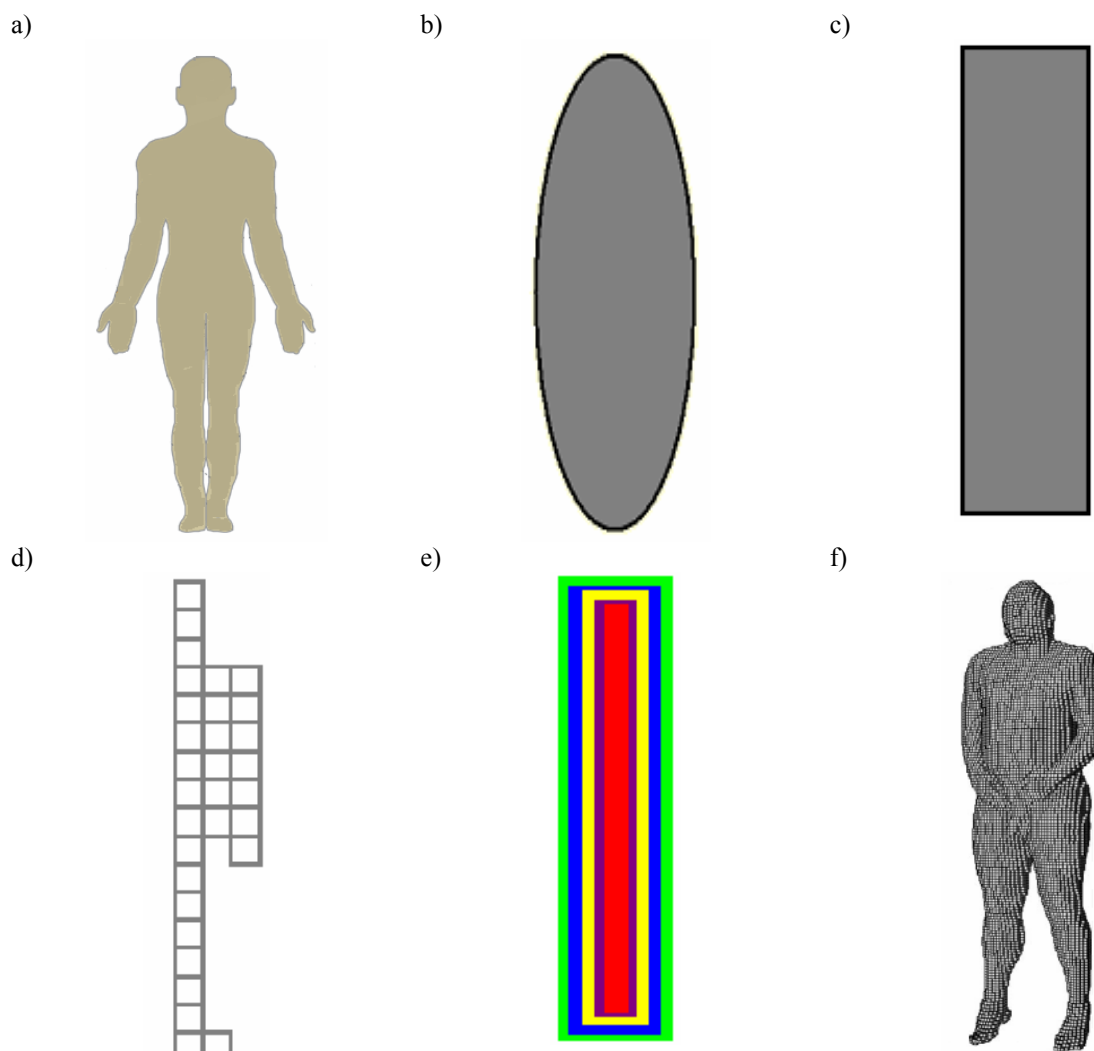
a) zmierzony eksperymentalnie,  
b) uzyskany za pomocą symulacji komputerowej [22].

Do nieco bardziej skomplikowanych modeli można zaliczyć blokowy model człowieka (rys. 2.13d) [12], czy wielowarstwowy model opracowany przez autora. Na podstawie modelu blokowego człowieka, autor zaproponował własny blokowy model myszy (rys. 2.12d). Do najbardziej dokładnych modeli zaliczane są voxelowe modele, które pokazano na rys. 2.12e i rys. 2.13f.

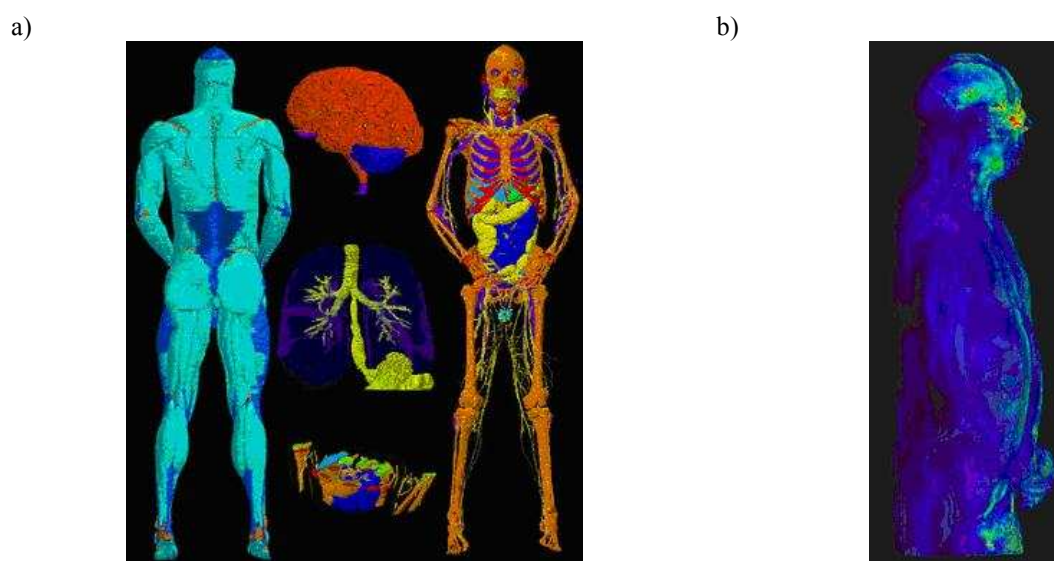


**Rys. 2.12.** Modele myszy: a) rzeczywisty obiekt, b) model sferoidalny (widok w przekroju),  
c) model sześcienny, d) model blokowy (widok w przekroju), e) model voxelowy.

Wybór modelu zależy od badań jakie są aktualnie przeprowadzane. Nie zawsze konieczne jest użycie złożonego modelu o milimetrowej rozdzielczości. W przypadku, gdy chcemy zwrócić uwagę na występowanie pewnego zjawiska, jak to ma miejsce w tej pracy, a nie na dokładne obliczenia rozkładów PEM w obiekcie, to wystarczą do tego celu proste modele w postaci jednorodnych brył. Jeżeli natomiast interesują nas np. dokładne wartości SAR w poszczególnych częściach ciała, organach lub tkankach (rys. 2.14a), to konieczne jest korzystanie z modeli o dużej rozdzielczości. Umożliwiają one wyznaczenie bardzo dokładnych rozkładów PEM wewnątrz organizmu (rys. 2.14b).



**Rys. 2.13.** Modele człowieka: a) rzeczywisty obiekt, b) model sferoidalny (widok w przekroju), c) model prostokątny d) model blokowy (widok w przekroju), e) model niejednorodny wielowarstwowy, f) model voxelowy.



**Rys. 2.14.** Modele człowieka w postaci numerycznej: a) anatomiczny voxelowy model z uwzględnieniem parametrów elektrycznych tkanek, b) komputerowa symulacja rozkładu SAR w ciele człowieka w polu dalekim przy częstotliwości 915 MHz [94].

Voxelowe modele dostępne są dzięki różnym instytucjom naukowym, które prowadzą badania w tej dziedzinie. Można tu wymienić m.in. National Library of Medicine stworzoną przez National Institutes of Health [95] czy też United States Air Force Research Laboratory [94]. W tego typu modelach można wyróżnić wiele organów i narządów. Na przykład program FDTD99 [57], który umożliwia symulację voxelowych modeli różnych zwierząt i ludzi w fali płaskiej uwzględnia w komputerowych symulacjach 35 różnych ludzkich organów zbudowanych z milimetrową rozdzielczością.

Niestety im bardziej złożony jest obiekt tym większe są wymagania na zasoby sprzętowe komputera, na którym przeprowadzane są symulacje. O jak dużych liczbach jest tu mowa może świadczyć przykład, w którym za pomocą programu FDTD99 przeprowadzimy symulację voxelowego modelu człowieka o milimetrowej rozdzielczości umieszczonego w polu fali płaskiej. Takie zagadnienie wymaga 18 GB pamięci RAM komputera [57][25]. Zważywszy na fakt, że w powszechnie dostępnych komputerach w podstawowych ich konfiguracjach proponowana pamięć to 256 MB, czasem 512 MB, to zauważyć można, że zagadnienie to nie jest zbyt łatwe do rozwiązania. Wymaga do użycia potężnych maszyn, wyposażonych w ogromne pamięci i najlepiej wieloprocessorowych w celu skrócenia czasu obliczeń. Współcześnie, w przypadkach, gdy chodzi o jakościową, a nie ilościową, ocenę zjawiska nadal bardzo często wykorzystuje się modele uproszczone, a przykładem niech będzie jedna z najświeższych publikacji [10].

## Podsumowanie rozdziału drugiego

Rozdział 2 zawiera, krótką charakterystykę metod numerycznych, powszechnie używanych w zagadnieniach dotyczących analizy PEM, a szczególnie metod i kodów używanych przez autora. Obecnie stosowane algorytmy numeryczne prowadzą do uzyskiwania rezultatów bardzo dokładnych i powtarzalnych, a często są jedynym sposobem na otrzymanie wyniku, gdyż wykonanie obliczeń w wielu przypadkach, w sposób analityczny jest praktycznie niemożliwe.

Na wstępie rozdziału przedstawiono równania Maxwella, na których oparta jest klasyczna teoria elektromagnetyzmu. Następnie omówione zostały najczęściej stosowane metody numeryczne, takie jak MoM, BEM, FDTD, FEM. Na prostym przykładzie (rys. 2.4) dokonano porównania powyższych metod numerycznych zarówno pod kątem przydatności do rozwiązania konkretnego problemu jak i pod kątem zajętości zasobów sprzętowych komputera (tabela 2.1). Przedstawione analizy ilustrują przydatność programów, z których korzystał autor. Do badania relacji zachodzących pomiędzy obiektem i układem ekspozycyjnym wykorzystano dwa darmowo dostępne programy, Maxwell SV oparty na metodzie FEM oraz Fidelity oparty na metodzie FDTD. Zastosowanie dwóch różnych programów opartych na różnych metodach numerycznych umożliwia sprawdzenie poprawności otrzymywanych wyników. Dodatkowo do sprawdzenia wyników uzyskanych wymienionymi powyżej programami, wykorzystano profesjonalny program HFSS oparty na metodzie FEM.

Wybrane programy porównano również pod kątem zapotrzebowania na zasoby komputera (tabela 2.2 i 2.3), takie jak pamięć, zajętość dysku twardego, czy też czas obliczeń. Oba programy w przeprowadzonym porównaniu wypadły podobnie, jeżeli chodzi o wykorzystanie komputera. Zaobserwowano znaczne różnice w przypadku czasu obliczeń potrzebnego do przeprowadzenia symulacji. Tu lepiej wypadł program Maxwell, ze zdecydowanie krótszym czasem na wykonanie obliczeń.



W dalszej części rozdziału poświęcono trochę uwagi dozymetrii numerycznej i wykorzystywanym modelom zwierząt i ludzi, poczynając od najprostszych, w postaci jednorodnej bryły, do najbardziej zaawansowanych, o milimetrowej rozdzielczości (rys. 2.12 i 2.13).

Rozdział poświęcony metodom numerycznym zamieszczono na początku rozprawy ze względu na fakt, że dalsze rozważania jak i otrzymane wyniki oparte są na metodach numerycznych zaimplementowanych w wykorzystywanym oprogramowaniu. Podstawowe wnioski jakie można wysunąć na podstawie przedstawionego w tym rozdziale materiału dotyczą stwierdzenia faktu o przydatności wybranego oprogramowania do rozwiązania postawionego w tej pracy problemu z w pełni zadowalającą dokładnością. Do wkładu własnego autora można zaliczyć przegląd dostępnego na rynku oprogramowania służącego do analizy zagadnień elektromagnetycznych oraz porównanie wybranych programów, których użyto do przeprowadzenia symulacji komputerowych.

## Rozdział 3

### Układy ekspozycyjne

Rozwój zastosowań źródeł dużej mocy, telefonii komórkowej i urządzeń elektronicznych wymusił rozwój narzędzi służących do pomiarów PEM i do wytwarzania wzorcowych jego wartości. Powszechnie znane i stosowane są przyrządy do pomiarów PEM, poczynając od najmniejszych wartości natężeń odpowiadających metrologii zakłóceń radioelektrycznych, pomiarów propagacyjnych, przez wartości wynikające z potrzeb ochrony środowiska elektromagnetycznego, po wartości powodujące niszczenie tkanek, organizmów, czy urządzeń technicznych [28][29].

Wytwarzanie wzorcowego PEM wybraną metodą nie polega na jego bezpośrednim wyznaczeniu, ponieważ taki sposób pomiaru PEM dotychczas nie jest znany [29][90]. PEM określane jest na podstawie pomiaru napięcia, prądu lub innej wielkości fizycznej. Wzorce PEM wykorzystywane są zwłaszcza do atestacji narzędzi pomiarowych, ale nie jest to jedyne ich zastosowanie. Powszechnie stosowane są wzorce wtórne (układy ekspozycyjne) w badaniach wpływu PEM na dowolne obiekty materialne. Przedmiotem zainteresowania mogą być, na przykład:

- własności materii poddanej działaniu PEM,
- wrażliwość organizmów i tkanek (*in vivo* lub/*in vitro*) na działanie PEM,
- susceptybilność urządzeń technicznych,
- punkt detonacji lub samozapłonu materiałów i mieszanek wybuchowych pod wpływem działania PEM,
- itd.

Rozważania niniejszego rozdziału są poświęcone analizie wzajemnych oddziaływań i stosowanych rozwiązań wzorców i układów ekspozycyjnych oraz badanych w nich obiektów, a zwłaszcza oddziaływaniu tych układów na badane obiekty. Zagadnienie to ma istotne znaczenie bowiem, jak pokazują przeprowadzone w ramach pracy analizy, oddziaływanie układu ekspozycyjnego na badany obiekt powoduje zmianę jego parametrów (zmiana impedancji wejściowej w przypadku kalibracji anten, ilości pochłanianej energii PEM (zmiany absorbowanej energii w zależności od relacji wymiarów układu do wymiarów obiektu (-ów)) oraz wzajemnych oddziaływań badanych obiektów. Analizy oddziaływania układu ekspozycyjnego na badany obiekt, z nielicznymi wyjątkami (kalibracja anten) nie były

dotychczas prowadzone, a i w przypadku anten analizy nie były wystarczająco dokładne. Przedstawione rozważania umożliwiają podniesienie dokładności i wiarygodności zwłaszcza w badaniach biomedycznych, co pozwoli na uzyskanie lepszej zgodności wyników w podobnych badaniach prowadzonych w różnych ośrodkach.

### 3.1. Przegląd najczęściej stosowanych układów ekspozycyjnych

W zależności od wymaganej składowej pola i zakresu częstotliwości, w jakim przeprowadzane są badania, wykorzystywane są różne sposoby, a więc również różne układy ekspozycyjne do wytwarzania wzorcowego PEM [6][40][41]:

- pole stałe i niskich częstotliwości (do kilkuset kHz) – dla pól magnetycznych cewki Helmholtza, dla pól elektrycznych kondensatory płaskie,
- radiofale (do kilkuset MHz) – układy ekspozycyjne z anteną liniową, komory TEM,
- mikrofale – anteny aperturowe, odcinki falowodów, komory bezechowe, komory rewerberacyjne,
- i inne.

#### 3.1.1. Układy ekspozycyjne pól statycznych i niskich częstotliwości

W zakresie pól elektro- i magnetostatycznych oraz quasistatycznych pól niskich częstotliwości składowe elektryczna i magnetyczna rozpatrywane są oddzielnie. Pola magnetyczne wytwarzane są zwykle w różnych konfiguracjach cewek.

Najprostszym układem ekspozycyjnym pola magnetycznego jest pojedyncza antena ramowa. Natężenie pola magnetycznego w osi prostopadłej do powierzchni anteny można wyznaczyć na podstawie zależności:

$$H_{\text{ANTENA RAMOWA}} = \frac{Inr^2}{2(r^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (3.1)$$

gdzie:

- I - prąd w antenie,
- n – ilość zwojów anteny,
- r – promień anteny,
- x – odległość od środka anteny.

Obszar o równomiernym rozkładzie pola dla pojedynczej anteny jest stosunkowo mały. Znacznie większy można uzyskać wewnątrz powietrznego solenoidu, dla którego poprawna jest zależność (3.2):

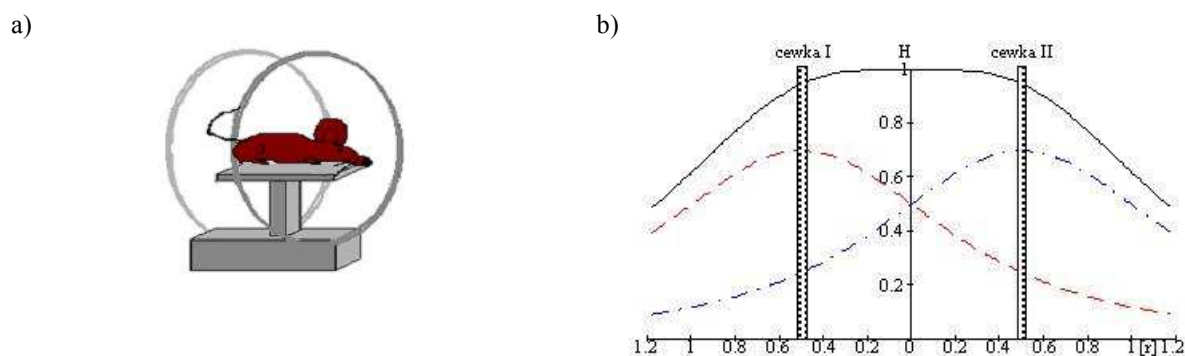
$$H_{\text{SOLENOID}} = \frac{In}{\sqrt{l^2 + 4r^2}} \quad (3.2)$$

gdzie:

- l - długość solenoidu.

Niestety, pewną niedogodnością w stosowaniu solenoidu jest utrudniony dostęp do obszaru roboczego. Wady tej pozbawione są cewki Helmholtza (rys. 3.1a).

Idealne cewki Helmholtza tworzą dwie identyczne anteny ramowe z jednakowym kierunkiem płynącego w nich prądu, umieszczone współosiowo względem siebie w odległości odpowiadającej promieniowi anteny. Efekt równomiernego rozkładu pola wewnątrz cewek uzyskuje się dzięki sumowaniu składowych pola równoległych do osi cewek i odejmowaniu składowych prostopadłych do tej osi. Unormowane natężenie pola w osi cewek w funkcji odległości  $x$  od środka geometrycznego anteny przedstawione jest na wykresie (rys. 3.1b). Linie przerywane obrazują pola pojedynczych cewek, a linia ciągła pole wypadkowe.



Rys. 3.1. Cewki Helmholtza: a) układ ekspozycyjny pola magnetycznego, b) unormowane natężenie pola wewnątrz cewek.

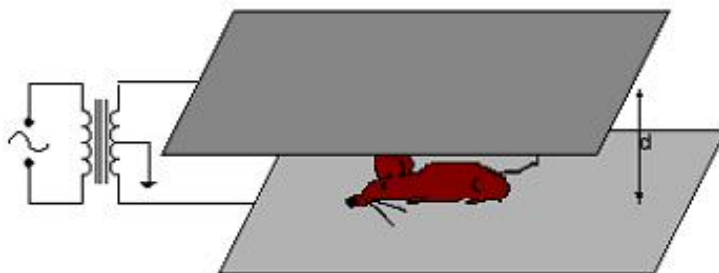
Pole wewnątrz cewek skierowane jest prostopadle do płaszczyzny anten i charakteryzuje się stosunkowo równomiernym rozkładem. W obszarze do  $0.6 r$  od centrum układu natężenie pola zmienia się nie więcej niż o 10% [6]. Przy większej ilości badanych obiektów, wskutek wzajemnych oddziaływań między nimi, rozkład pola magnetycznego w każdym z tych obiektów może być różny.

Typowym źródłem pola elektrycznego w zakresie niskich częstotliwości jest kondensator płaski (rys. 3.2). W kondensatorze natężenie pola elektrycznego w środku przestrzeni między nieskończenie rozległymi okładkami opisane jest prostą zależnością:

$$E_{\text{KONDENSATOR}} = \frac{U}{d} \quad (3.3)$$

gdzie:

- $U$  – napięcie przyłożone do okładek,
- $d$  – odległość między okładkami.



Rys. 3.2. Układ ekspozycyjny pola elektrycznego z kondensatorem płaskim.

Dolna okładka kondensatora może być uziemiona (szczególnie w dużych układach ekspozycyjnych). Korzystne jest również symetryczne zasilanie kondensatora, co pozwala na eliminację wpływu ziemi i przedmiotów otaczających kondensator. Układy z kondensatorami płaskimi stosować można do częstotliwości kilkuset kHz. Podstawowym kryterium oceny przydatności tego układu w określonym paśmie częstotliwości jest  $l \ll \lambda$ , gdzie  $l$  jest największym wymiarem kondensatora, a  $\lambda$  długością fali.

Oba rozwiązania można uznać za w pełni zadowalające przy badaniu w nich pojedynczych obiektów. Zwiększenie ilości badanych obiektów powoduje deformację rozkładu PEM, a zwłaszcza różnice w absorpcji energii wynikające z wzajemnych oddziaływań między obiektami.

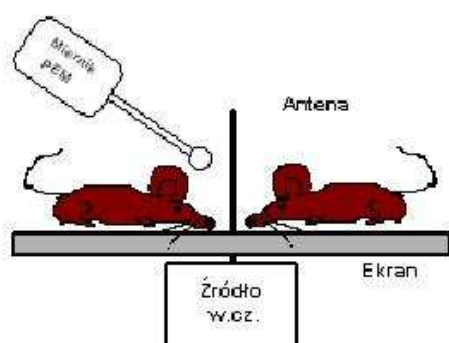
### 3.1.2. Radiofale

W zakresie radiofal (do kilkuset MHz) stosuje się układy ekspozycyjne z antenami liniowymi oraz odcinkami linii transmisyjnych.

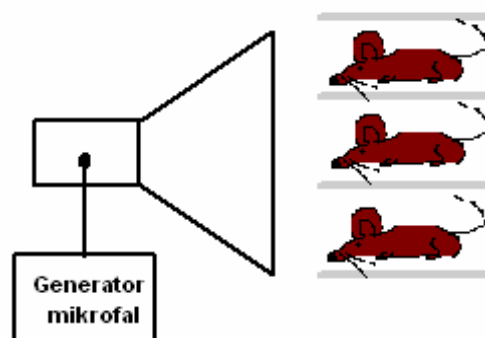
W celu uzyskania dużych natężeń PEM obiekt badany umieszcza się w bezpośredniej bliskości anteny (w jej polu bliskim). Przykład takiej konfiguracji stanowiska przedstawia rysunek 3.3. Wyznaczenie natężenia pola w takim przypadku metodami analitycznymi jest bardzo utrudnione. Wynika to zarówno ze specyfiki pola bliskiego jak i ze sprzężenia anteny z obiektem badań. Pozostaje analiza numeryczna oraz jej weryfikacja z użyciem „punktowych” czujników pola.

### 3.1.3. Mikrofale

W zakresie mikrofal podstawowe źródła PEM stosowane jako układy ekspozycyjne to anteny aperturowe (rys. 3.4) i odcinki falowodu. W obu rozwiązaniach dużym problemem jest zapewnienie równomiernego rozkładu pola w całym obszarze roboczym oraz wyznaczenie prostymi metodami rzeczywistego poziomu opromieniania obiektu. Jest to związane głównie z zaburzeniami rozkładu PEM w otoczeniu anteny i badanych obiektów, a także ze zmianą impedancji anteny pod wpływem umieszczenia w jej bezpośrednim otoczeniu obiektu badanego, co powoduje zmianę dopasowania anteny.



Rys. 3.3. Układ ekspozycyjny z anteną liniową.



Rys. 3.4. Układ ekspozycji na mikrofalę z anteną tubową.

### 3.2. Linia TEM

Jedną z najbardziej powszechnych i popularnych metod wzorcowania czujników PEM jest metoda opisana przez Crawford'a [13]. Jest ona także powszechnie stosowana w badaniach biomedycznych i technicznych. Istota metody polega na wykorzystaniu odcinka linii paskowej, pracującej w warunkach obustronnego dopasowania. Pozwala to na przyjęcie quasistacjonarnego rozkładu PEM między przewodami linii i struktury PEM w linii odpowiadającej fali płaskiej (TEM).

Zaletą linii TEM, jako układu ekspozycyjnego, jest jej szerokie pasmo pracy oraz niezależność natężenia pola od częstotliwości i stosunkowo prosty sposób wyznaczenia natężenia pola. Wewnątrz dopasowanej linii TEM natężenie pola wynosi:

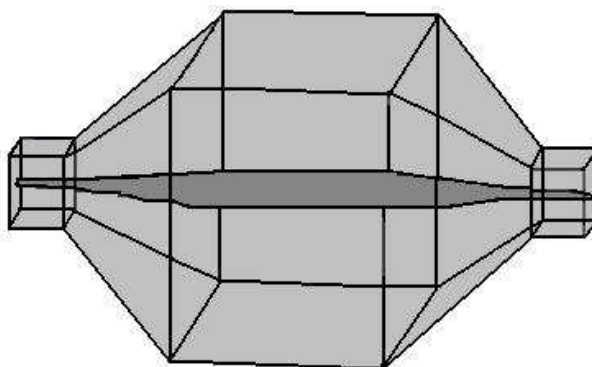
$$E_{\text{TEM}} = \frac{U}{d} = \frac{\sqrt{P \cdot Z_0}}{d} \quad (3.4)$$

gdzie:

U i P – napięcie lub moc doprowadzona do linii,

$Z_0$  – impedancja dopasowania linii.

Zastosowanie linii TEM, jak na przykład pokazanej na rys. 3.5, umożliwia eksperymentalne wyznaczenie mocy absorbowanej przez obiekt i wyznaczenie współczynnika SAR drogą sporządzenia bilansu mocy doprowadzonej do linii.



Rys. 3.5. Linia TEM.

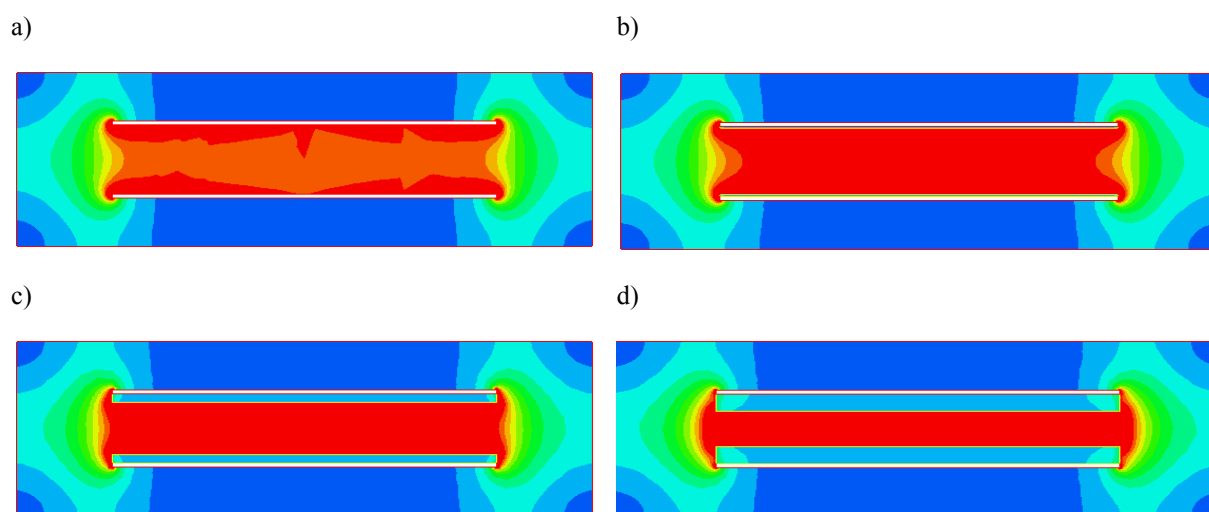
Podstawowymi ograniczeniami w stosowaniu linii TEM jest ograniczenie obszaru roboczego związane z górną częstotliwością pracy oraz sprzężenie linii z obiektem badanym [52]. W celu eliminacji wyższych modów (mody falowodowe) poprzeczne wymiary takiego układu muszą być mniejsze od połowy długości fali dla najwyższej używanej częstotliwości, co np. dla zakresu częstotliwości stosowanych w telefonii komórkowej daje maksymalny wymiar poniżej 10 cm. W celu uniknięcia silnego oddziaływania obiektu badanego na rozkład pola a także minimalizacji sprzężeń, wymiary obiektu badanego nie powinny przekraczać 1/3 wymiarów linii.

### 3.2.1. Poprawa jednorodności PEM w linii

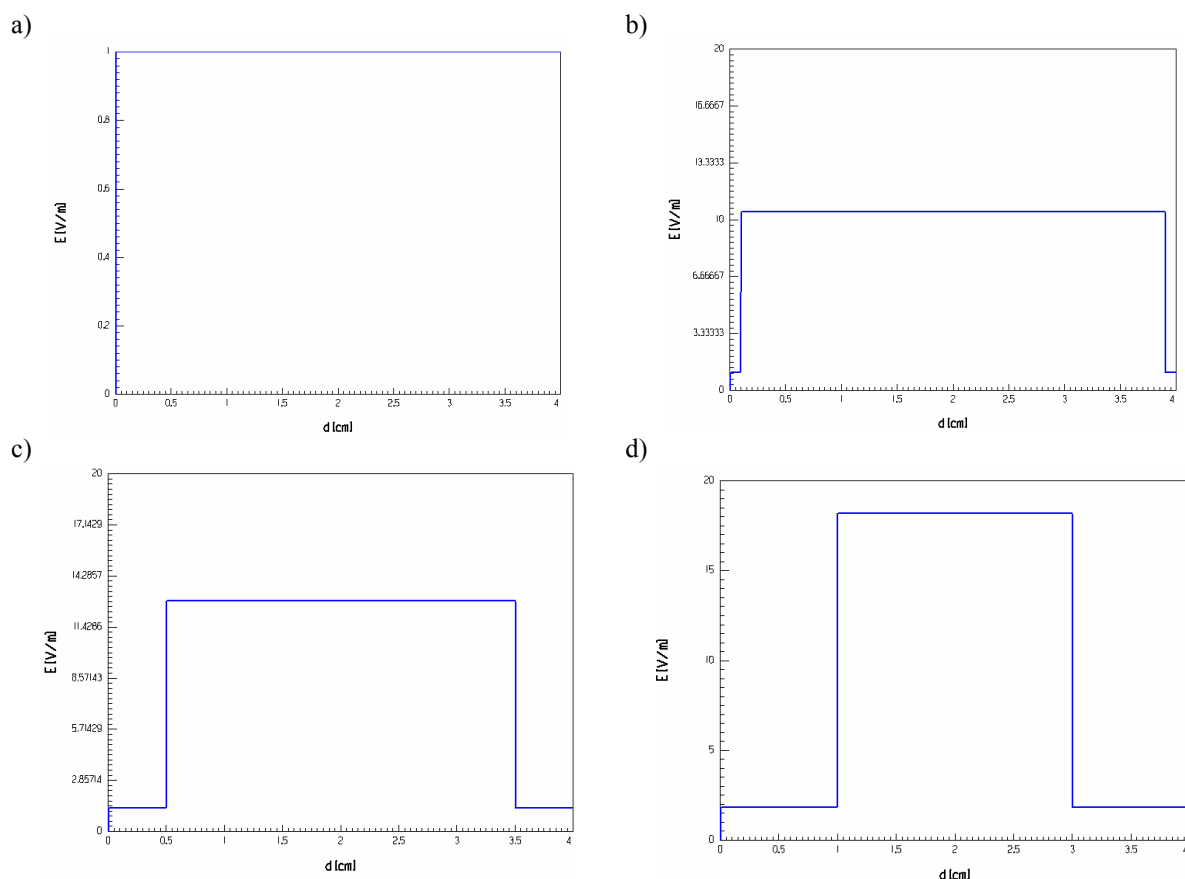
Jednym z czynników wpływających na dokładność badań prowadzonych za pomocą linii TEM jest jednorodność pola. Pojęcie jednorodności określa „jakość” pola [106]. Za pole jednorodne uznawane jest pole w postaci jednorodnej fali płaskiej, która spełnia warunek stałości chwilowej wartości amplitudy i fazy wektorów pola w każdym punkcie płaszczyzny prostopadłej do kierunku rozchodzenia się fali [61]. Oczywiście jednorodna fala w linii TEM jest przypadkiem wyidealizowanym. Więcej szczegółów dotyczących rozkładu PEM w pustej linii TEM i z umieszczoną w jej wnętrzu sondą przedstawiono w pracy [106]. Jak już wspomniano rozkład PEM w linii TEM nie jest w pełni jednorodny, a umieszczenie w niej testowanego obiektu powoduje dalszą jego degradację.

W celu poprawy jednorodności PEM występującego w linii TEM posłużono się dielektrycznymi płytami umieszczonymi równolegle do metalowych przewodów linii. Symulacje komputerowe przeprowadzono dla modelu linii w postaci dwóch równoległych płaszczyzn. Na rys. 3.6 przedstawiono ich wyniki, uzyskane metodą FEM. Odległość między płytami wynosi 4 cm, napięcie, które doprowadzono do płyt wynosi 0.4 V. Natężenie pola elektrycznego między płytami obliczone na podstawie zależności (3.3) wynosi 10 V/m. Względna przenikalność elektryczna dielektryka  $\epsilon_r = 10$ .

Jak widać z przedstawionych poniżej rysunków wzrost grubości dielektryka powoduje poprawę jednorodności pola oraz wzrost jego natężenia. Dodanie dielektryka już o niewielkiej grubości powoduje poprawę jednorodności rozkładu pola w całej linii (rys. 3.6b). Dalszy wzrost grubości dielektryka poprawia jednorodność PEM również na krawędziach linii (rys. 3.6c), które ma charakter wklęsły w przypadku braku dielektryka (rys. 3.6a), aż do momentu, kiedy PEM jest „wypychane” na zewnątrz linii (rys. 3.6d). Zatem jest to prosty sposób na poprawę jednorodności rozkładu PEM w linii TEM. Przebieg natężenia pola elektrycznego w przekroju poprzecznym linii TEM przy zastosowaniu różnych grubości dielektryka pokazano na rys. 3.7. Wadą zastosowanego rozwiązania jest zmniejszanie przestrzeni użytkowej w linii. Z teoretycznego punktu widzenia do celów pomiarowych można wykorzystać dowolny fragment linii, ale problemem w takim obszarze jest wyznaczenie natężenia pola oraz jego rozkładu przestrzennego w sposób analityczny [106]. Między innymi dlatego w zastosowaniach linii TEM obszar, który jest wykorzystywany ogranicza się tylko do części środkowej, a nie np. w miejscach przejść dopasowujących.

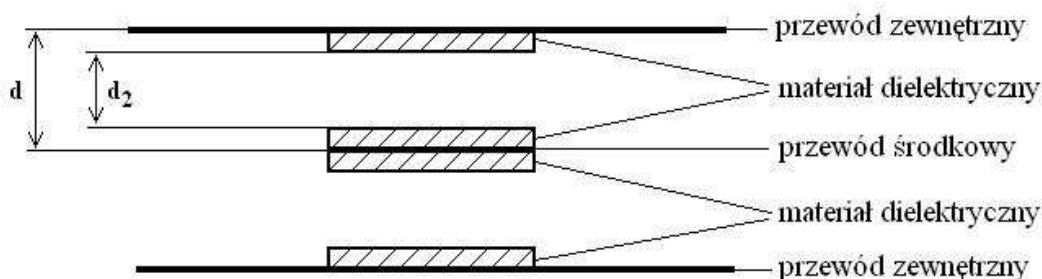


**Rys. 3.6.** Wpływ grubości dielektryka na natężenie pola elektrycznego w linii TEM:  
 a) bez dielektryka, b) dielektryk o grubości 1 mm  
 c) dielektryk o grubości 5 mm, d) dielektryk o grubości 10 mm.



**Rys. 3.7.** Przebieg natężenia pola elektrycznego w przekroju poprzecznym linii TEM: a) bez dielektryka, b) dielektryk o grubości 1 mm, c) dielektryk o grubości 5 mm, d) dielektryk o grubości 10 mm.

Na podstawie zaprezentowanego powyżej rozwiązania poprawy jednorodności rozkładu PEM w linii zbudowanej z dwóch płaszczyzn opracowano model źródła wzorcowego PEM (rys. 3.8), będący przedmiotem zgłoszenia patentowego [20].



**Rys. 3.8.** Źródło wzorcowego pola elektromagnetycznego [20].

Symetryczną linię paskową tworzą przewody zewnętrzne i przewód środkowy. Od strony wewnętrznej przewodów oraz po obu stronach przewodu środkowego umieszcza się warstwę dielektryka w postaci płyt polietylenowych, przylegających bezpośrednio do poszczególnych przewodów. Odległość pomiędzy przewodami zewnętrznymi a przewodem środkowym wynosi  $d$ , natomiast odległość pomiędzy płaszczyznami dielektryka wynosi  $d_2$ . W rozwiązaniu przyjęto jednakowe grubości płyt dielektrycznych na przewodach zewnętrznych i na przewodzie wewnętrznym, co daje łączną grubość stosowanych płyt dielektrycznych  $d_1 = d - d_2$  (grubość jednej płyty wynosi  $d_1/2$ ).



W geometrycznym środku przestrzeni dolnej lub górnej, symetrycznej linii paskowej, umieszcza się, równoległe do linii sił pola E dipolową antenę wzorcowanego miernika. Natężenie wzorcowego pola elektrycznego E w przypadku pomiaru napięcia na wejściu lub wyjściu linii (U) wylicza się ze wzoru:

$$E = \frac{U}{d_2} \frac{1}{1 + \frac{d_1}{d_2 \epsilon_r}} \quad (3.5)$$

Biorąc pod uwagę występowanie w linii PEM o strukturze fali TEM, natężenie pola magnetycznego (H) można wyznaczyć, jak dla fali płaskiej, ze wzoru:

$$H = \frac{E}{Z_0} \quad (3.6)$$

gdzie:

$Z_0$  - impedancja falowa swobodnej przestrzeni,  $Z_0 = 120\pi$  [ $\Omega$ ].

Przyjmując niezależność pola elektrycznego od częstotliwości (wzór 3.4), w zakresie częstotliwości odpowiadających modowi podstawowemu TEM, stosunkowo prosto można badać charakterystyki częstotliwościowe czujników do pomiarów PEM, natomiast zmieniając pobudzenie linii – charakterystyki dynamiczne.

### 3.2.2. Wzorcowanie czujników pola

Podczas wzorcowania czujnika PEM antena badanego czujnika znajduje się w pobliżu płyt przewodzących, z których zbudowana jest linia (rys. 3.9).



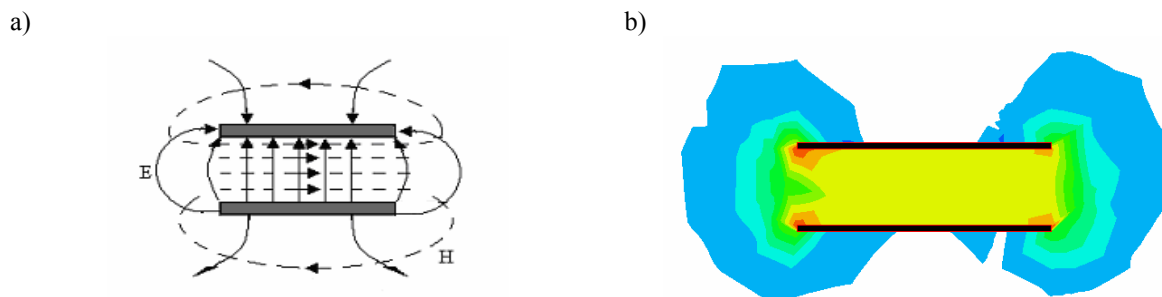
**Rys. 3.9.** Przykładowy zestaw służący do wzorcowania anten czujników PEM stosowany w Pracowni Ochrony Środowiska Elektromagnetycznego Politechniki Wrocławskiej.

W celu uproszczenia rozważań, co w pierwszym przybliżeniu jest wystarczające do pokazania zjawiska, o którym jest mowa w pracy, linia TEM rozważana jest jako wycinek dwóch równoległych, doskonale przewodzących płyt (rys. 3.10).



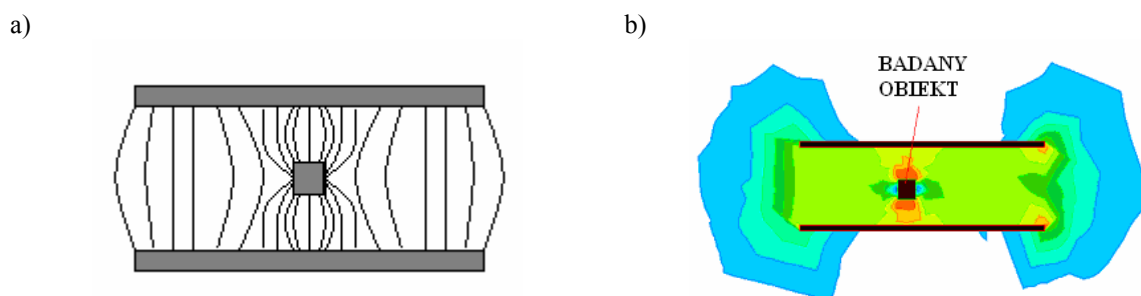
**Rys. 3.10.** Wycinek linii TEM w postaci dwóch równoległych, doskonale przewodzących płyt.

Można przyjąć, że w pierwszym przybliżeniu, rozkład PEM między płytami jest jednorodny, a zniekształcenia występują jedynie na krawędziach linii (rys. 3.11).



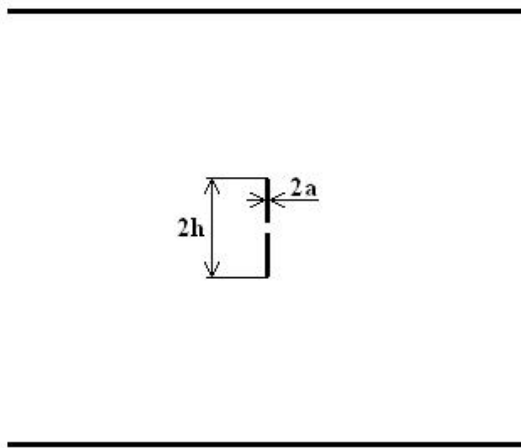
**Rys. 3.11.** Zaburzenia PEM na krawędziach linii:  
a) teoretyczne, b) wynik symulacji komputerowej metodą FEM [17].

Umieszczenie dowolnego obiektu, np. jednorodnej półprzewodzącej bryły, w PEM linii TEM powoduje oddziaływanie obiektu na rozkład PEM i jego zaburzenia (rys. 3.12). Istnieje również efekt odwrotny – oddziaływanie linii na badany obiekt.

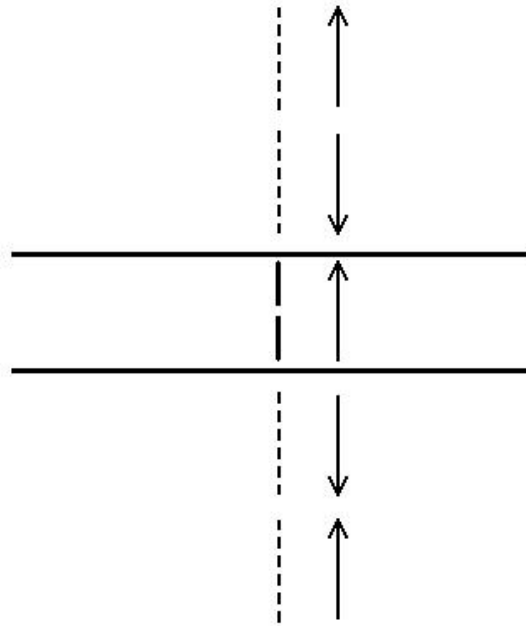


**Rys. 3.12.** Zaburzenia PEM w linii na skutek umieszczenia w niej badanego obiektu:  
a) teoretyczne, b) wynik symulacji komputerowej metodą FEM [17].

Podobnie jest w przypadku anten, które podczas procesu kalibracji umieszczane są w linii TEM. Aby zaobserwować zjawisko wzajemnego oddziaływania między układem ekspozycyjnym i obiektem w nim umieszczonym przytoczony zostanie przykład krótkiej anteny dipolowej umieszczonej między metalowymi płytami (rys. 3.13). Ocena wpływu przewodzących ścianek linii na impedancję wejściową anteny wymaga obliczenia impedancji wzajemnej badanej anteny i nieskończonego ciągu jej odbić zwierciadlanych (rys. 3.14).



Rys. 3.13. Antena w linii paskowej.

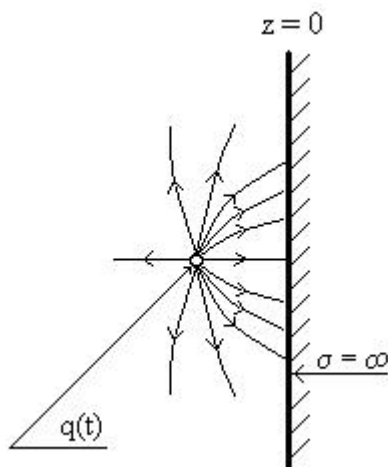


Rys. 3.14. Nieskończony ciąg odbić zwierciadlanych anteny pomiarowej umieszczonej w linii [17].

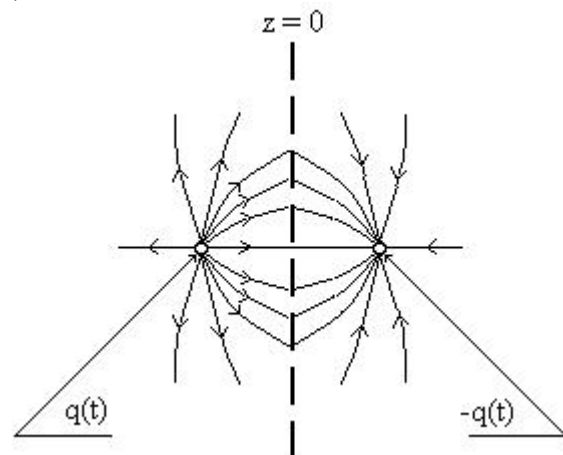
Metoda odbić zwierciadlanych [61] jest powszechnie stosowana w przypadku, gdy szukamy analitycznych rozwiązań wyrażen pola pochodzących od układów źródeł promieniujących znajdujących się w pobliżu płaszczyzn doskonale przewodzących. Metoda polega na takim zastąpieniu badanego rozkładu źródeł oraz warunków brzegowych przez inny rozkład źródeł i inne warunki brzegowe, żeby rozkład pola w interesującym nas obszarze pozostał niezmienny.

Rozważmy najprostszy przypadek pojedynczego ładunku umieszczonego w pobliżu metalowej, doskonale przewodzącej płaszczyzny  $z = 0$  (rys. 3.15a). Układ ładunków na rys. 3.15b dla  $z < 0$  daje taki sam rozkład pola jak ładunek z rys. 3.15a. Dzieje się tak dlatego, ponieważ pole elektryczne na rys. 3.15b nie ma składowych stycznych do płaszczyzny  $z$ . Zatem można rozdzielić przestrzeń  $z$  na dwie półprzestrzenie ( $z < 0$  i  $z > 0$ ) przez umieszczenie między nimi przewodzącej płaszczyzny.

a)



b)



Rys. 3.15. Metoda odbić zwierciadlanych [61].

Metoda odbić zwierciadlanych wykorzystywana jest np. do wyznaczania charakterystyk promieniowania anten. Na podstawie tej metody można przeprowadzić badania wpływu przewodzących powierzchni na antenę pomiarową, a co z tego wynika można także zbadać zmiany jej impedancji.

Na impedancję wejściową anteny składa się część rzeczywista (rezystancja) i część urojona (reaktancja). W przypadku stosowanych w czujnikach PEM antenach krótkich, gdzie zachowany jest warunek (3.7)

$$h \ll \lambda \quad (3.7)$$

gdzie:

$h$  – największy wymiar anteny,

$\lambda$  – długość fali,

rezystancja anteny jest dużo mniejsza w stosunku do jej reaktancji wejściowej, więc może zostać pominięta [29][90]. Reaktancję wejściową anteny pokazanej na rys. 3.13 opisujemy zależnością:

$$X'_A = X_A - \Delta X_A = X_A - 2 \sum_{k=2}^{\infty} (-1)^{k-1} X_{1k} \quad (3.9)$$

gdzie:

$X_A$  – reaktancja wejściowa anteny w swobodnej przestrzeni,

$\Delta X_A$  – zmiana reaktancji spowodowana umieszczeniem anteny w linii paskowej,

$X_{1k}$  – impedancje wzajemne anteny i jej  $k$ -tego odbicia.

Powstanie ciągu odbić zwierciadlanych (rys. 3.14) powoduje zmianę impedancji wejściowej anteny podczas procesu kalibracji w stosunku do jej wykorzystania w warunkach normalnych, tj. zbliżonych do swobodnej przestrzeni. Te różnice uwzględniane są w postaci poprawek kalibracyjnych. Błąd kalibracji określany jest następująco:

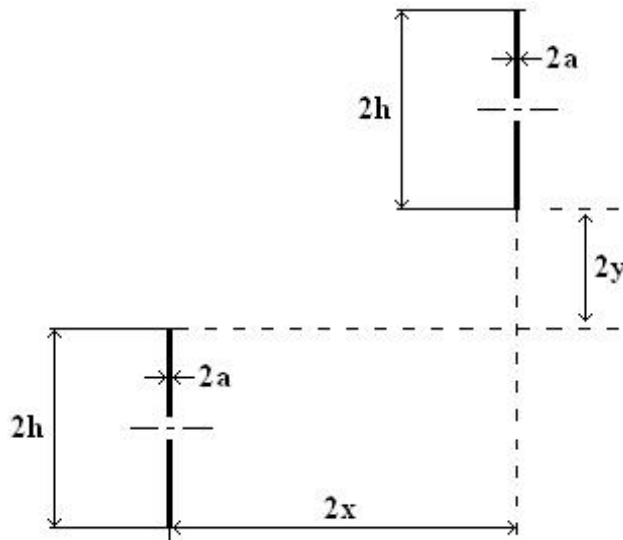
$$\delta = \frac{\Delta X_A}{X_A}. \quad (3.10)$$

W trakcie pomiarów w pobliżu ośrodka przewodzącego wystąpi błąd wynikający ze zmian impedancji wejściowej anteny pomiarowej, spowodowany obecnością tego ośrodka [90]. Analizę błędu przeprowadzono dla przypadku, w którym dwa dipole o smukłości  $h/a = 30$  umieszczono równolegle ( $\delta_{\parallel}$ ) i prostopadle ( $\delta_{\perp}$ ) względem siebie. Taki przypadek odpowiada jednemu odbiciu anteny względem metalowej płaszczyzny.

Impedancja wzajemna dwóch dipoli (rys. 3.16) opisana jest wzorem podanym przez Aizenberga [1] (3.11):

$$Z_{12} = -30jk \left\{ y \ln \frac{\left[ \sqrt{4y^2 + 4x^2} - 2y \right] \left[ \sqrt{(2y+h)^2 + 4x^2} + (2y+h) \right]^4 \left[ \sqrt{(2y+2h)^2 + 4x^2} - (2y+2h) \right]^6}{\left[ \sqrt{4y^2 + 4x^2} + 2y \right] \left[ \sqrt{(2y+h)^2 + 4x^2} - (2y+h) \right]^4 \left[ \sqrt{(2y+2h)^2 + 4x^2} + (2y+2h) \right]^6} \right\}. \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\left[ \sqrt{(2y+3h)^2 + 4x^2} + (2y+3h) \right]^4 \left[ \sqrt{(2y+4h)^2 + 4x^2} - (2y+4h) \right]}{\left[ \sqrt{(2y+3h)^2 + 4x^2} - (2y+3h) \right]^4 \left[ \sqrt{(2y+4h)^2 + 4x^2} + (2y+4h) \right]} \\
& + 2h \ln \frac{\left[ \sqrt{(2y+h)^2 + 4x^2} + (2y+h) \right] \left[ \sqrt{(2y+2h)^2 + 4x^2} + (2y+2h) \right]^3}{\left[ \sqrt{(2y+h)^2 + 4x^2} - (2y+h) \right] \left[ \sqrt{(2y+2h)^2 + 4x^2} - (2y+2h) \right]^3} \\
& \cdot \frac{\left[ \sqrt{(2y+3h)^2 + 4x^2} + (2y+3h) \right]^3 \left[ \sqrt{(2y+4h)^2 + 4x^2} - (2y+4h) \right]}{\left[ \sqrt{(2y+3h)^2 + 4x^2} - (2y+3h) \right]^3 \left[ \sqrt{(2y+4h)^2 + 4x^2} + (2y+4h) \right]} + \\
& \left. + \sqrt{4y^2 + 4x^2} - 4\sqrt{(2y+h)^2 + 4x^2} + 6\sqrt{(2y+2h)^2 + 4x^2} - 4\sqrt{(2y+3h)^2 + 4x^2} + \sqrt{(2y+4h)^2 + 4x^2} \right\}
\end{aligned}$$



Rys. 3.16. Analizowany przykład rozmieszczenia dwóch dipoli.

Jeśli założyć, że  $x \rightarrow a$  oraz  $y \rightarrow -h$ , to otrzymamy wzór na impedancję promieniowania  $Z_{11}$  krótkiego, symetrycznego dipola.

W przypadku, gdy  $y = -h$  i  $x > a$  otrzymana impedancja wzajemna  $Z_{21}$  odpowiada układowi dwóch równoległych dipoli (rys. 3.17), natomiast, gdy  $x = a$  i  $y > h$  - układowi dipoli umieszczonych współosiowo (rys. 3.18).

Szukaną impedancję wejściową dipola ( $Z'_A$ ) w pobliżu ośrodka przewodzącego można obliczyć uwzględniając dwie poprzednie impedancje, to znaczy:

$$Z'_A = \frac{Z_{11} - Z_{12}}{(kh)^2} = Z_A - \Delta Z_A \quad (3.12)$$

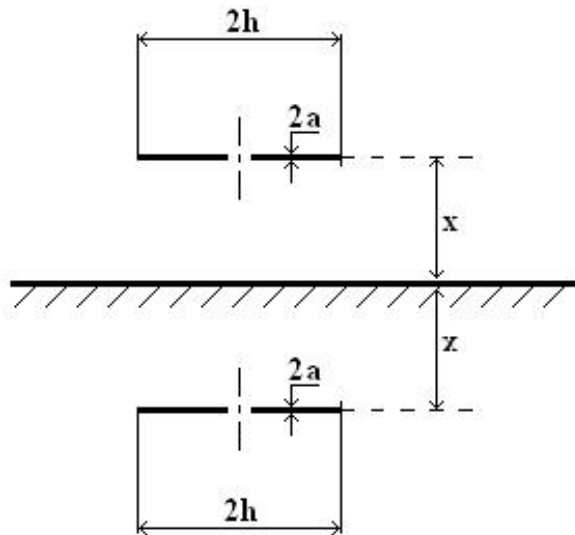
gdzie:

$k$  – stała propagacji,  $k = 2\pi/\lambda$ ,

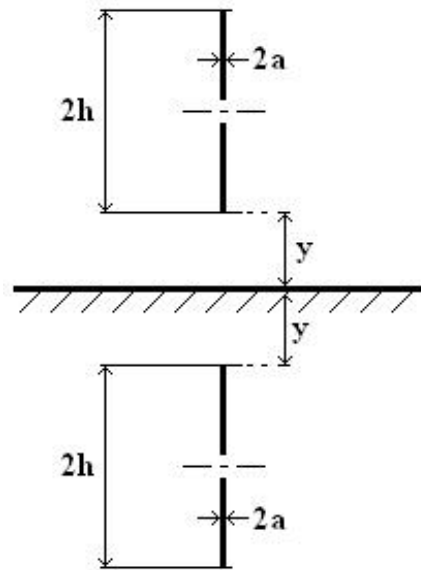
$Z_A$  – impedancja wejściowa anteny w swobodnej przestrzeni, gdzie  $Z_{12} = 0$ ,

$\Delta Z_A$  – impedancja wejściowa w przypadku, gdy  $Z_{12} \neq 0$ .

Zarówno błąd ( $\delta_{||}$ ) jak i ( $\delta_{\perp}$ ) wyznacza się analogicznie jak błąd kalibracji, na podstawie wzoru (3.10).

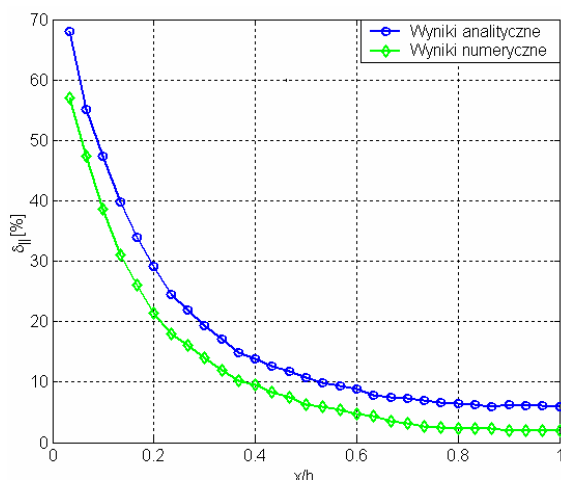
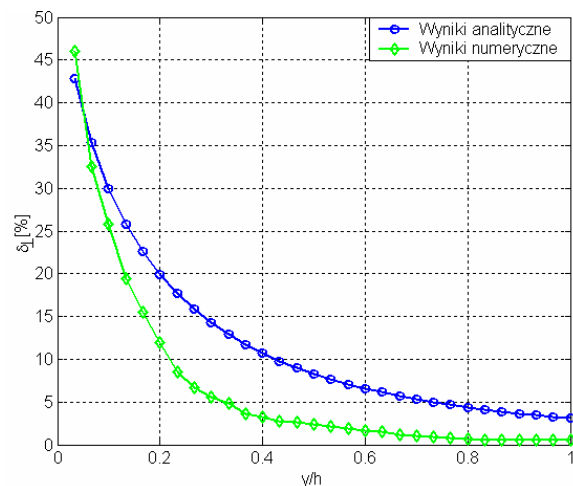


Rys. 3.17. Dwa dipole umieszczone równolegle.

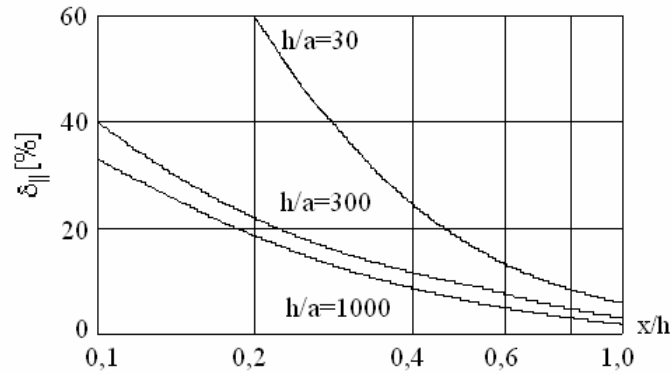


Rys. 3.18. Dwa dipole umieszczone współosiowo.

Wyniki zmian błędu  $\delta_{\parallel}$  pokazano na rys. 3.19. Przy małych odległościach między antenami ( $x$ ) błąd gwałtownie narasta, natomiast wraz ze wzrostem stosunku ( $x/h$ ) maleje. Na rys. 3.20 przedstawiono zmiany błędu  $\delta_{\perp}$  dla anten umieszczonych współosiowo względem siebie. Podobnie, jak we wcześniejszym przypadku, błąd jest funkcją odległości ( $y$ ) i maleje w miarę jej wzrostu. W obu przypadkach można zaobserwować zbieżność wyników analitycznych z wynikami symulacji komputerowych. Wyniki uzyskane w sposób analityczny są większe od tych otrzymanych metodami numerycznymi, jednak charakter obu krzywych jest identyczny i pozwala na oszacowanie rzędu wielkości omawianego wpływu oraz na wprowadzenie wymiarów geometrycznych układu, w którym wzorcowanie można prowadzić z wymaganą dokładnością. Zauważmy, że występujący tu błąd jest dodatni, co można uznać za korzystne z punktu widzenia przeznaczenia prowadzonych pomiarów do celów ochrony środowiska.

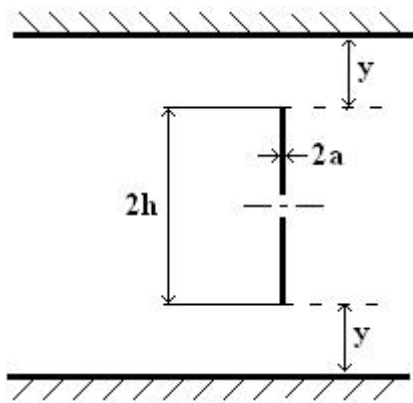
Rys. 3.19. Zmiany błędu  $\delta_{\parallel}$  w funkcji  $x/h$  dla dwóch dipoli umieszczonych równolegle.Rys. 3.20. Zmiany błędu  $\delta_{\perp}$  w funkcji  $y/h$  dla dwóch dipoli umieszczonych współosiowo.

Uzyskane wyniki, zarówno analityczne jak i numeryczne (rys. 3.19), pokazują wartości mniejsze niż otrzymane w [90] dla anteny o takiej samej smukłości (rys. 3.21).

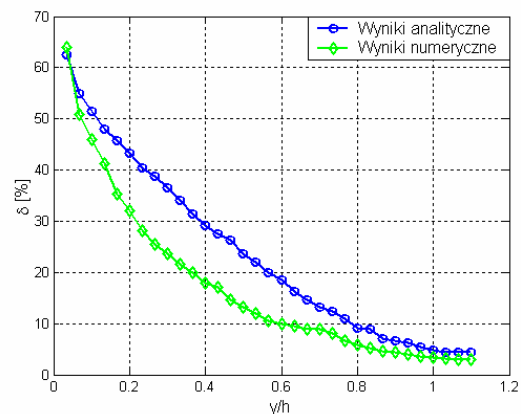
Rys. 3.21. Zmiany błędu  $\delta_{||}$  wg [90].

W odróżnieniu od jednego odbicia mającego miejsce w trakcie pomiarów, co pokazano powyżej, podczas wzorcowania występuje nieskończony ciąg odbić, a  $\Delta X_A$  jest sumą impedancji wzajemnych, co określa wzór (3.9). Ze względów praktycznych interesuje nas obszar, w którym  $\delta < 10\%$ , więc można założyć, że wystarczające jest uwzględnienie w obliczeniach trzech kolejnych odbić [90].

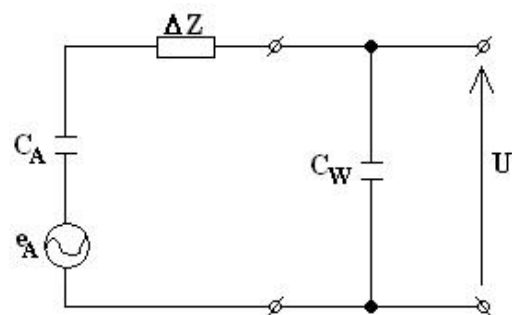
Dla anteny umieszczonej w linii (rys. 3.22) wykonano obliczenia wartości błędu kalibracji  $\delta$ , które pokazano na rys. 3.23. Ze względu na deterministyczny charakter tego błędu jego wpływ może być uwzględniony w trakcie wzorcowania w postaci odpowiednich poprawek [19][90]. Wniosek, który wynika z przedstawionych analiz, pokazuje, że wzorcowanie czujnika powinno odbywać się w warunkach, gdzie jego impedancja wzajemna jest jak najmniejsza, a najlepiej, gdy  $Z_{21} \approx 0$ . Praktyka ta jest na bieżąco stosowana w Laboratorium Wzorców i Metrologii PEM Politechniki Wrocławskiej.



Rys. 3.22. Antena umieszczona w linii TEM.

Rys. 3.23. Zmiany błędu kalibracji  $\delta$  w funkcji y/h dla dipola umieszczonego w linii TEM.

Pokazany przykład oszacowania błędu dotyczy przypadku granicznego, to znaczy takiego, w którym przedmiotem pomiaru jest siła elektromotoryczna indukowana przez PEM w antenie, a oszacowana wartość błędu jest majorantą w stosunku do uchybów jakie mogą mieć miejsce w czasie pomiarów. Inaczej będzie w przypadku rzeczywistego czujnika pomiarowego, którego schemat zastępczy pokazano na rys. 3.24 [18].



Rys. 3.24. Układ zastępczy czujnika PEM [18].

Siła elektromotoryczna indukowana przez PEM w antenie ( $e_A$ ) jest doprowadzana do obciążenia, którego impedancję wejściową reprezentuje pojemność  $C_W$ , zgodnie z twierdzeniem Thevenina napięcie  $U$  na obciążeniu anteny wynosi:

$$U = e_A \frac{C_W}{C_A + C_W}. \quad (3.13)$$

Pominięcie w powyższych rozważaniach rezystancji wejściowej obciążenia wynika z potrzeby uzyskania niezależności wzoru 3.13 od częstotliwości - jest to warunek konieczny dla uzyskania szerokopasmowości czujnika pomiarowego i jest spełniony, gdy:  $\omega R_w(C_A + C_W) \gg 1$  (gdzie:  $R_w$  - rezystancja wejściowa obciążenia). Błąd wzorcowania czujnika ( $\delta_w$ ) określimy jako [18]:

$$\delta_w = \frac{U_0 - U_w}{U_0} = \frac{\Delta Z}{Z_{11} + Z_w} = \frac{\delta}{1 - \delta + C_A / C_w} \quad (3.14)$$

gdzie:

$U_0$  - napięcie na obciążeniu w warunkach swobodnej przestrzeni ( $\Delta Z = 0$ ),

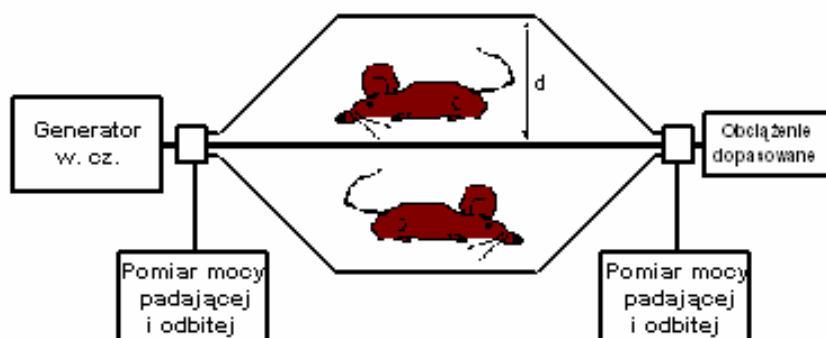
$U_w$  - napięcie na obciążeniu w warunkach wzorcowania.

Ze względu na możliwie dużą sprawność układu zwykle przyjmuje się  $C_A > C_W$ , co pokazuje, w jakim stopniu jest ograniczona dokładność wzorcowania i jak ją można poprawić przez stosowanie odpowiednich współczynników korekcyjnych (innych dla każdego czujnika i geometrii wzorcowania). Podobny efekt zmniejszania błędu pomiarowego w rezultacie istnienia pojemności wejściowej czujnika  $C_w$  występuje także w przypadku pomiarów PEM.

### 3.2.3. Badania obiektów biologicznych

Linie TEM wykorzystywane są także w przypadku badań biomedycznych. Wpływ PEM na materię ożywioną nie jest obojętny. Jak wcześniej wspomniano znane jest zarówno dobroczynne oddziaływanie PEM na organizm ludzki jak i oddziaływanie niepożądane.

Do ilościowego określenia wpływu PEM w badaniach biomedycznych wykorzystywany jest współczynnik SAR, o którym szczegółowo jest mowa w Rozdziale 4. Przykładowy układ do pomiaru tego parametru z użyciem linii TEM pokazano na rys. 3.25. Zastosowanie tego układu umożliwia wyznaczenie współczynnika absorpcji energii SAR przez sporządzenie bilansu mocy.



Rys. 3.25. Linia TEM – system ekspozycyjny z możliwością pomiaru SAR.



## Podsumowanie rozdziału trzeciego

Rozdział 3 rozpoczyna się od krótkiej charakterystyki powszechnie stosowanych układów ekspozycyjnych. Taki przegląd dołączono do pracy ze względu na to, że zjawisko o którym jest tu mowa występuje w każdym ze stosowanych układów ekspozycyjnych. W dalszej części tego rozdziału autor skupia się na linii TEM [13][53]. Celowość zamieszczenia tego materiału wynika z tematyki pracy, w której podstawowym problemem jest analiza wpływu układu ekspozycyjnego w postaci linii TEM na badany w niej obiekt. Przedstawiono problematykę wzorcowania czujników pola w tego typu układach, co rzutuje także na dokładność badań kompatybilnościowych i biomedycznych. Przeprowadzono poszerzoną analizę zmian impedancji wzajemnych anten umieszczonych równolegle i współosiowo względem siebie, co ilustruje rolę omawianego zjawiska w trakcie pomiarów PEM w pobliżu obiektów przewodzących. Zagadnienia wykorzystania linii TEM w badaniach kompatybilnościowych są często dyskutowane w literaturze [58][100], jednak analizowany w pracy efekt oddziaływania linii na badany obiekt nie jest tam rozpatrywany. O ile w badaniach o charakterze formalnym np. związanych z homologacją, takie podejście jest do przyjęcia, bowiem badania prowadzone są zgodnie z obowiązującymi normami, o tyle w badaniach o charakterze podstawowym, zarówno technicznych jak i biomedycznych, jest to znaczny błąd. W rozdziale tym przedstawiono także nowy sposób na poprawę jednorodności PEM w linii [20].

Do wkładu własnego autora w tym rozdziale można zaliczyć analityczne i numeryczne oszacowanie wpływu metalowych płaszczyzn w trakcie pomiarów PEM w ich otoczeniu lub w trakcie wzorcowania w linii TEM i obliczenie występujących tu błędów pomiarów lub wzorcowania. Wykazano, że błędy te są niższe niż szacowane dotychczas. Pokazano także, że błąd określony wzorem (3.10) majoryzuje błędy mające miejsce w układach rzeczywistych, co wynika z nieuwzględnienia w tym wzorze pojemności wejściowej układu obciążającego antenę. Zaproponowano także nowy sposób poprawy jednorodności PEM w linii TEM, polegający na wyłożeniu ścianek linii materiałem dielektrycznym. Propozycja została poparta szczegółową analizą rozkładu PEM w linii z wkładkami dielektrycznymi i bez nich.

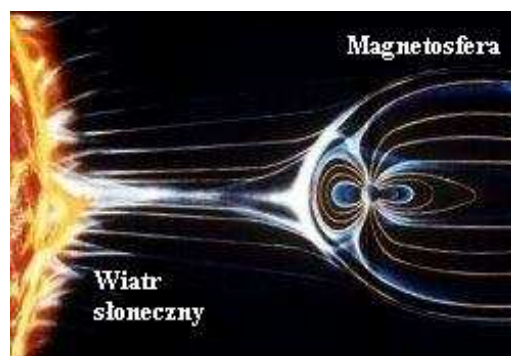
## Rozdział 4

# Wpływ pola elektromagnetycznego na organizm człowieka

Ziemska biosfera zanurzona jest w polach elektrycznych, magnetycznych i elektromagnetycznych pochodzenia ziemskiego oraz kosmicznego, choć przed tym ostatnim jesteśmy skutecznie chronieni przez atmosferę. Zamieszkiwana przez nas Ziemia jest olbrzymim magnesem naturalnym o indukcji magnetycznej rzędu  $35 \mu\text{T} \div 70 \mu\text{T}$ . W naszych szerokościach geograficznych wynosi ona około  $50 \mu\text{T}$ , na równiku  $35 \mu\text{T}$ , na biegunie północnym  $60 \mu\text{T}$ , a na południowym  $70 \mu\text{T}$  [62]. Dla organizmów biologicznych ważne jest nie tylko pole magnetyczne związane z wnętrzem Ziemi, ale także pole magnetyczne jonosfery i pasów Van Allena (rys. 4.1).



Rys. 4.1. Pasy Van Allena [63].



Rys. 4.2. Wpływ wiatru słonecznego na magnetosferę Ziemi [63].

Ziemskie pole magnetyczne zaburzone jest pod wpływem wiatru słonecznego (rys. 4.2). Pole to ma indukcję  $5 \div 10 \text{ nT}$  w odległości około 10 promieni Ziemi, od strony zwróconej ku Słońcu. Po przeciwległej stronie rozciąga się magnetyczny ogon Ziemi o długości ponad 50 promieni Ziemi [62]. Oprócz pola magnetycznego, nasza planeta jest także źródłem pola elektrycznego, zarówno statycznego jak i zmiennego. Pole to zostało przewidziane teoretycznie przez niemieckiego fizyka W.O. Schumanna, który zauważył podobieństwo

układu Ziemia – jonosfera do rezonatora elektromagnetycznego i przewidział oraz pomiarowo stwierdził możliwość istnienia pól rezonansowych na powierzchni Ziemi, związanych z ciągłymi wyładowaniami burzowymi (w ciągu jednej sekundy jest od 100 do 1000 wyładowań burzowych w skali globalnej). Natężenie pola elektrostatycznego przy powierzchni Ziemi wynosi około 100 V/m i maleje wraz z wysokością. W warunkach burzowych natężenie to wzrasta nawet do 20 kV/m, co prowadzi do wyładowań, które z kolei są źródłem składowych zmiennych pola elektrycznego [90].

Naturalne środowisko PEM zostało zniszczone przez człowieka. Cała populacja jest poddawana ciągłemu napromieniowaniu elektromagnetycznemu pochodzącemu od systemów telekomunikacji bezprzewodowej, stacji radiowych i telewizyjnych, linii i instalacji energetycznych oraz od urządzeń elektronicznych i elektrycznych. Dzisiejszy poziom promieniowania radiowego przewyższa od 100 do 200 milionów razy poziom promieniowania naturalnego docierającego do Ziemi, które wytwarzane jest głównie przez Słońce [5].

Wzrost nasycenia środowiska źródłami PEM powoduje zainteresowanie badaczy oddziaływaniem PEM na materię ożywioną, a przede wszystkim na organizm ludzki. Prowadzone są badania i pomiary mające na celu określenie wpływu PEM na człowieka. Istotną rolę odgrywa również aparat ustawodawczy, który zajmuje się szeroko rozumianą tematyką norm ochronnych, a także liczne publikacje poświęcone tym normom oraz sposobie ich interpretacji [7][11][55][67][71][83][87][88].

#### 4.1. Podstawowe miary efektów biologicznych

Podstawową miarą absorpcji energii PEM wykorzystywaną w ocenie wpływu PEM na obiekty biologiczne jest SAR, określający ilość pochłoniętej mocy na jednostkę masy. W badaniach SAR i jego rozkładów w rozpatrywanym obiekcie biologicznym stosuje się podejście zarówno analityczne, jak i eksperymentalne. W badaniach eksperymentalnych stosuje się zwykle fantom o parametrach elektrycznych, jednorodnych, odpowiadających średnim parametrom tkanki. Przykłady stanowisk do takich pomiarów pokazano na rys. 4.3. Miniaturowy czujnik pola elektrycznego umożliwia wyznaczenie przestrzennego rozkładu SAR w badanym modelu.

a)



b)



Rys. 4.3. Różne wersje fantomów do pomiaru współczynnika SAR: a) [6], b) [59].

Współczynnik SAR może być zdefiniowany na dwa sposoby (4.1) [11][83]:

$$SAR = \frac{c_w \Delta T}{t} \quad (4.1)$$

gdzie:

- $c_w$  – ciepło właściwe,
- $\Delta T$  – przyrost temperatury,
- $t$  – czas ekspozycji PEM,

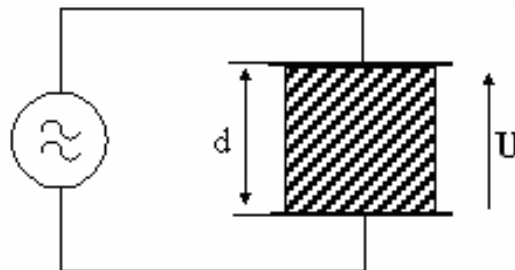
oraz (4.2)

$$SAR = \frac{\sigma E^2}{\rho} \quad (4.2)$$

gdzie:

- $\sigma$  – przewodność tkanki,
- $\rho$  – gęstość właściwa,
- $E$  – moduł pola elektrycznego.

W celu zilustrowania transferu energii z PEM do fantomu rozpatrzony zostanie przykład, który pozwoli na pokazanie ograniczeń związanych się z tą metodą i współczynnikiem SAR. Rozpatrzmy absorpcję energii w dielektryku stratnym umieszczonym między okładkami kondensatora (rys. 4.4) [91].



Rys. 4.4. Stratny dielektryk między okładkami kondensatora [91].

Moc  $P$  pochłonięta przez dielektryk wyraża się wzorem:

$$P = UI \cos \varphi \approx UI \tan \delta \quad (4.3)$$

gdzie:

- $I$  – prąd przepływający przez dielektryk,  $I = U\omega C$ ,
- $\varphi$  – przesunięcie fazowe pomiędzy  $U$  i  $I$ ,
- $C$  – pojemność,  $C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d}$ ,

Energię  $W$  pochłoniętą przez dielektryk otrzymamy mnożąc równanie (4.3) przez czas ekspozycji  $t$ :

$$W = Pt = t\omega\varepsilon_0\varepsilon_r\nu E^2 \operatorname{tg}\delta \quad (4.4)$$

gdzie:

$$E - \text{natężenie pola elektrycznego, } E = \frac{U}{d},$$

$$V - \text{objętość dielektryka, } V = Sd.$$

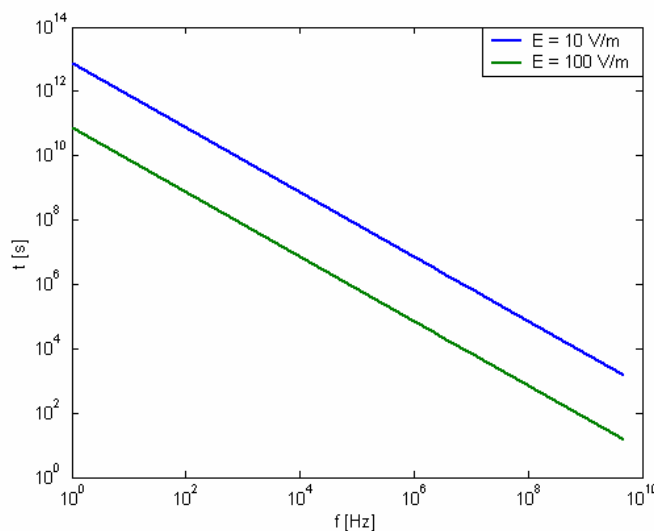
Energia  $W$  jest zamieniana na ciepło  $Q$ , które może być wyrażone w postaci:

$$Q = c_w V \rho \Delta T. \quad (4.5)$$

Jeśli założyć, że nie ma wymiany ciepła z otoczeniem i pominąć straty energii, to energia musi być w całości zamieniona na ciepło ( $W=Q$ ), dzięki czemu można porównać ich wartości opisane zależnościami (4.4) i (4.5) i wyznaczyć czas  $t$  nagrzewania się dielektryka:

$$t = \frac{\rho c_w \Delta T}{\varepsilon_0 \varepsilon_r \omega E^2 \operatorname{tg}\delta}. \quad (4.6)$$

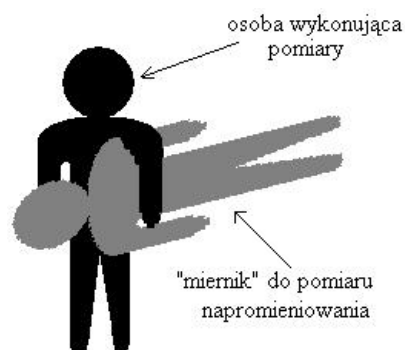
Interpretacja wzoru (4.6) jest następująca: jeśli podstawimy średnie wartości parametrów tkanek ( $\rho = 1000 \text{ kg/m}^3$ ,  $c = 2000 \text{ J/kgK}$ ,  $\varepsilon_r = 5$ ,  $\operatorname{tg}\delta = 0.1$ ) [64] i założymy minimalny mierzalny przyrost temperatury  $\Delta T = 0.01 \text{ K}$  oraz  $E = 10 \text{ V/m}$  i  $E = 100 \text{ V/m}$ , to dla tak wyidealizowanych warunków (bez uwzględniania wymiany ciepła z otoczeniem) czas potrzebny do nagrzania się tkanek wyniesie  $10^4 - 10^{13} \text{ s}$  dla  $E = 10 \text{ V/m}$  i  $10^1 - 10^{11} \text{ s}$  dla  $E = 100 \text{ V/m}$ , w zależności od częstotliwości (rys. 4.5).



**Rys. 4.5.** Czas nagrzewania w funkcji częstotliwości dla różnych wartości natężenia pola elektrycznego.

SAR wyznaczany poprzez pomiar przyrostu temperatury (4.1) jest najlepszym sposobem na określenie energii absorbowanej przez obiekt [67][90]. Dzięki niemu uzyskuje się dużą zgodność analiz teoretycznych z eksperymentem. Definicja ta wprowadza jednak pewne wątpliwości odnośnie relacji między pomiarami *in vivo* oraz *in vitro* ze względu na działanie mechanizmów termoregulacyjnych, jaki i transferu energii do otoczenia. Stosowanie w pomiarach napromieniowania ludzkiego fantomu pozwala na zachowanie analogii warunków pomiaru w stosunku do napromieniowania człowieka.

Jednak posługiwanie się takim „miernikiem” jest dość kłopotliwe (rys. 4.6). Jeszcze trudniejsze jest uzyskanie jednoznaczności i porównywanie rezultatów pomiarów prowadzonych w różnych warunkach, a zwłaszcza z zastosowaniem innych metod pomiarowych. Prowadzenie pomiarów *in vivo*, choć jest możliwe, wydaje się być obciążone znacznym błędem wynikającym z trudności w rozróżnieniu efektów spowodowanych działaniem PEM i uszkodzeniem ciała niezbędnym do wprowadzenia czujnika do jego wnętrza.



Rys. 4.6 Osoba wykonująca pomiar absorpcji energii PEM „miernikiem” – fantomem.

Definicja (4.2) współczynnika SAR jest niezastąpiona w dozymetrii numerycznej. W zależności od przyjętego modelu pozwala na obliczenie pochłanianej energii w wybranym punkcie ciała, lokalizując rozkład energii i występowanie „gorących punktów” w organizmie. Niestety wykorzystanie tej definicji do celów pomiarowych obciążone jest znacznym błędem. SAR jest wielkością niemierzalną, a przedmiotem pomiaru jest natężenie pola elektrycznego  $E$ . Podczas pomiarów czujnik pola elektrycznego umieszczany jest w człękkształtnym fantomie wypełnionym cieczą o parametrach zbliżonych do parametrów żywego organizmu. Takie podejście obciążone jest m. in. jednym z następujących błędów – nie ma możliwości rozróżnienia polaryzacji PEM działającego na fantom (absorber) ani jego częstotliwości, natomiast ze względu na znaczną bezwładność termiczną nie ma możliwości określenia modulacji PEM. Powyższe wady mogą zostać usunięte dzięki zastosowaniu technik fotonicznych. Jednak rozwiązania takie nie są dotychczas stosowane.

Obie definicje SAR powinny być równoważne, zatem można je porównać ze sobą:

$$\frac{\sigma E^2}{\rho} = \frac{c_w \Delta T}{t} \quad (4.7)$$

Po uwzględnieniu prostego podstawienia

$$\sigma = \varepsilon_0 \varepsilon_r \omega t g \delta \quad (4.8)$$

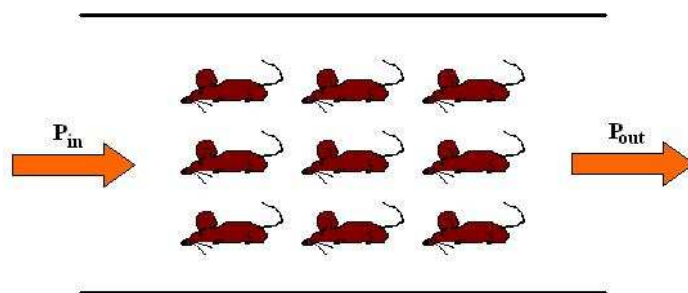
można wyznaczyć czas ekspozycji  $t$ :

$$t = \frac{\rho c_w \Delta T}{\sigma E^2} \quad (4.9)$$

W rezultacie otrzymano identyczną zależność jak (4.6). To potwierdza, że definicje współczynnika SAR zostały wprowadzone do użycia w prosty sposób, podobnie jak zależność (4.6), nie uwzględniający żadnych personalnych właściwości badanego obiektu, polaryzacji pola, wymiany ciepła z otoczeniem, itp.

W rozdziale tym poświęcono sporo miejsca współczynnikowi SAR, gdyż jest on powszechnie używany w badaniach biomedycznych. W wielu przypadkach (ponad 50%) badania te wykonywane są w warunkach, w których ocena ekspozycji ma niewiele wspólnego z rzeczywistością, co prowadzi do niemożliwości weryfikacji badań w różnych ośrodkach badawczych i uzyskania powtarzalności tych wyników [89].

W celu ilustracji powyższego stwierdzenia rozpatrzony zostanie przykład ekspozycji n obiektów biologicznych umieszczonych w linii TEM (rys. 4.7).



Rys. 4.7. Badanie biomedyczne na licznej próbie obiektów.

W przykładzie tym SAR wyznacza się na podstawie zależności:

$$SAR_{all} = \frac{P_{all}}{\rho} = \frac{\sigma E_{all}^2}{\rho} \quad (4.10)$$

gdzie:

$P_{all}$  – moc absorbowana przez wszystkie badane obiekty,  
 $E_{all}$  – natężenie pola występujące we wszystkich obiektach.

Moc pochłonięta przez wszystkie badane obiekty może być wyznaczona jako różnica między mocą doprowadzoną do układu  $P_{in}$ , a mocą z niego wychodzącą  $P_{out}$ :

$$P_{all} = P_{in} - P_{out} \quad (4.11)$$

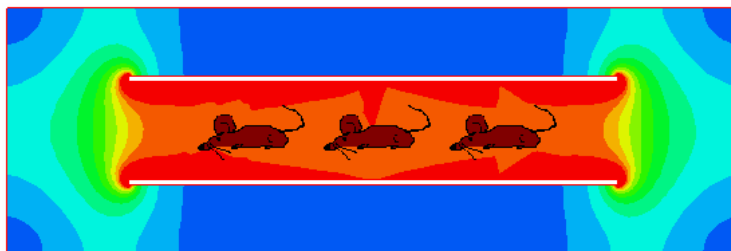
Definicja (4.11) jest poprawna jedynie dla przypadku, gdy wyznaczana jest całkowita moc pochłonięta przez wszystkie poddawane ekspozycji obiekty biologiczne. Błędem popełnianym w wielu eksperymentach biomedycznych jest wyznaczenie mocy pochłoniętej przez  $n$ -ty obiekt w takim układzie na podstawie zależności (4.12):

$$P_{n-ta \text{ mysz}} = \frac{P_{in} - P_{out}}{N} \quad (4.12)$$

gdzie:

$N$  – liczba badanych obiektów.

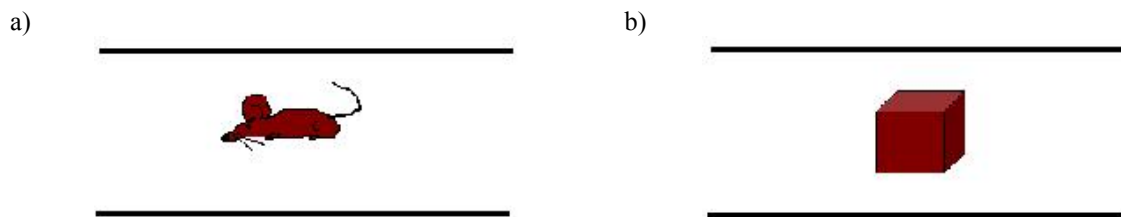
O ile zależność (4.11) jest poprawna, o tyle wzór (4.12) nie odzwierciedla rzeczywistych warunków ekspozycji występujących w tym układzie. Oczywiście moc  $P_{all}$  jak i SAR są obliczane poprawnie. Mimo, że każda z myszy poddawana jest ekspozycji na PEM o jednakowym natężeniu pola (rys. 4.8), to jednak na skutek wzajemnych oddziaływań, każda z nich zaabsorbuje inną ilość energii.



Rys. 4.8. Przykład trzech badanych myszy umieszczonych w linii TEM o jednakowym natężeniu PEM.

Najczęściej wykorzystywanym zwierzęciem w badaniach biomedycznych, także w badaniach bioelektromagnetycznych, jest mysz. Dlatego też jest tu mowa o myszach, choć w symulacjach nie wykorzystywano rzeczywistego modelu myszy – zastąpiono go modelem sześcianu (rys. 4.9), który w pierwszym przybliżeniu jest zupełnie wystarczający, albowiem chodzi tu jedynie o zasygnalizowanie występowania pewnego zjawiska, a nie o dokładną analizę rozkładu PEM w myszy. Na rysunkach pokazywane są myszy w celu jaśniejszego przedstawienia rozpatrywanego problemu.

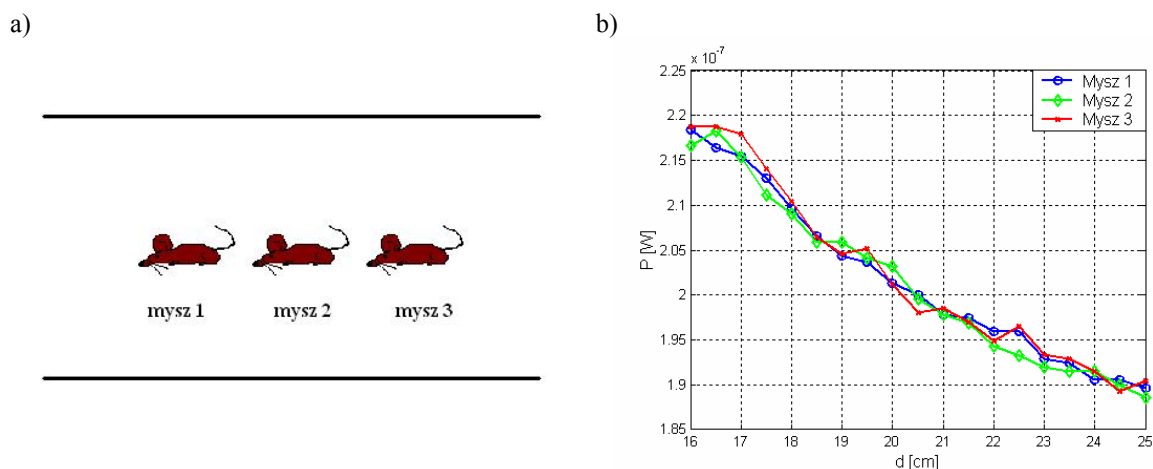
Symulacje przeprowadzono metodą FEM dla sześcianu o boku 5 cm umieszczonego między płytami linii TEM, których o szerokość wynosi 100 cm. Parametry elektryczne tkanki  $\epsilon_r = 80$  i  $\sigma = 0.84$  S/m. Natężenie pola elektrycznego wynosiło 1 V/m. Częstotliwość sygnału 10 MHz.



**Rys. 4.9.** Przykład wykorzystania myszy w badaniach biomedycznych:  
a) rzeczywisty obiekt, b) symulowany model.

Dowód tezy, że moc pochłonięta przez każdą z myszy jest inna w przypadku, gdy w układzie ekspozycyjnym umieszczono ich wiele, przeprowadzono na kilku przykładach, które pokazano poniżej.

W pierwszym przykładzie ułożono badane obiekty jeden obok drugiego w przekroju poprzecznym linii (rys. 4.10a), tak aby uzyskane rezultaty odpowiadały zbliżonemu napromieniowaniu. Nawet w tym przypadku widać pewne różnice w absorbowanej mocy, co pokazano na rys. 4.10b. Różnice te są związane z zaburzeniami PEM w linii, powodowanymi obecnością obiektów. W analizowanym przykładzie „mysz 2” jest umieszczona w geometrycznym środku linii, a „mysz 1” i „mysz 3” są także w środku linii i w równej odległości od „myszy 2” i krawędzi linii. Przesunięcie „myszy 1 i 2” w stronę krawędzi linii powoduje wzrost w różnicach absorbowanej energii.

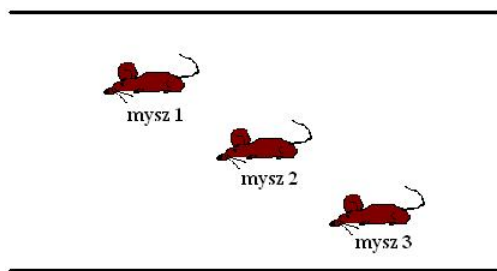


**Rys. 4.10.** Przykład ilustrujący różnice w mocy pochłanianej przez trzy myszy umieszczone w linii TEM:  
a) analizowany układ, b) wyniki symulacji metodą FEM.

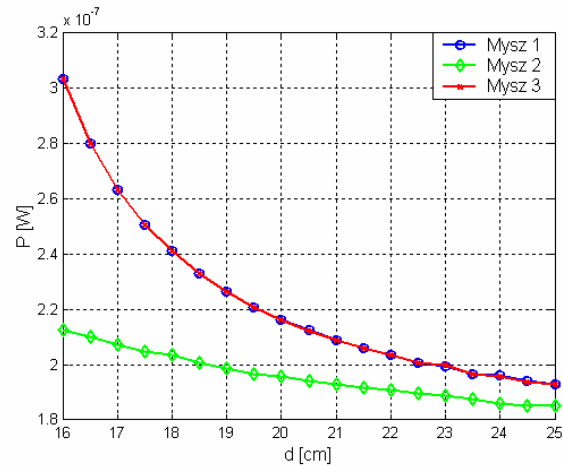


W kolejnym przykładzie, pokazanym na rys. 4.11a, rozmieszczenie myszy jest podobne jak w przykładzie poprzednim (rys. 4.10a), z tym, że „mysz 1” i „mysz 3” umieszczono w odległości  $\frac{1}{4}$  odległości między płytami linii. W rezultacie tego zabiegu można zaobserwować znaczne różnice w mocach pochłoniętych przez poszczególne myszy (rys. 4.11b). „Mysz 1” i „mysz 3” pochłaniają wprawdzie taką samą ilość mocy, ale związane jest to z symetrycznym ich umieszczeniem w układzie względem jego środka. „Mysz 2” natomiast pochłania dużo mniej mocy niż pozostałe dwie umieszczone bliżej metalowych płyt. Różnice są prawie dwukrotne.

a)



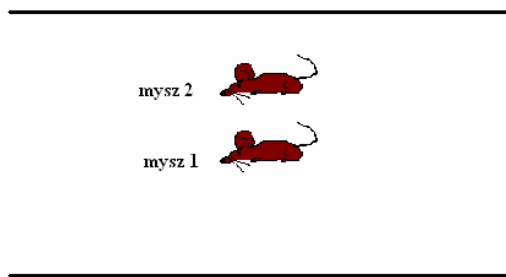
b)



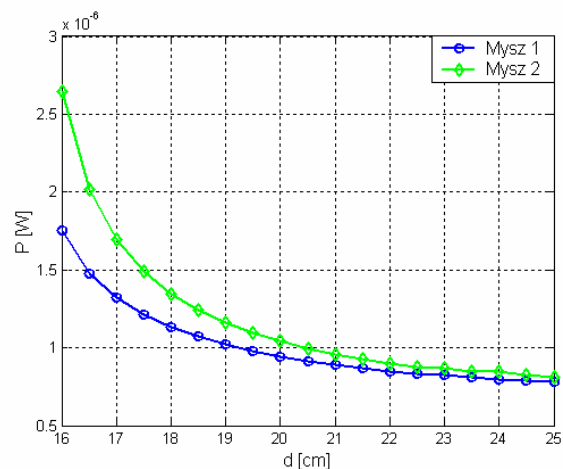
**Rys. 4.11.** Przykład ilustrujący różnice w mocy pochłanianej przez trzy myszy umieszczone w linii TEM: a) analizowany układ, b) wyniki symulacji metodą FEM.

Kolejny przykład zostanie rozpatrzony na podstawie układu zaprezentowanego na rys. 4.12a. „Mysz 1” jest umieszczona w geometrycznym środku przekroju poprzecznego linii, a „mysz 2” w środku między „myszą 1”, a ścianką linii. Jak widać z rys. 4.12b. energie pochłonięte przez obie myszy są różne. Moc zaabsorbowana przez mysz będącą bliżej metalowej płyty jest większa od mocy pochłoniętej przez mysz znajdującą się w samym środku układu. Stosunek mocy pochłoniętej przez „mysz 2” do mocy pochłoniętej przez „mysz 1” wynosi ok. 1.5, gdy płyty są w pobliżu myszy i ok. 1.0, gdy płyty są oddalone, co można zaobserwować w postaci zbiegających się ze sobą krzywych.

a)



b)



**Rys. 4.12.** Przykład ilustrujący różnice w mocy pochłanianej przez dwie myszy umieszczone w linii TEM: a) analizowany układ, b) wyniki symulacji metodą FEM.

W analizach wpływu PEM na ciało człowieka, jak już wcześniej pokazano, nie bez znaczenia jest zakres częstotliwości, w którym są prowadzone badania. Ze współczynnika SAR zazwyczaj korzystamy w zakresie częstotliwości powyżej 100 MHz. Z rys. 4.5 widać, jak ogromne musiałyby być czasy nagrzewania ( $> 10^6$  s  $\approx$  2 tygodnie) dla częstotliwości poniżej  $10^6$  Hz. Do 100 MHz istotną wielkością jest gęstość prądu w tkankach [48], definiowanego według wzoru (4.13):

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}. \quad (4.13)$$

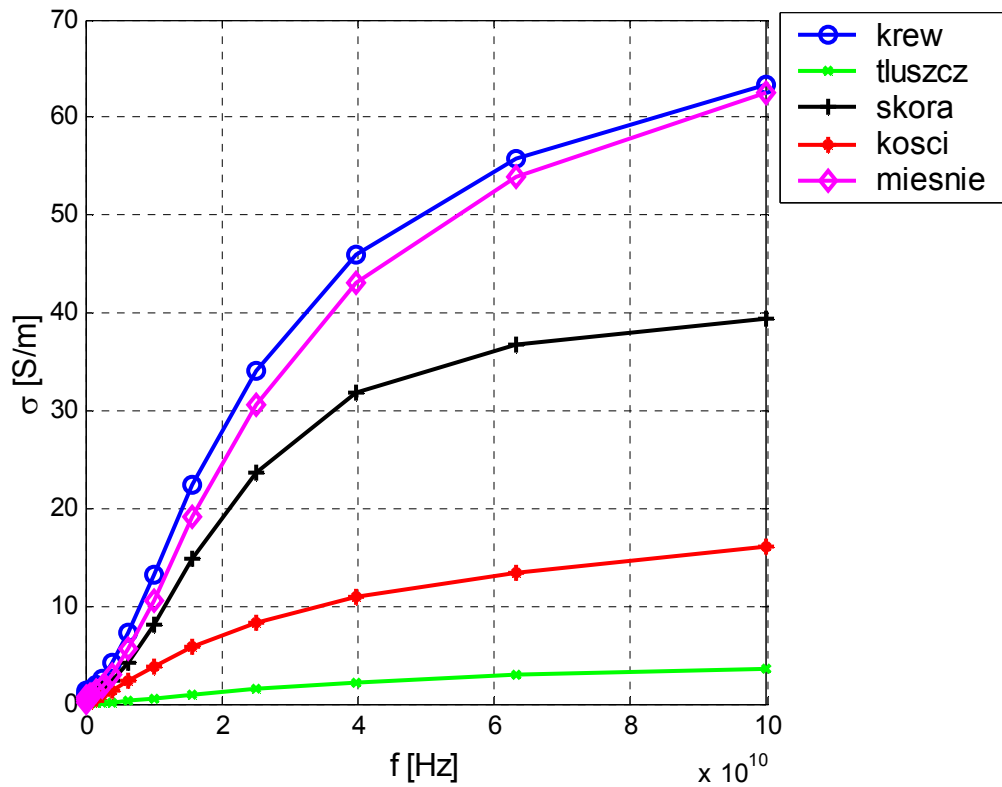
W przypadku szczegółowych analiz efektów biologicznych rozpatrywane są także inne, poza wymienionymi wyżej wielkością absorbowanej mocy właściwej SAR i gęstością prądu indukowanego w tkankach, zjawiska zachodzące w organizmie, np. wpływ pola magnetostatycznego i wolnozmiennego na przewodzenie impulsów nerwowych [48][98].

## 4.2. Właściwości elektryczne tkanek

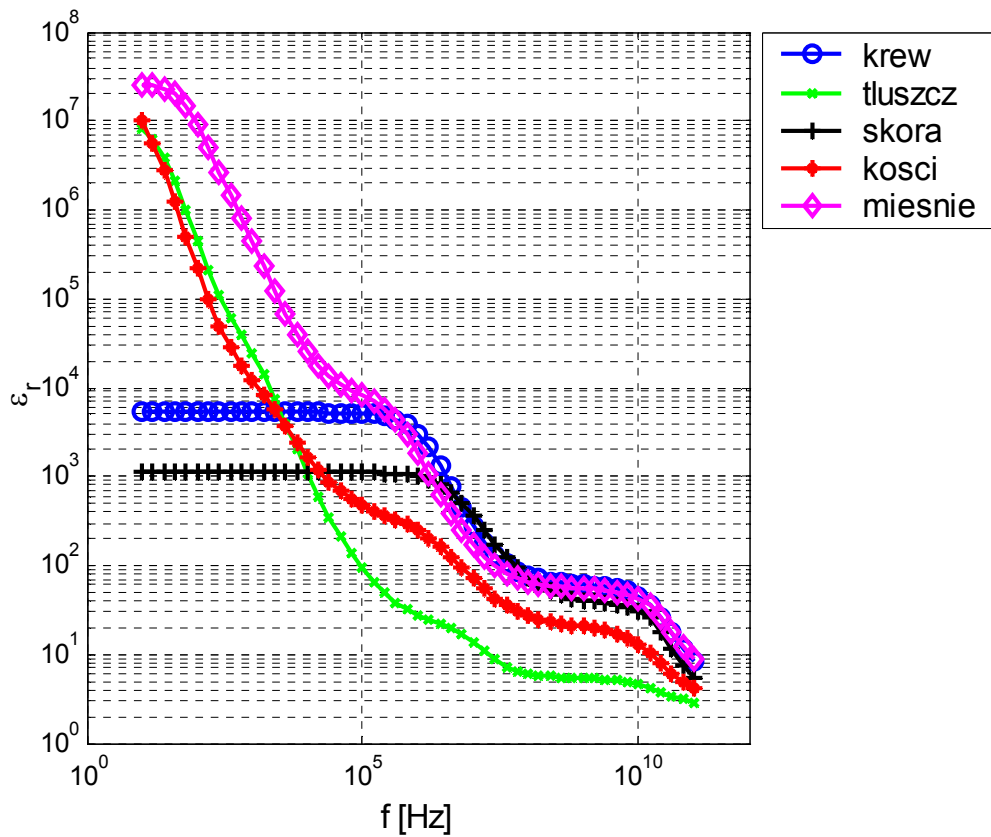
Badania biomedyczne mające na celu określenie wpływu PEM na organizm biologiczny są bardzo trudne. Organizm człowieka ma bardzo złożoną strukturę (około  $10^{28}$  atomów): organy, tkanki, płyny ustrojowe – a każde z nich charakteryzuje się innymi parametrami elektromagnetycznymi. Parametry te ulegają zmianie w szerokim zakresie częstotliwości, ale nie tylko. Są one zależne także od wielu innych czynników, takich jak np. indywidualne cechy każdego osobnika – wzrost, waga, itp. W tabeli 4.1 zestawiono uśrednione wartości konduktywności i przenikalności elektrycznej dla kilku częstotliwości, dla których wykonano symulacje (Rozdział 6) [23][24][37]. Na rys. 4.13 i 4.14 pokazano jak zmieniają się wartości parametrów elektrycznych dla tkanek wymienionych w tabeli 4.1 w szerokim zakresie częstotliwości.

**Tabela 4.1.** Właściwości elektryczne tkanek [23].

Częstotliwość	Tkanka	Przenikalność elektryczna	Konduktywność
1 MHz	Skóra	990.76	0.013
	Tłuszcz	27.22	0.025
	Mięśnie	1836.40	0.502
	Krew	3026.30	0.822
	Kości	248.97	0.091
10 MHz	Skóra	361.67	0.197
	Tłuszcz	29.58	0.029
	Mięśnie	159.95	0.644
	Krew	280.09	1.09
	Kości	70.77	0.122
100 MHz	Skóra	72.93	0.491
	Tłuszcz	12.70	0.068
	Mięśnie	66.12	0.730
	Krew	76.82	1.233
	Kości	27.62	0.172

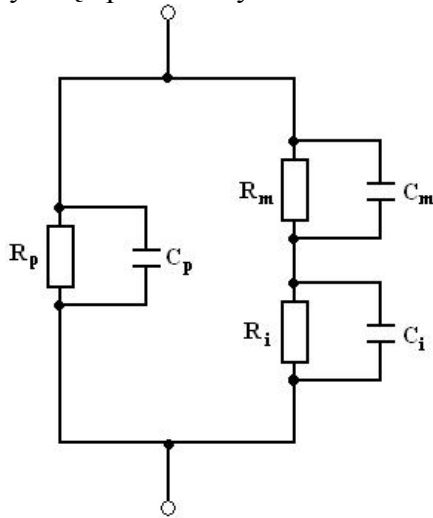


Rys. 4.13. Zmiany konduktywności tkanek wybranych do symulacji w funkcji częstotliwości.



Rys. 4.14. Zmiany przenikalności elektrycznej tkanek wybranych do symulacji w funkcji częstotliwości.

W wyjaśnieniu zmian przenikalności i konduktywności w funkcji częstotliwości można posłużyć się uproszczonym modelem tkanki, pokazanym na rys. 4.15 [77].



Rys. 4.15. Schemat zastępczy tkanki [77].

Objaśnienia do rysunku:

$R_p$ ,  $C_p$  – rezystancja i pojemność płynu pozakomórkowego,

$R_m$ ,  $C_m$  – rezystancja i pojemność błony komórkowej,

$R_i$ ,  $C_i$  – rezystancja i pojemność wnętrza komórki.

Konsekwentnie można również wprowadzić oznaczenia:

$\sigma_p$ ,  $\epsilon_p$  – konduktywność i przenikalność elektryczna płynu pozakomórkowego,

$\sigma_m$ ,  $\epsilon_m$  – konduktywność i przenikalność elektryczna błony komórkowej,

$\sigma_i$ ,  $\epsilon_i$  – konduktywność i przenikalność elektryczna wnętrza komórki.

Analizując powyższy układ (rys. 4.15) można stwierdzić następujące efekty [77]:

- prąd stały przepływa głównie przez płyn pozakomórkowy ( $R_p$ ); prąd ten nie powinien wnikać do wnętrza komórki,
- przy niskich częstotliwościach prąd nadal zamyka się przez rezystancję płynu pozakomórkowego, ale w jego przewodzeniu zaczyna brać udział również pojemność płynu ( $C_p$ ),
- przy wielkich częstotliwościach reaktancja pojemnościowa błony komórkowej ( $C_m$ ) zaczyna bocznikować swoją rezystancję ( $R_m$ ) i wnętrze komórki zaczyna przewodzić prąd ( $R_i$ ,  $C_i$ ).

Powyższe wnioski nie uwzględniają efektów zachodzących na poszczególnych granicach, tzn. między błoną komórkową i wnętrzem oraz między błoną komórkową i zewnątrz [77].

Dla przedstawionego zastępczego modelu tkanki na podstawie wzorów omówionych w [77] przeprowadzono obliczenia poszczególnych rezystancji. Wyniki obliczeń dla częstotliwości 50 Hz są następujące:

$$R_p = 100 \text{ k}\Omega, C_p = 14 \text{ fF},$$

$$R_m = 125 \text{ M}\Omega, C_m = 1 \text{ pF},$$

$$R_i = 25 \text{ k}\Omega, C_i = 5 \text{ fF}.$$

Przedstawione rezultaty obliczeń będą zależały od wielu czynników – częstotliwości, rozmiarów komórki, parametrów elektrycznych, itp.

### 4.3. Wpływ pola elektromagnetycznego na zmysły i narządy

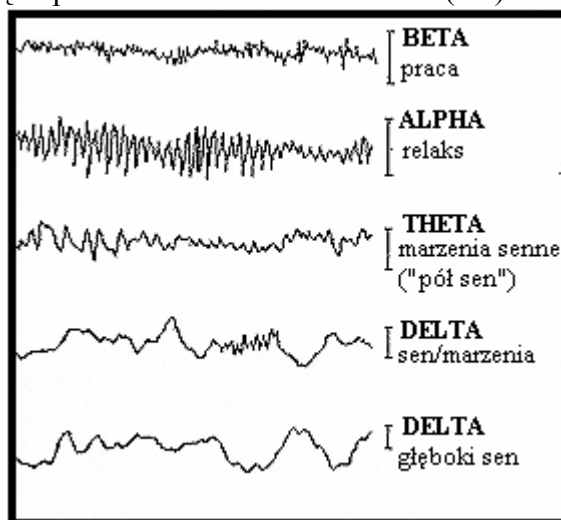
Promieniowanie elektromagnetyczne może oddziaływać na organizm przenikając jego wnętrze i oddziałując na tkanki elementarne i procesy elektryczne związane ze strukturami morfologicznymi i molekularnymi. Aby miał miejsce wpływ PEM na organizm musi być spełniony szereg określonych warunków – fala musi mieć odpowiedni kształt, długość, amplitudę i widmo.

Oddziaływanie PEM na organizm człowieka można podzielić na termiczne i nietermiczne. Na skutek efektu termicznego występuje nagrzewanie tkanek powodujące zmiany patologiczne i reakcje fizjologiczne uwarunkowane podwyższeniem temperatury wewnątrz tkanek. Efekt termiczny jest efektem swoistym. Innym rodzajem oddziaływania PEM na

organizm jest oddziaływanie nietermiczne. Są to zjawiska zachodzące bez podwyższania się temperatury w tkankach, które obserwowane są przy małych intensywnościach pola i na różnych poziomach organizacji biologicznej. Istnienie tych efektów jest ciągle przedmiotem kontrowersji.

Podczas opromieniowania człowieka PEM, zauważalne są wpływy tego pola na poszczególne narządy. Najbardziej na promieniowanie narażona jest głowa, zwłaszcza w warunkach powszechnego używania radiotelefonów i telefonów komórkowych. Ma to istotne znaczenie, ponieważ regulowanie procesów metabolicznych w organizmie człowieka następuje w mózgu. Szeroki wachlarz wiedzy na temat promieniowania stacji bazowych telefonii komórkowej i jego wpływu na człowieka zawarto m.in. w publikacjach [38][43][44][45]. Literatura zazwyczaj przytacza negatywne skutki wpływu PEM na człowieka. Wykazano jednak, że istnieją pewne częstotliwości, w których wpływ PEM na mózg człowieka ma charakter pozytywny [92]. Są to pola Rezonansów Schumanna (RS).

Częstotliwości tych rezonansów wynoszą: 7,8, 14, 20, 26, 33, 39, 45 Hz. Gęstość strumienia magnetycznego tych rezonansów jest niewielka (rzędu miligaussa), ale jest taki zakres częstotliwości, który pokrywa się z tzw. falami mózgowymi typu alfa i beta. Neutralne częstotliwości generowane i pochłaniane przez mózg ludzki są w zakresie częstotliwości RS: fale Alfa (8 ÷ 13 Hz), Beta (14 ÷ 30 Hz), a fale Delta (1 ÷ 3 Hz) i Theta (4 ÷ 7 Hz) leżą nieco poniżej tego zakresu. Te fale związane są z różnymi stanami mózgu (rys. 4.16), takimi jak sen, relaks, kreatywność, lęk, itp. Ogólnie można stwierdzić, że zakres trzech pierwszych RS stanowi „okno psychoaktywne”, czyli przedział częstotliwości PEM, które wyróżniają się działaniem na układ nerwowy – mózgowy człowieka. Jakim oddziaływaniem? Tego dokładnie jeszcze nie wiadomo, badania w tym kierunku nadal są prowadzone.



Rys. 4.16. Przykładowe fale mózgowie podczas różnych czynności [36].

Zaobserwowany został również wpływ PEM na zmysły człowieka. W 1800 roku odkryty został przez Voltę efekt uzyskiwania wrażeń słuchowych przez wywoływanie przepływu prądu przez głowę [48][96]. Efekt ten nazwany efektem elektrofonicznym [79] związany jest z mechanicznymi wibracjami w kościach lub tkankach znajdujących się poza ślimakiem, ale odbieranymi za pośrednictwem ślimaka w sposób typowy [48][104].

Kolejnym efektem, znanym od roku 1896, jaki można zaobserwować pod wpływem pola magnetycznego jest efekt powstawania wrażeń wzrokowych pulsującego światła pod wpływem sinusoidalnego bądź pulsującego pola magnetycznego [9]. Efekt powstaje natychmiast po nastąpieniu ekspozycji i również ustępuje zaraz po przerwaniu ekspozycji. Mechanizm powstawania tego zjawiska nie jest znany.

Powszechnie znane jest zjawisko wiatru elektrycznego, gdzie pod wpływem pola elektrycznego małej częstotliwości wywierane są naprężenia na powierzchni skóry, w tym poruszanie włosami.

#### 4.4. Wykorzystanie pola elektromagnetycznego w medycynie

PEM są szeroko wykorzystywane zarówno w diagnostyce jak i w terapii medycznej. Biofizyczne oddziaływania polegają na uaktywnieniu reakcji enzymatycznej [62][74][75].

Przez działanie na nieskompensowane spiny magnetyczne pierwiastków paramagnetycznych następuje podwyższenie ich momentu magnetycznego. Pole magnetyczne wpływa w ten sposób na właściwości membran biologicznych, a w konsekwencji na właściwości bardziej złożonych układów. Biofizyczne mechanizmy oddziaływania polegają także na zmianie funkcjonowania wielu narządów, co ma związek z biologicznymi układami elektrycznymi i ze zmianą właściwości fizyczno – chemicznych wody.

Procesy te zachodzą w układach [62]:

- krążenia,
- limfatycznym,
- wydalania wewnętrznego,
- nerwowym,
- mięśniowym.

Został stwierdzony korzystny wpływ pól magnetycznych na procesy oddychania tkankowego, komórkowego, tlenowego i beztlenowego oraz na regenerację tkanek [7].

Badania na zwierzętach poddane wpływowi wolnozmiennych pól magnetycznych powodują także następujące efekty biologiczne:

- intensyfikację procesu utylizacji tlenu oraz wzrost procesów oddychania tkankowego,
- działanie naczyniorozszerzające i naczyniotwórcze,
- nasilenie procesu regeneracji tkanek miękkich,
- przyspieszenie procesu tworzenia zrostu kostnego w stawach rzekomych,
- działanie przeciwzapalne i przeciwozbrękowe,
- działanie przeciwbólne.

Wśród wyżej wymienionych, największe aktualnie znaczenie w działaniu wolnozmiennych pól magnetycznych, przypisuje się efektom analgetycznym, czyli przeciwbólowym.

Przeciwbólowy mechanizm działania pól elektromagnetycznych został dobrze wyjaśniony w badaniach eksperymentalnych.

PEM wykorzystywane jest także w innych terapiach medycznych [80]:

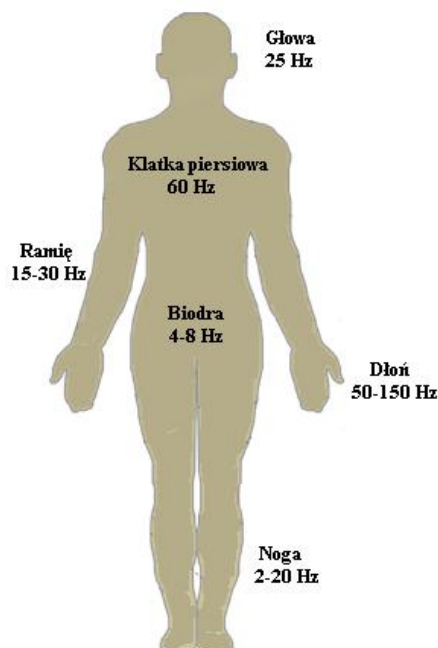
- oparzenia, owrzodzenia wewnętrzne i zewnętrzne,
- choroby układu krążenia,
- nowotwory,
- ortopedia,
- leczenie pooperacyjne,
- choroby zwyrodnieniowe i reumatyczne,
- stany zapalne stawów i mięśni,
- stwardnienie rozsiane.

#### **4.5. Pola elektromagnetyczne generowane przez człowieka**

Organizm ludzki jest nie tylko absorberem PEM, ale także jego „generatorem”. W rezultacie prądów czynnościowych płynących w żywym organizmie, wytwarzane są pola magnetyczne przenikające przez skórę na zewnątrz organizmu. Badania tych pól są szeroko wykorzystywane w diagnostyce. Niektóre źródła pola wytwarzanego przez organizm człowieka pokazano na rys. 4.17. Są nimi m. in. [62]: mózg, serce (najsilniejszy generator pola elektrycznego w organizmie), układ krążenia (reaguje na natężenie pól w różnych organach i w ich elementach strukturalnych), kośćciec, tkanka łączna, osłonki mielinowe włókien nerwowych (pochłaniają, przewodzą i wzmacniają fale elektromagnetyczne).

Zjawiska elektromagnetyczne w komórkach ciała polegają na ciągłej depolaryzacji i repolaryzacji błony komórkowej [62]. Na skutek repolaryzacji powstaje różnica potencjałów

między wewnętrzną i zewnętrzną częścią komórki. Istotną rolę odgrywa tu układ enzymatyczny wyrzucający na zewnątrz komórki jony sodowe, a ściągający do jej wnętrza jony potasowe. Zjawisko to wymaga dostarczenia energii w postaci kwasu adenozynotrifosforowego (ATP), wysokoenergetycznego związku magazynującego i przenoszącego energię powstającą w procesach metabolicznych. Proces depolaryzacji polega na otwarciu kanałów błonowych na skutek czego następuje wyrównanie potencjału elektrycznego między komórką a otoczeniem [62]. Zachodzące w komórce na skutek zmiany potencjałów procesy elektryczne pobudzają regenerację tej komórki.



Rys. 4.17. Model drgań własnych w organizmie człowieka [99].

Energia elektromagnetyczna w organizmie jest emitowana podczas podziału komórek, syntezy ATP i powstawania kwasu adenozynodifosforowego (ADP), który bierze udział w przemianach energetycznych organizmów i ma zdolność odwracalnego przechodzenia w ATP z pobraniem lub wydzieleniem energii [62][102]. Prawie 50% tej energii jest zużywane na wytworzenie potencjału błony komórkowej, który wyczerpuje się podczas procesów życiowych.

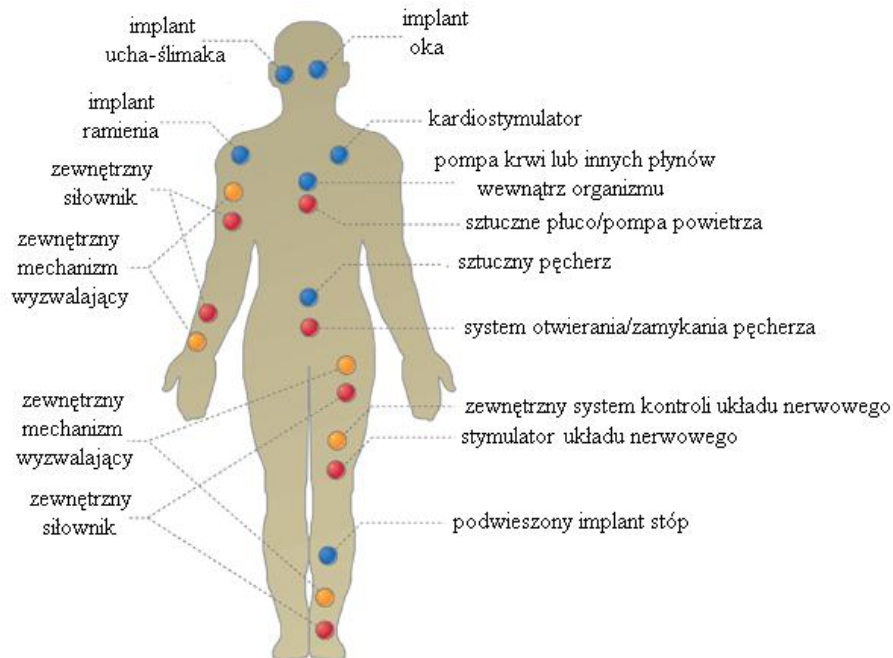
Pola elektromagnetyczne w organizmie człowieka steruje następującymi procesami biologicznymi i fizjologicznymi [62]:

- replikacją DNA,
- aktywizacją genów,
- przepuszczalnością błony komórkowej dla jonów,
- syntezą protein,
- funkcjami hormonalnymi i enzymatycznymi,
- komunikacją międzykomórkową,
- regulacją odżywiania komórkowego.

PEM w organizmie służy do przekazu informacji. Pod wpływem ruchów wykonywanych przez człowieka powstają siły elektromotoryczne, wywołujące powstanie PEM o różnych częstotliwościach, które obrazują czynności organizmu oraz wyzwalały procesy regeneracyjne [62]. Poprzez system regulacyjny organizm człowieka powiązany jest z PEM Ziemi. Zmiany tych pól powodują różne odpowiedzi organizmu. Związane to jest z tym, że PEM człowieka wykracza poza ciało i dzięki temu możliwe jest korzystanie z powszechnie stosowanych metod badania np. komórek mózgowych metodami EGG i MEG.

#### 4.6. Oddziaływanie pola elektromagnetycznego na implanty

Różnorodność urządzeń medycznych i systemów wszczepianych do ludzkiego organizmu gwałtownie wzrasta. Nastąpił ogromny postęp w tej dziedzinie, począwszy od pierwszego kardiostymulatora wszczepionego w latach pięćdziesiątych dwudziestego wieku do dzisiejszych urządzeń służących do regulowania funkcjami ciała, stymulacji nerwów, czy też do leczenia chorób, takich jak choroba Parkinsona, Alzheimer, czy epilepsja. Na rys. 4.18 przedstawiono człowieka z wszczepionymi urządzeniami, które mogą monitorować lub regulować wszystkie czynności organizmu. Takie systemy implantów stawiają wyzwanie projektantom tego typu urządzeń ze względu na zasilanie, przetwarzanie sygnałów i komunikowanie się z urządzeniami monitorującymi znajdującymi się poza organizmem człowieka, a także ich odpornością na zakłócenia PEM. Istotnym zagadnieniem jest pasmo pracy tych urządzeń. Do tej pory jeszcze nie przyznano pasma częstotliwości, w którym mogłyby komunikować się medyczne urządzenia – wszczepione z monitorującymi umieszczanymi poza organizmem człowieka.



Rys. 4.18. Implanty w ciele człowieka [78].

Jak na razie komunikacja między implantem i urządzeniem kontrolującym odbywa się za pomocą systemów krótkiego zasięgu opartych na sprzężeniu magnetycznym pomiędzy cewkami. To niestety daje niewielki zasięg (10 cm) i podatny na błędy transfer danych. Ta sytuacja zmieni się wraz z rozporządzeniem ITU-T, które zaleca podzielić pasmo 402 ÷ 405 MHz dla systemu komunikacyjnego obsługującego implanty MICS (ang. *Medical Implant Communications Service*). Zalecenie to zostało wprowadzone w Stanach Zjednoczonych przez FCC (ang. *Federal Communications Commission*) i w Europie przez ETSI (ang. *European Telecommunications Standards Institute*). Zakłada się, że MICS będzie światowym standardem w przeciągu kilku lat. Ważna jest kompatybilność tych urządzeń między sobą i z innymi systemami, tak, aby nie były one zakłócone przez zewnętrzne PEM. Negatywne efekty takiego oddziaływania są znaczące, a najważniejszym z nich jest utrata adaptacyjnego sterowania, powodująca nieregularność działania lub zmiany w



oprogramowaniu [51]. Szczegółowe informacje na temat komunikacji między urządzeniami wszczepianymi do organizmu człowieka i urządzeniami nadzorującymi ich pracę oraz stosowanych w tych urządzeniach anten zawarte są w [78].

Problem ma istotne znaczenie, gdyż brak kompatybilności między takimi urządzeniami może być tragiczny w skutkach. Wyobraźmy sobie, że nagle w pobliżu np. stacji bazowej telefonii komórkowej przestaje działać kardiostymulator. Ciekawy problem wpływu PEM na kardiostymulatory szczegółowo został przedstawiony w pozycji [51], gdzie przedstawiono wynik badań wpływu PEM pochodzącego od telefonów komórkowych na wybrane typy kardiostymulatorów.

### **Podsumowanie rozdziału czwartego**

Rozdział 4 poświęcony jest ogólnie rozumianej tematyce wpływu PEM na organizm człowieka. Obecność takiego rozdziału w rozprawie jest uzasadniona tematyką całej pracy, w której m.in. bada się wpływ układu ekspozycyjnego na obiekt biologiczny na podstawie absorpcji energii przez ten obiekt. W rozdziale tym przedstawione zostały podstawowe miary stosowane w badaniach efektów biologicznych, jakimi są, w zależności od zakresu częstotliwości, SAR lub gęstość prądu indukowanego w organizmie. Porównano dwie definicje SAR i pokazano wady i zalety ich stosowania. Zaprezentowany został uproszczony model tkanki oraz właściwości elektryczne tkanek, co jest potrzebne w dalszej części pracy podczas porównania obliczeń analitycznych z numerycznymi uproszczonego modelu człowieka, a także zasymulowania organizmu zbudowanego z podstawowych tkanek. Omówiono także wpływ PEM na podstawowe zmysły i organy człowieka. Pokazano dobroczynny wpływ pola, które powszechnie wykorzystywane jest w medycynie. W celu zachowania równowagi oprócz tematyki absorpcji PEM przez człowieka przedstawiono zagadnienie generowania pola przez człowieka. Poruszono istotny problem oddziaływania PEM na implanty znajdujące się w organizmie człowieka, a celowość zamieszczenia takiego podrozdziału uzasadniona jest faktem, że w przypadku ludzi z wszczepionymi implantami podczas badań biomedycznych w układach ekspozycyjnych również wystąpi efekt, o którym jest mowa w niniejszej pracy.

Oryginalnym wkładem autora do tego rozdziału jest zwrócenie uwagi na niepoprawne przeprowadzanie badań biomedycznych poparte wynikami uzyskanymi na podstawie symulacji komputerowych. Pokazano, że umieszczanie wielu badanych obiektów w jednym układzie ekspozycyjnym (rys. 4.7) nie daje takich samych wyników absorbowanej mocy dla każdego z nich (rys. 4.10–4.12) jak to zwykle się zakładać do tej pory. Wykazano mechanistyczne podejście przy formułowaniu definicji SAR.

Zjawiska, które przedstawione zostały szczegółowo w tym rozdziale dotyczą badań biomedycznych *in vivo* oraz badań technicznych (np. oddziaływania PEM na implanty).

## Rozdział 5

### Analiza mocy absorbowanej przez walcowy model człowieka

W celu lepszego zrozumienia zjawisk zachodzących w obiekcie biologicznym umieszczonym w PEM między dwiema przewodzącymi płytami posłużono się modelem walcowym ustroju ludzkiego i matematycznym jego opisem w zakresie do pierwszego rezonansu opracowanym przez Korniewicza [48][50]. Model ten podaje wzory umożliwiające obliczanie pierwszej częstotliwości rezonansowej, mocy absorbowanej i prądu indukowanego w walcowym modelu człowieka. Przedstawione dalej wzory uzależniają wynik od natężenia pola elektrycznego o polaryzacji pionowej oraz od wysokości i promienia walca. Analiza modelu walcowego dotyczy sytuacji, w których człowiek znajduje się pod działaniem pola elektrycznego z zakresu częstotliwości do ok. 50 MHz.

Przedstawiony na rys. 5.1 model człowieka umieszczonego w kondensatorze płaskim jest modelem quasistacjonarnym o stałych skupionych.

Założono, że walec umieszczony jest między dwiema równoległymi, nieskończenie rozległymi i doskonale przewodzącymi płytami. Dolna płyta jest uziemiona, a górna płyta jest pod wpływem prądu przepływającego przez pojemności  $C_{1g}$  i przez pojemność antenową  $C_{11}$  sprzęgającą walec z polem elektrycznym. Między okładkami kondensatora jest jednorodne pole elektryczne o natężeniu wynikającym z prostej zależności (3.3). Siła elektromotoryczna indukuje prąd elektryczny, który przepływa przez pojemność  $C_{11}$ . Siłę elektromotoryczną można opisać zależnością (5.1)

$$e = h_e E. \quad (5.1)$$

Walec może być przedstawiony w postaci schematu zastępczego, składającego się z indukcyjności zewnętrznej  $L_z$ , pojemności wewnętrznej  $C_f$ , i rezystancji  $R$ , która jest sumą następujących rezystancji:

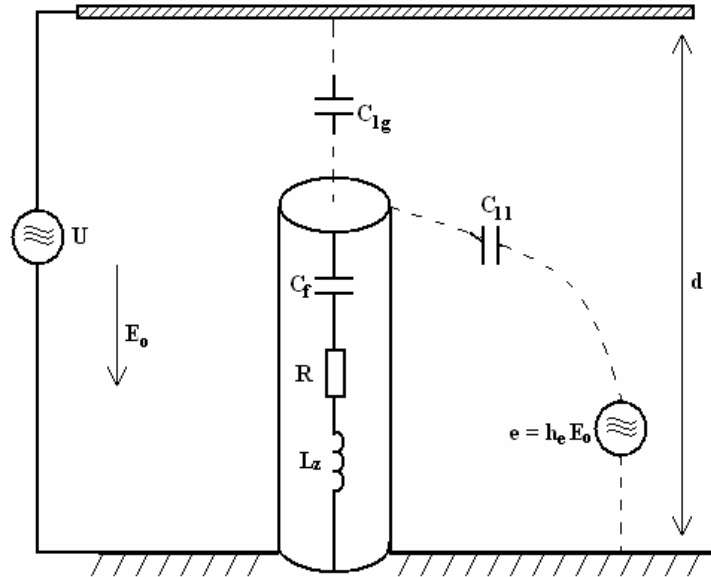
$$R = R_f + R_p + R_g \quad (5.2)$$

gdzie:

$R_f$  – rezystancja dla prądu przepływającego wzdłuż walca,

$R_p$  – rezystancja promieniowania walca,

$R_g$  – rezystancja ziemi, dla przepływu prądu od walca do źródła pola.



Rys. 5.1. Model walcowy wewnątrz kondensatora płaskiego [48][50].

Na podstawie zaprezentowanego powyżej schematu można wyznaczyć prąd płynący wzdłuż walca [49]

$$i = \frac{e \left( \frac{d}{h} C_{1g} + C_{11} \right)}{\omega R (C_{1g} + C_{11}) + j \left[ (C_{1g} + C_{11}) \left( \omega^2 L_z - \frac{1}{C_f} \right) - 1 \right]} \quad (5.3)$$

oraz moc absorbowaną przez walec umieszczony w PEM kondensatora płaskiego

$$P_{abs} = 4\pi^2 E^2 h h_e f^2 R \frac{\left( \frac{d}{h} C_{1g} + C_{11} \right)^2 \left( \frac{C_f}{C_f + C_{1g} + C_{11}} \right)}{\left[ \left( \frac{f}{f_0^*} \right)^2 - 1 \right]^2 + \frac{1}{Q_0^2} \left( \frac{f}{f_0^*} \right)^2 \left( \frac{f_0}{f_0^*} \right)^2 \left( \frac{R}{R_{f_0}} \right)^2} \quad (5.4)$$

gdzie:

$C_{f_0}$  – pojemność określona dla  $f_0$ ,

$f_0$  – częstotliwość rezonansowa, przy której następuje maksymalna absorpcja mocy,

$f_0^*$  – częstotliwość wyznaczona ze wzoru na  $f_0$  dla  $C_t$  istniejącego przy określonej częstotliwości  $f$ ,

$Q_0$  – dobroć układu przy rezonansie ( $Q_0 = \omega_0 L_z / f_0$ ;  $R_{f_0} = R$  dla częstotliwości  $f_0$ ).

Zastosowanie wzorów (5.3) oraz (5.4) wymaga znajomości dwóch parametrów wewnętrznych modelu ( $C_f$ ,  $R_f$ ) i sześciu parametrów zewnętrznych modelu ( $L_z$ ,  $C_{1g}$ ,  $C_{11}$ ,  $h_e$ ,  $R_p$ ,  $R_g$ ). Szczegóły wyznaczania tych parametrów znajdzie Czytelnik w publikacjach [48][50]. Końcowe wzory definiujące impedancję wewnętrzną walca są następujące [48]:

$$R_f = \frac{tg\delta}{D\omega\varepsilon_0\varepsilon_r(1+tg^2\delta)} \quad (5.5)$$

$$C_f = D\omega\varepsilon_0\varepsilon_r(1+tg^2\delta) \quad (5.6)$$

gdzie:

$$D = \pi r_0^2 / h.$$

Dla człowieka standardowego ( $D = 0.04$  m) otrzymujemy  $R_f = 41 \Omega$  i  $C_f = 212$  pF.

W przypadku impedancji zewnętrznej walca konieczne jest rozpatrzenie nieskończonego ciągu odbić zwierciadlanych (patrz rozdział 3, rys. 3.13 i 3.14). Przeprowadzona analiza wykazała, że wystarczy ograniczyć się do sześciu kolejnych wyrazów ciągu. Dla takiego przypadku wykorzystano następujące wzory [48][49]:

$$C_{11} \cong \sum_{n=1}^6 b_{1n} = \frac{1}{\Delta} \sum_{n=1}^6 P_{1n} \quad (5.7)$$

$$C_{1q} \cong \left( C_{14} + C_{13} \frac{\varphi_1 - \varphi_3}{\varphi_1 - \varphi_4} \right) \quad (5.8)$$

gdzie:

$$C_{14} \cong -b_{14} = \frac{P_{14}}{\Delta} \quad (5.9)$$

$$C_{13} \cong -b_{13} = \frac{P_{13}}{\Delta}. \quad (5.10)$$

Natomiast wielkości  $\varphi_1$ ,  $\varphi_3$ ,  $\varphi_4$ ,  $P_{1n}$ ,  $\Delta$ , wynikają z układu równań:

$$\varphi_1 = p_{11}Q_1 + p_{12}Q_2 + p_{13}Q_3 + p_{14}Q_4 + p_{15}Q_5 + p_{16}Q_6 \quad (5.11)$$

$$\varphi_2 = p_{12}Q_1 + p_{22}Q_2 + p_{23}Q_3 + p_{24}Q_4 + p_{25}Q_5 + p_{26}Q_6 \quad (5.12)$$

$$\varphi_3 = p_{13}Q_1 + p_{23}Q_2 + p_{33}Q_3 + p_{34}Q_4 + p_{35}Q_5 + p_{36}Q_6 \quad (5.13)$$

$$\varphi_4 = p_{14}Q_1 + p_{24}Q_2 + p_{34}Q_3 + p_{44}Q_4 + p_{45}Q_5 + p_{46}Q_6 \quad (5.14)$$

$$\varphi_5 = p_{15}Q_1 + p_{25}Q_2 + p_{35}Q_3 + p_{45}Q_4 + p_{55}Q_5 + p_{56}Q_6 \quad (5.15)$$

$$\varphi_6 = p_{16}Q_1 + p_{26}Q_2 + p_{36}Q_3 + p_{46}Q_4 + p_{56}Q_5 + p_{66}Q_6 \quad (5.16)$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} p_{11} & p_{12} & \cdots & \cdots & \cdots & p_{16} \\ p_{12} & p_{22} & \cdots & \cdots & \cdots & p_{26} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{16} & p_{26} & \cdots & \cdots & \cdots & p_{66} \end{vmatrix} \quad (5.17)$$

$P_{11}$  określa się według poniższej zasady:

$$P_{11} = \begin{vmatrix} p_{22} & p_{23} & p_{24} & p_{25} & p_{26} \\ p_{23} & p_{33} & p_{34} & p_{35} & p_{36} \\ p_{24} & p_{34} & p_{44} & p_{45} & p_{46} \\ p_{25} & p_{35} & p_{45} & p_{55} & p_{56} \\ p_{26} & p_{36} & p_{46} & p_{56} & p_{66} \end{vmatrix} \quad (5.18)$$

Dopełnienie algebraiczne  $P_{1n}$  określa się analogicznie do  $P_{11}$  przedstawionego powyżej. Z zależności (5.19) można wyznaczyć współczynnik potencjału

$$p_{kn} = \frac{a_{kn}}{4\pi\epsilon_0 l_k l_n} \quad (5.19)$$

gdzie:

$l_k, l_n$  – długości odbić zwierciadlanych (w rozpatrywanym przypadku  $l_k = l_n = h$ ).

Współczynniki  $a_{kn}$  określone są wzorami

$$a_{kn} = h \left[ \left( \frac{x_{kn}}{h} + 2 \right) \ln \left( \frac{\frac{x_{kn}}{h} + 2}{\frac{x_{kn}}{h} + 1} \right) + \frac{x_{kn}}{h} \ln \left( \frac{\frac{x_{kn}}{h}}{\frac{x_{kn}}{h} + 1} \right) \right], \text{ gdy } u \neq k \quad (5.20)$$

$$a_{kk} = 2h \left\{ \sin(h^{-1}) + \left( \frac{r_0}{h} \right) - \left[ \left( \frac{r_0}{h} \right)^2 + 1 \right]^{1/2} \right\} \quad (5.21)$$

gdzie:

$x_{kn}$  – najmniejsza odległość pomiędzy rozpatrywanymi odbiciami zwierciadlanymi  $k$  i  $n$ .

Indukcyjność  $L_z$  można wyznaczyć z zależności (5.22)

$$L_z \approx \frac{\mu_0}{4\pi} [a_{11} + 2a_{13} - (a_{12} + a_{14} + a_{16})]. \quad (5.22)$$

Na podstawie powyższej analizy powtórzonej tu za [48][49][50] przeprowadzone zostały obliczenia dla modelu pełnego [49] i dla modelu, w którym nie uwzględniano górnej okładki kondensatora ( $C_{1g} = 0$ ) [50]. Wyniki elektrycznych parametrów walcowego modelu człowieka

dla pierwszej częstotliwości rezonansowej przedstawione zostały w tabeli 5.1. Natomiast w tabeli 5.2 przedstawiono wyniki własne symulacji komputerowych, za pomocą których obliczony został prąd płynący wzdłuż walca dla częstotliwości rezonansowej i częstotliwości około rezonansowych. Wyniki te porównano z wynikami analizy na podstawie powyżej przedstawionych wzorów, zaczerpniętymi z [50].

**Tabela 5.1.** Elektryczne parametry walcowego modelu człowieka dla pierwszej częstotliwości rezonansowej [50].

Parametr	$R_f$ [ $\Omega$ ]	$R_p$ [ $\Omega$ ]	$R_g$ [ $\Omega$ ]	$C_f$ [pF]	$C_{11}$ [pF]	$L_z$ [ $\mu$ H]
<b>Wartość</b>	41.8	36.6	3	212	33.2	0.54

**Tabela 5.2.** Wartości prądu płynącego wzdłuż walca dla częstotliwości bliskich częstotliwości rezonansowej uzyskane w sposób analityczny (wg [50]) i numeryczny (obliczenia własne).

Częstotliwość [MHz]	Natężenie prądu płynącego wzdłuż walca [mA]		
	Analitycznie	Numerycznie	
		Maxwell	Fidelity
30.0	9.3	9.4	10.0
32.0	10.3	10.4	11.0
35.0	11.7	11.8	12.4
40.0	12.9	12.9	12.9
40.4	12.9	12.9	13.6
42.0	12.8	12.9	13.5
45.0	12.2	12.3	12.8
50.0	10.7	10.8	11.4

Przedstawione w tabeli 5.2 wyniki numeryczne są zbieżne z wynikami analitycznymi. W przypadku programu Fidelity jest niewielka różnica o 0.7 mA, ale jest ona stała dla każdego z przypadków.

## Podsumowanie rozdziału piątego

Rozdział 5 poświęcony jest analizie uproszczonego walcowego modelu człowieka umieszczonego w PEM między dwiema metalowymi płaszczynami.

Zaproponowany przez Korniewicza zastępczy model obwodowy był pierwszą pokazaną w literaturze propozycją takiego modelu. Jego trafność potwierdzają wyniki analiz numerycznych przeprowadzonych przez autora dla identycznego walca i jego umieszczenia w stosunku do przewodzących płyt. Uzyskano dużą zbieżność wyników obliczeń otrzymywanych na podstawie zależności polowych z wynikami obliczonymi według zależności obwodowych.

Wadą tego modelu jest ograniczony zakres częstotliwościowy jego stosowalności oraz uwzględnianie jedynie obwodowego sprzężenia wzajemnego walca i metalowych płyt. Ponadto model ten służył głównie do wyznaczenia prądu płynącego wzdłuż walca w przypadku jego pionowego ułożenia w stosunku do płyt.

Wkładem autora jest tu przeprowadzenie symulacji komputerowych z uwzględnieniem zależności polowych. Proponowane przez autora polowe analizy absorpcji energii PEM z uwzględnieniem wzajemnych oddziaływań obiektu i układu ekspozycyjnego, a także próba znalezienia układu zastępczego z uwzględnieniem tych efektów i zdefiniowanie impedancji wejściowej są przedmiotem dalszej części pracy.

## Rozdział 6

# Numeryczna analiza mocy absorbowanej przez obiekt umieszczony w polu elektromagnetycznym

W rozdziale tym przedstawiono wyniki symulacji komputerowych metodami FEM i FDTD mocy pochłanianej przez modele reprezentujące biologiczne obiekty umieszczone w linii TEM. Dla obiektu biologicznego w postaci „myszy” podjęto próbę wyznaczenia impedancji wejściowej.

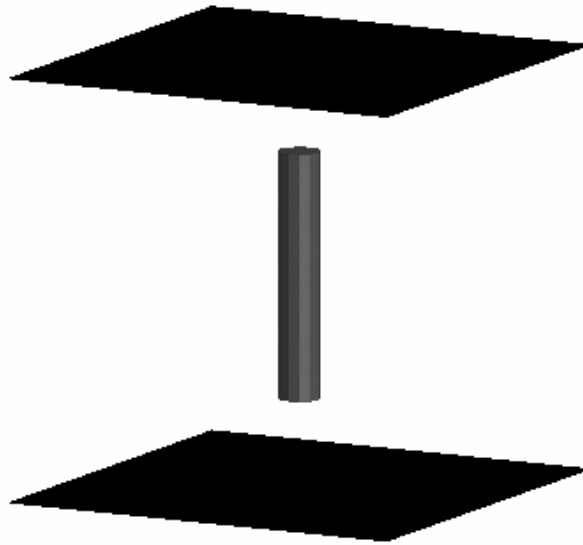
### 6.1. Modele przyjęte do analizy

Do analizy i symulacji komputerowej zostały przyjęte następujące modele:

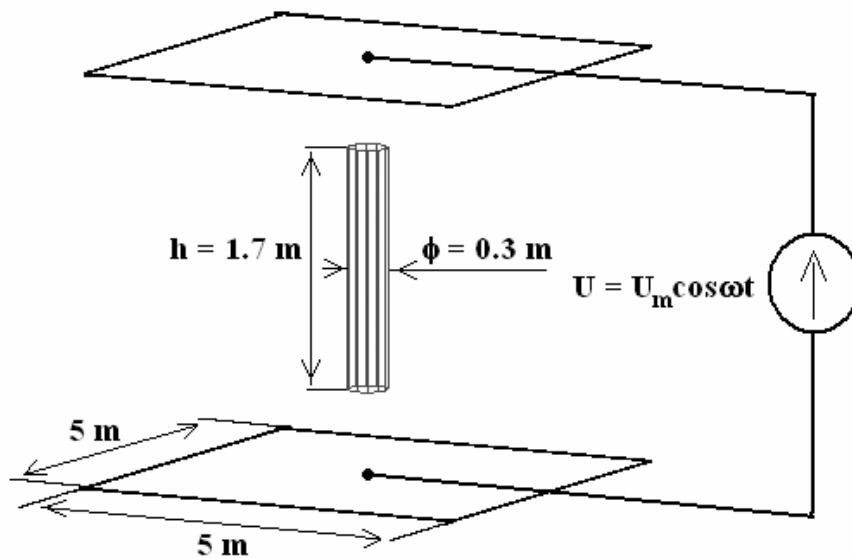
- a) uproszczony walcowy jednorodny model człowieka (rys. 6.1) – model ten charakteryzuje się średnią przenikalnością elektryczną  $\epsilon = 80$  oraz konduktywnością  $\sigma = 0.84$  S/m. Wysokość walca wynosi 1.75 m, a promień 0.15 m. Wymiary płyt, z których wykonano linię wynoszą 5 x 5 m.
- b) uproszczony walcowy niejednorodny model człowieka (rys. 6.2) – w budowie modelu uwzględniono kilka podstawowych tkanek, których parametry elektryczne zmieniano w zależności od częstotliwości. Dane dotyczące elektrycznych właściwości tkanek zestawiono w tabeli 4.1. Model zbudowano na podstawie pomysłu przedstawionego w pracy [21].
- c) blokowy model człowieka wg [12] (rys. 6.3) - zbudowany jest z sześciątów o boku 10 cm. Jego parametry elektryczne ( $\epsilon = 80$ ,  $\sigma = 0.84$  S/m) jak i budowę zaczerpnięto z pracy [12]. Wymiar przewodzących płyt wynosi 5 x 5 m.
- d) blokowy model myszy (rys. 6.4) – zbudowany z sześciątów o boku 1 cm, jego parametry elektryczne, to  $\epsilon = 80$ ,  $\sigma = 0.84$  S/m. Wymiar metalowych płyt wynosi 1 x 1 m.

Dla blokowego modelu człowieka i blokowego modelu myszy przyjęto identyczność parametrów elektrycznych wszystkich sześciątów, z których zbudowano model.

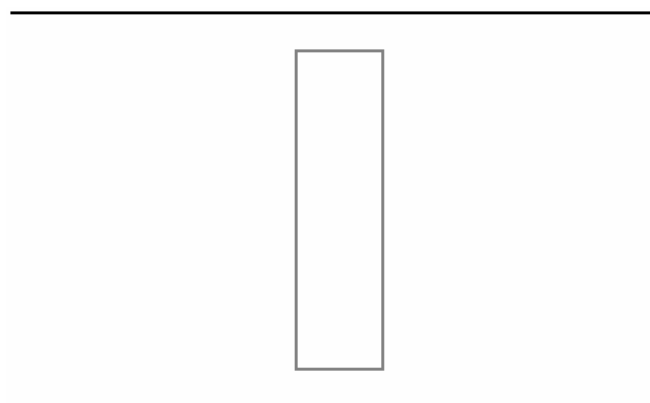
a)



b)



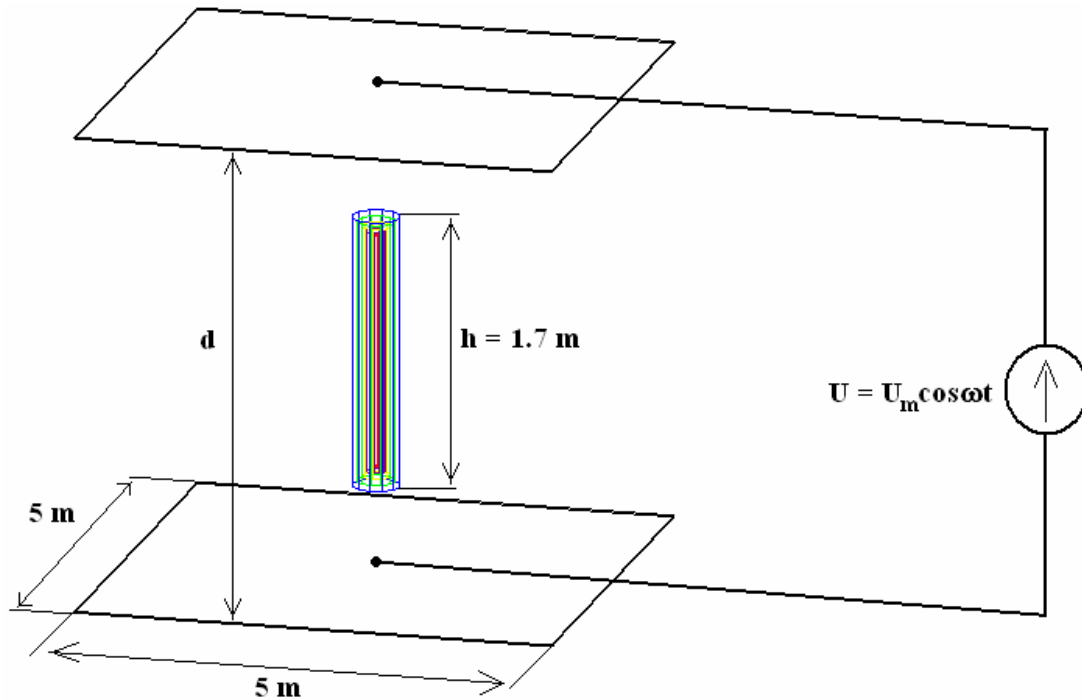
c)



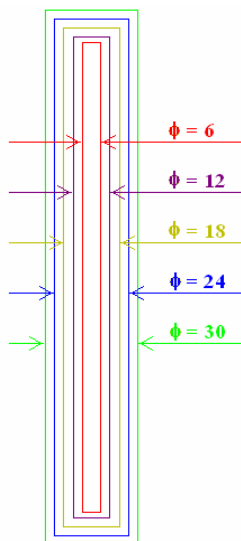
Rys. 6.1. Walcowy model człowieka w linii: a) sposób ułożenia modelu w linii, b) wymiarowanie modelu, c) widok w przekroju poprzecznym.



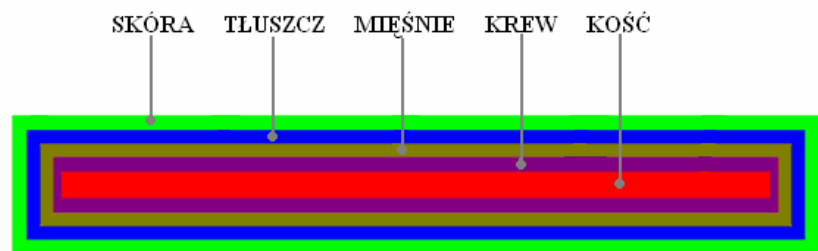
a)



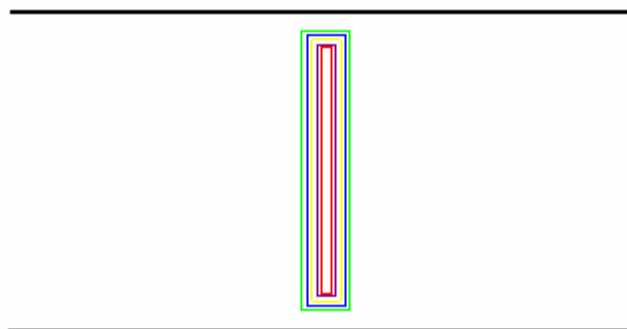
b)



c)

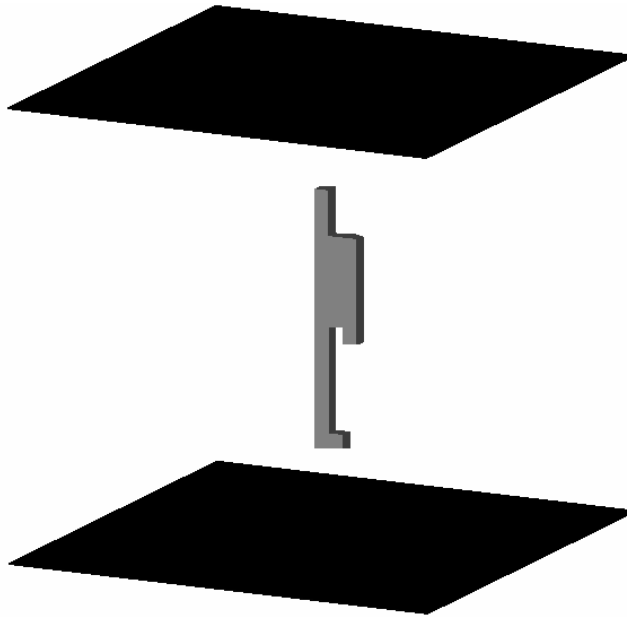


d)

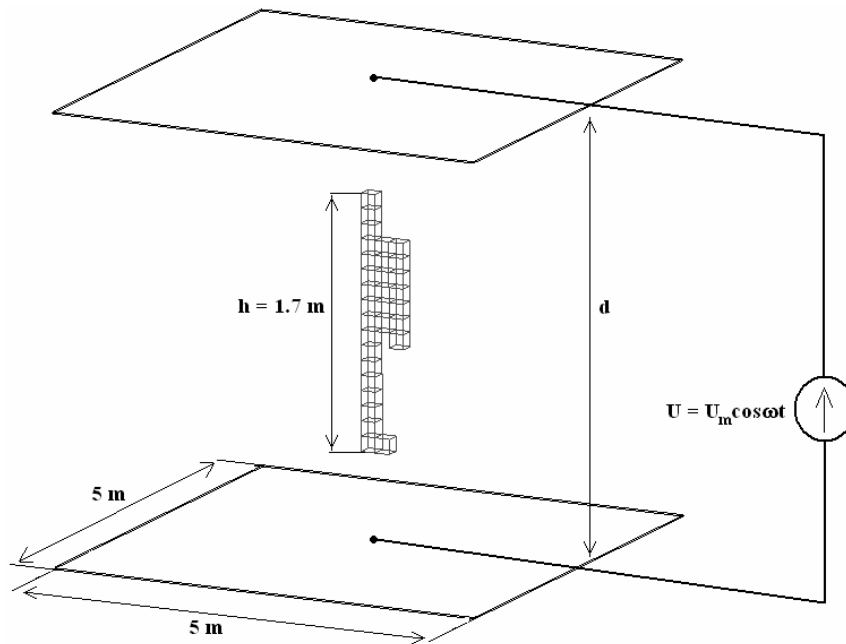


Rys. 6.2. Walcowy niejednorodny model człowieka w linii: a) wymiarowanie modelu i sposób ułożenia w linii, b) średnice poszczególnych warstw, c) nazwy tkanek, d) widok w przekroju poprzecznym

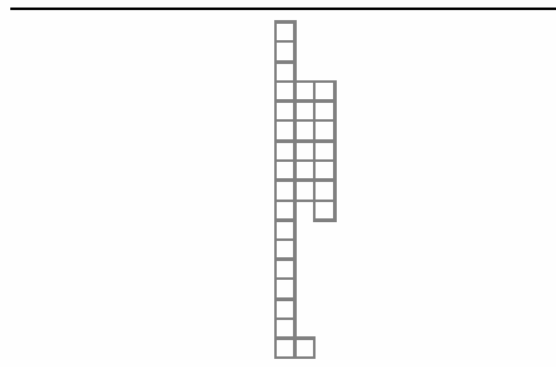
a)



b)

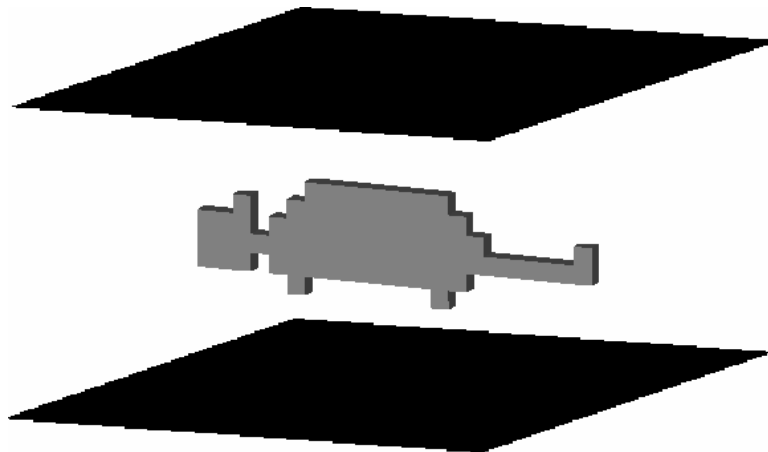


c)

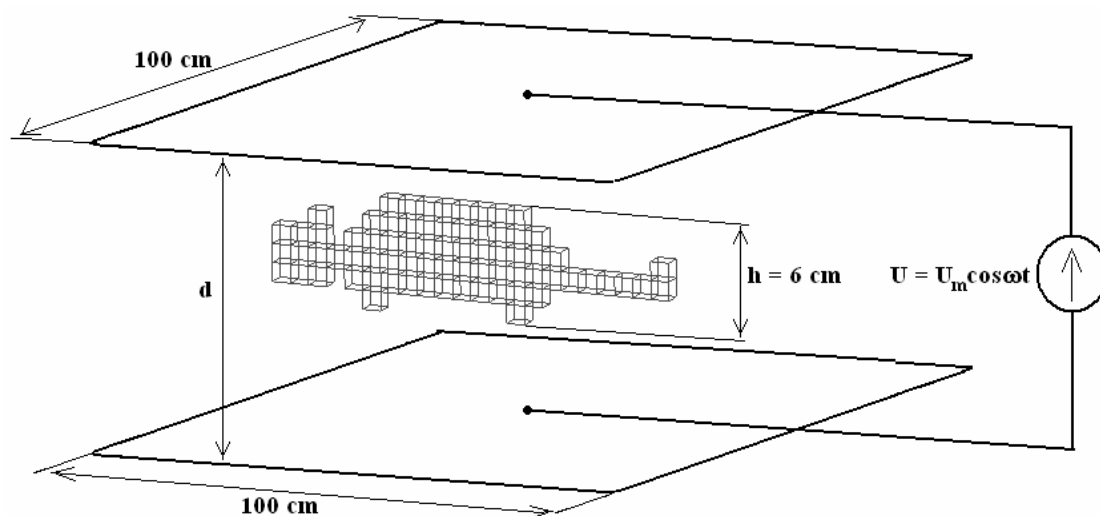


**Rys. 6.3.** Blokowy model człowieka w linii: a) sposób ułożenia modelu w linii, b) wymiarowanie modelu, c) widok w przekroju poprzecznym.

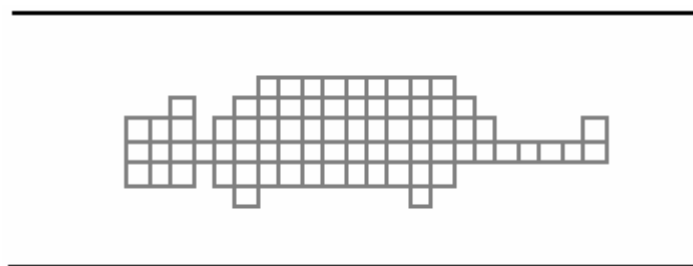
a)



b)



c)



**Rys. 6.4.** Blokowy model myszy w linii: a) sposób ułożenia modelu w linii, b) wymiarowanie modelu, c) widok w przekroju poprzecznym.

## 6.2. Warunki przeprowadzenia symulacji

W przedstawionych symulacjach linię TEM zastępują dwie przewodzące płaszczyzny. Dla częstotliwości 1 MHz i 10 MHz rozwiązanie takie odpowiada przyjęciu warunków quasistacjonarności rozkładu PEM. Przy częstotliwości 100 MHz warunek quasistacjonarności nie jest spełniony, a prowadzone oszacowania służą wyznaczeniu kierunku zmian absorpcji przy wzroście częstotliwości. Przyjęcie takiego uproszczenia wynika z jednej strony z ograniczeń stosowanego oprogramowania, z drugiej zaś z głównego celu, jaki

przyświecał autorowi, to znaczy zwróceniu uwagi na charakter i skalę zjawiska, jego wpływ na dokładność badań bioelektromagnetycznych oraz potrzeby i możliwości stosowania korekt przy interpretacji wyników takich badań.

Symulacje przeprowadzono dla poziomego i pionowego ułożenia modelu względem metalowych płyt. W linii utrzymywano stałe natężenie pola elektrycznego  $E = 1 \text{ V/m}$ , po każdorazowym oddaleniu płyt (wzroście stosunku  $d/h$ ) zwiększano napięcie doprowadzone do rozpatrywanego układu i obliczano moc pochłanianą przez obiekt.

Umieszczenie obiektu o konduktywności różnej od zera w PEM powoduje powstanie strat. Jeżeli są określone wartości natężenia pola elektrycznego i gęstości prądu przewodzenia, to objętościowa moc strat dana jest wzorem [61]:

$$P_{abs} = \int_V \vec{E} \cdot \vec{J} dV \quad (6.1)$$

gdzie:

$P_{abs}$  – moc absorbowana,

$\vec{E}$  – wektor natężenia pola elektrycznego,

$\vec{J}$  – wektor gęstości prądu.

Podstawiając:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (6.2)$$

gdzie:

$\sigma$  – konduktywność absorbera.

i dokonując odpowiednich przekształceń otrzymujemy moc pochłanianą przez obiekt umieszczony w PEM

$$P_{abs} = \sigma \int_V |E|^2 dV \quad (6.3)$$

gdzie:

$|E|$  – moduł natężenia pola elektrycznego w rozpatrywanym modelu.

Zależność (6.3) jest słuszna, jeśli badany obszar jest jednorodny. Dla obiektu niejednorodnego absorbowana moc jest sumą mocy absorbowanej w quasijednorodnych objętościach  $V_N$ :

$$P_{abs} = \left( \sigma_1 \int_{V_1} |E_1|^2 dV_1 + \sigma_2 \int_{V_2} |E_2|^2 dV_2 + \dots + \sigma_N \int_{V_N} |E_N|^2 dV_N \right) \quad (6.4)$$

gdzie:

$N$  – liczba obszarów o różnej konduktywności.

Na podstawie zależności (6.3) i (6.4) w dalszej części pracy wyznaczano ilość pochłoniętej przez obiekt mocy, co pozwoliło na zaobserwowanie wpływu układu ekspozycyjnego na badany obiekt.

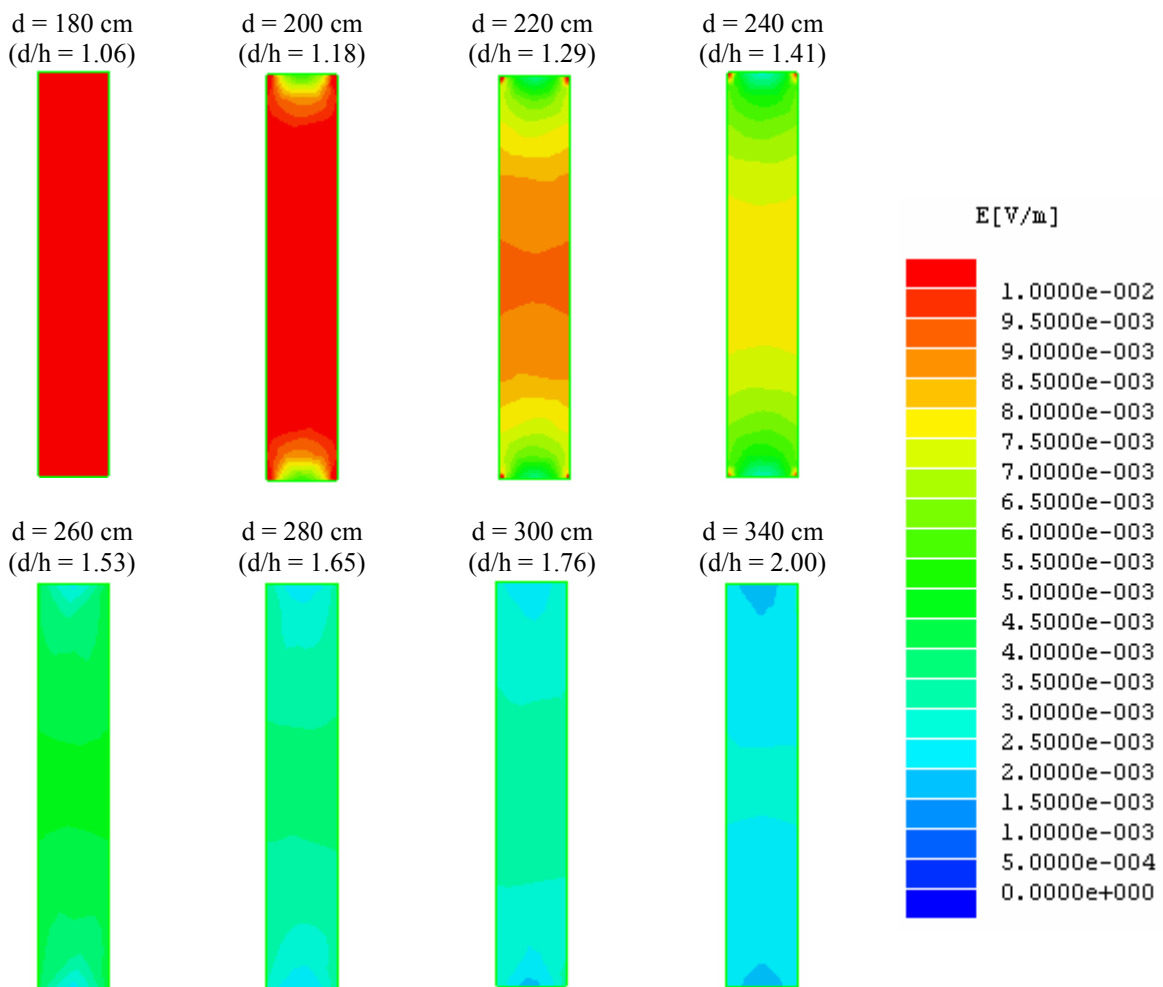
### 6.3. Wyniki komputerowej symulacji modelu człowieka umieszczonego w polu elektromagnetycznym

#### 6.3.1. Uproszczony model walcowy człowieka

Jako pierwsze przeprowadzone zostały symulacje walcowego modelu człowieka, który umieszczono prostopadle i równoległe do ścian linii. Walcowe modele człowieka są współcześnie chętnie stosowane w obliczeniach i symulacjach, ze względu na ich prostą budowę i małe wymiary sprzętowe.

##### 6.3.1.1. Model jednorodny

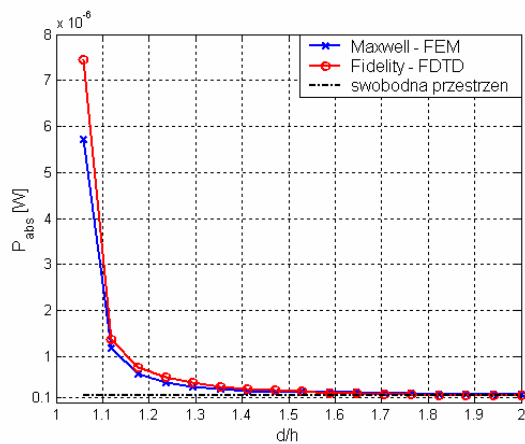
Na rysunku 6.5 pokazano w jaki sposób zmienia się rozkład pola elektrycznego wewnątrz walca umieszczonego prostopadle do płyt w funkcji odległości między nimi. Można zaobserwować, że gdy płyty są w pobliżu walca, to natężenie pola elektrycznego w obiekcie jest znacznie większe, niż w przypadku, gdy płyty są oddalone. Największe natężenie pola występuje w środkowej części walca, następnie zmniejsza się w kierunku jego końców. Na krawędziach walca widać znaczne zaburzenia pola elektrycznego.



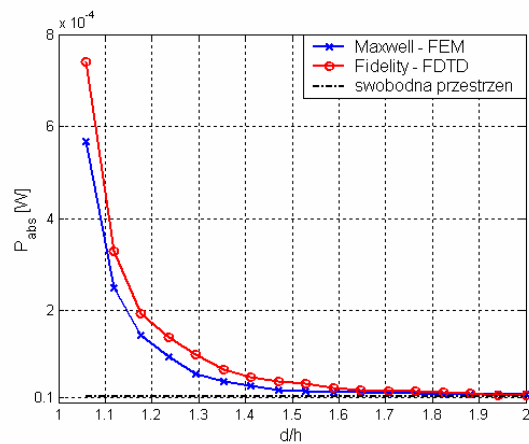
**Rys. 6.5.** Rozkład natężenia pola elektrycznego wewnątrz jednorodnego walca umieszczonego prostopadle do ścian linii dla różnych odległości między płytami, przy częstotliwości  $f = 1$  MHz.

Rezultaty obliczeń mocy pochłanianej przez walec umieszczony prostopadłe do płyt linii pokazano na rys. 6.6. Wynika z nich, że gdy płyty są w pobliżu obiektu, to moc absorbowana jest znacząca, 30 razy większa w porównaniu do warunków swobodnej przestrzeni, czyli wpływ układu ekspozycyjnego na badany obiekt nie jest pomijalny. Przy wzroście stosunku  $d/h$  wielkość absorbowanej mocy maleje i zdąża asymptotycznie do wartości mocy absorbowanej w warunkach odpowiadających swobodnej przestrzeni, kiedy wpływ obecności płyt linii jest pomijalny. Można przyjąć, że warunek ten jest spełniony dla  $d/h > 1.5 \div 2$ , przy czym istnieje prawidłowość pokazująca na szybką zbieżność przy małych częstotliwościach oraz wzrost absorpcji ze wzrostem częstotliwości.

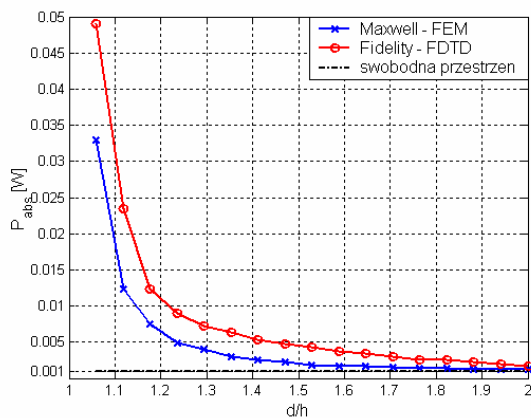
a)



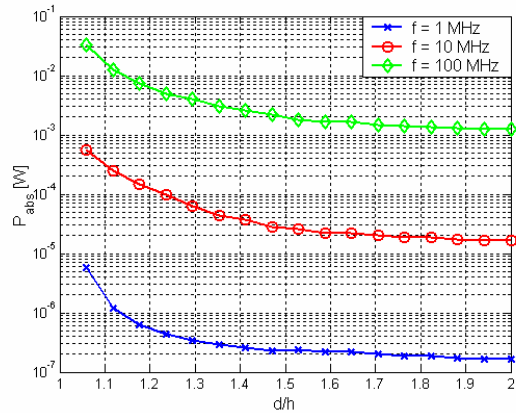
b)



c)

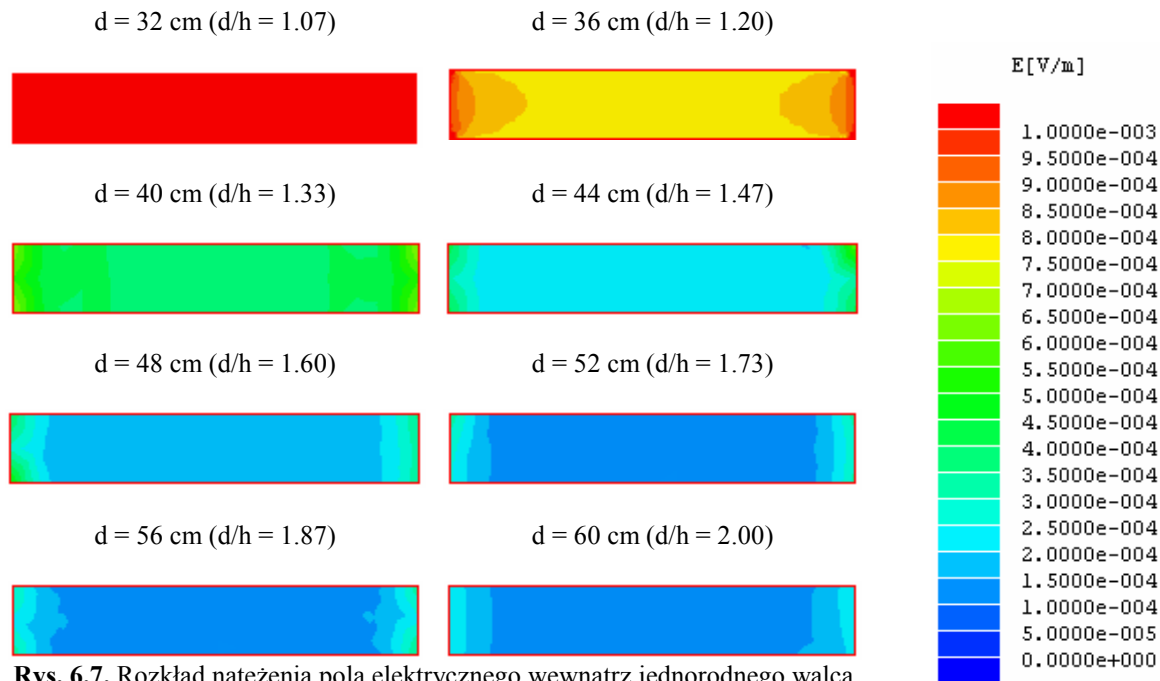


d)

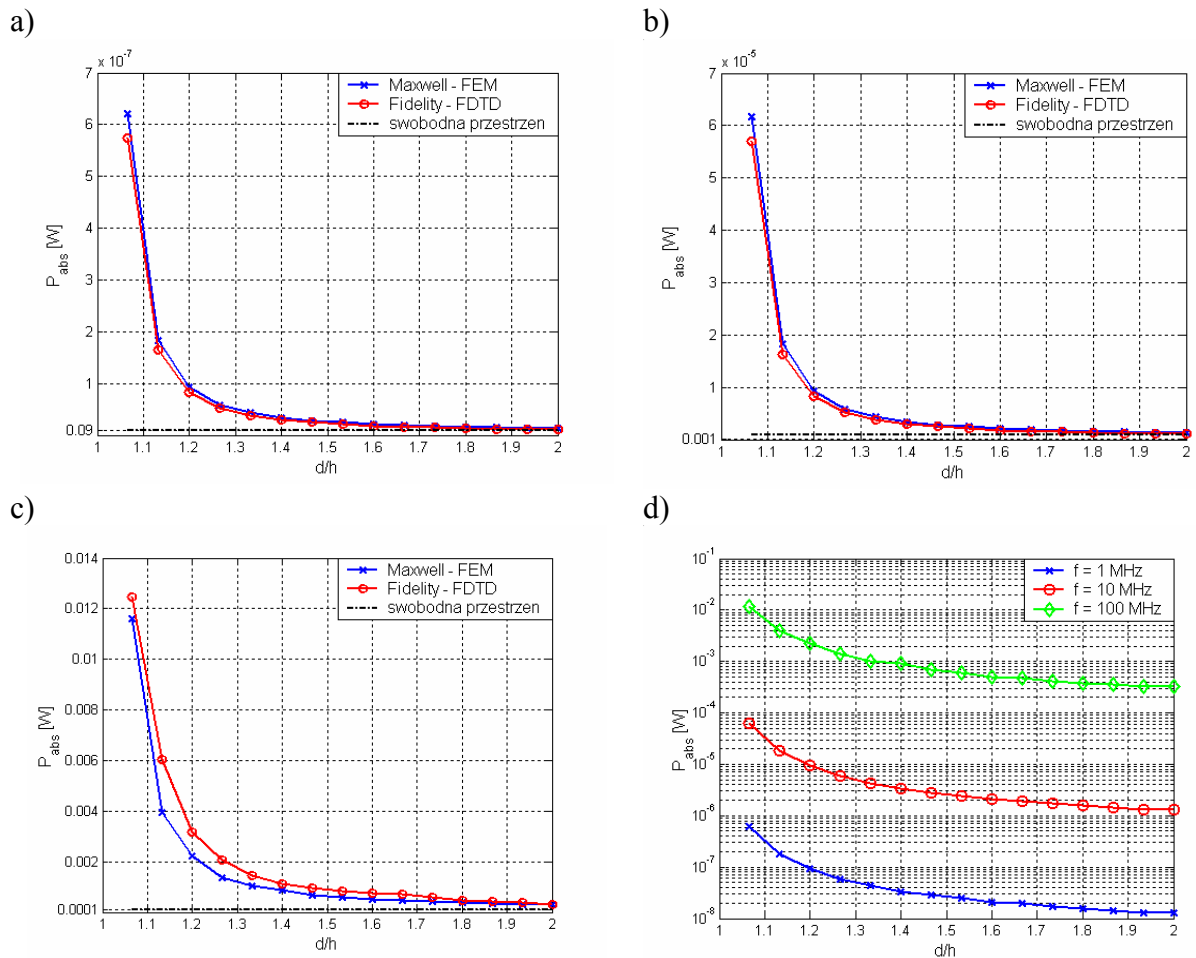


**Rys. 6.6.** Wyniki obliczeń mocy absorbowanej przez walcowy model człowieka umieszczony prostopadłe do ścian linii: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz d) porównanie wyników dla różnych częstotliwości.

Podobne efekty można zaobserwować w przypadku równoległego umieszczenia walca do ścian linii. Gdy stosunek  $d/h$  jest niewielki do obiektu wnika pole elektryczne, którego natężenie jest znacznie większe niż dla dużych wartości  $d/h$ , lub gdy obiekt umieszczony jest w swobodnej przestrzeni (rys. 6.7). Wyniki obliczeń mocy pochłanianej przez walec umieszczony równoległe do ścian linii (rys. 6.8) pozwalają na wyciągnięcie analogicznych wniosków jak dla przypadku prostopadłego ułożenia walca. W tym przypadku, wpływ układu na badany obiekt jest większy niż dla prostopadłego ułożenia walca. Gdy  $d/h$  jest niewielki obiekt pochłania moc 60 razy większą w stosunku do warunków swobodnej przestrzeni.



Rys. 6.7. Rozkład natężenia pola elektrycznego wewnątrz jednorodnego walca umieszczonego równoległe do ścian linii dla różnych odległości między płytami, przy częstotliwości  $f = 1$  MHz.



Rys. 6.8. Wyniki obliczeń mocy absorbowanej przez walcowy model człowieka umieszczonego równoległe do ścian linii: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz d) porównanie wyników dla różnych częstotliwości.

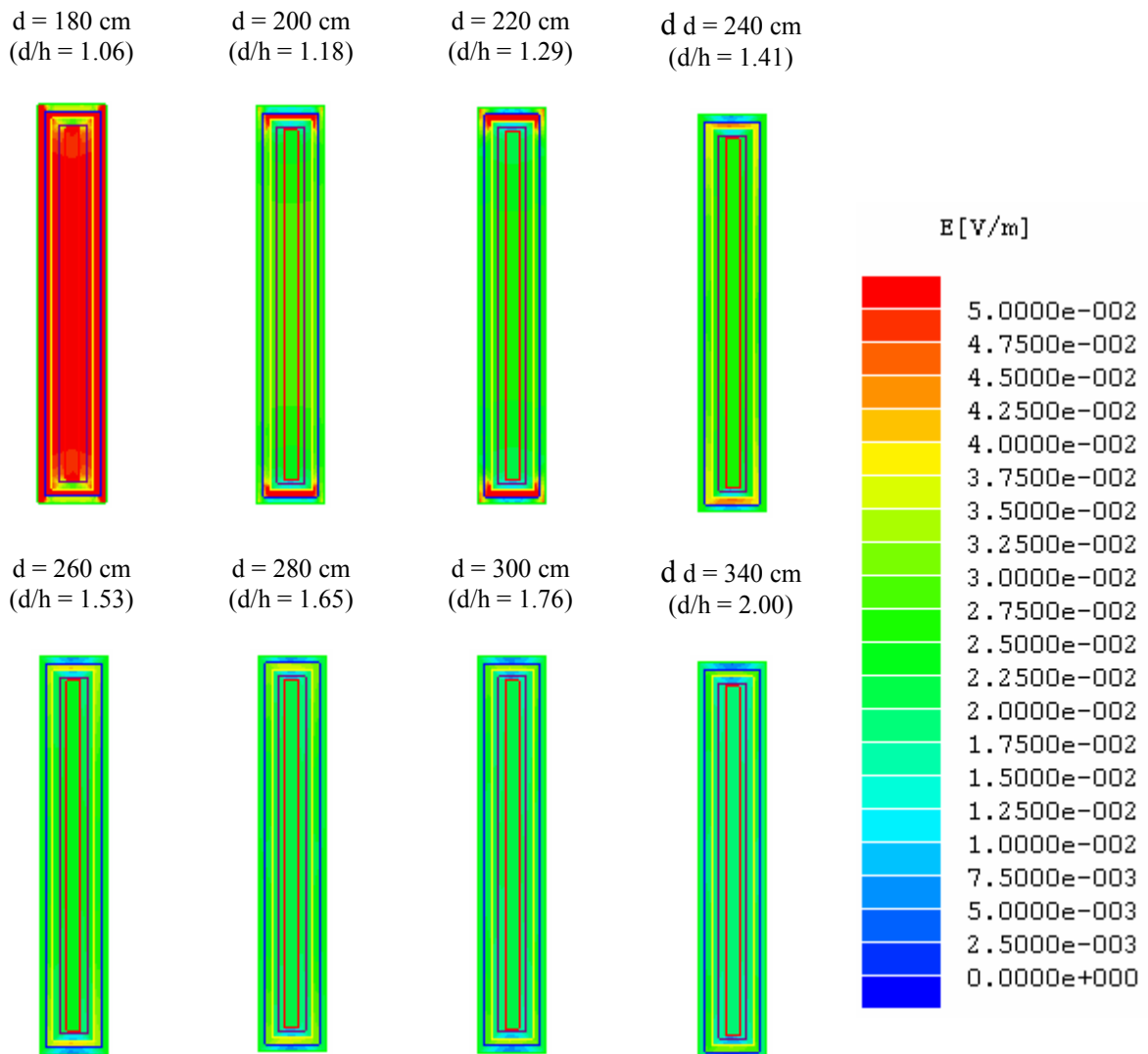
### 6.3.1.2. Model niejednorodny

Bardziej zbliżonym do warunków rzeczywistych jest model niejednorodny. Do tego celu zaproponowano i zasymulowano wałek składający się z kilku warstw, którym przypisano właściwości podstawowych tkanek występujących w ciele człowieka (rys. 6.2).

Wyniki symulacji przeprowadzonych dla modelu umieszczonego prostopadłe do ścianek linii pokazano na rys. 6.9 i rys. 6.10.

Jak widać, wbrew intuicyjnym przewidywaniom, opartym na występowaniu efektu naskórkowego, w warstwie powierzchniowej natężenie pola elektrycznego jest mniejsze niż w warstwach wewnętrznych, co wynika ze słabego jej ukrwienia, a więc i stosunkowo niewielkiej przewodności.

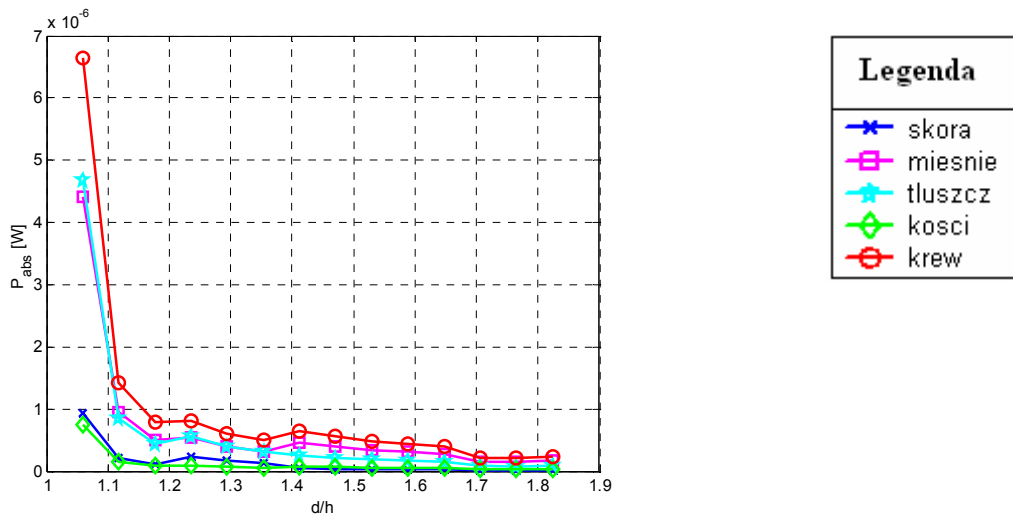
Absorpcję mocy przez poszczególne tkanki przedstawiają wykresy (rys. 6.10). W badanym modelu, jak już wcześniej wspomniano, najwięcej mocy pochłania warstwa, której przypisano parametry elektryczne krwi, następnie mniej więcej na tym samym poziomie jest absorpcja mocy przez tkankę mięśniową i skórną, i kolejno tkankę kostną i tłuszczową.



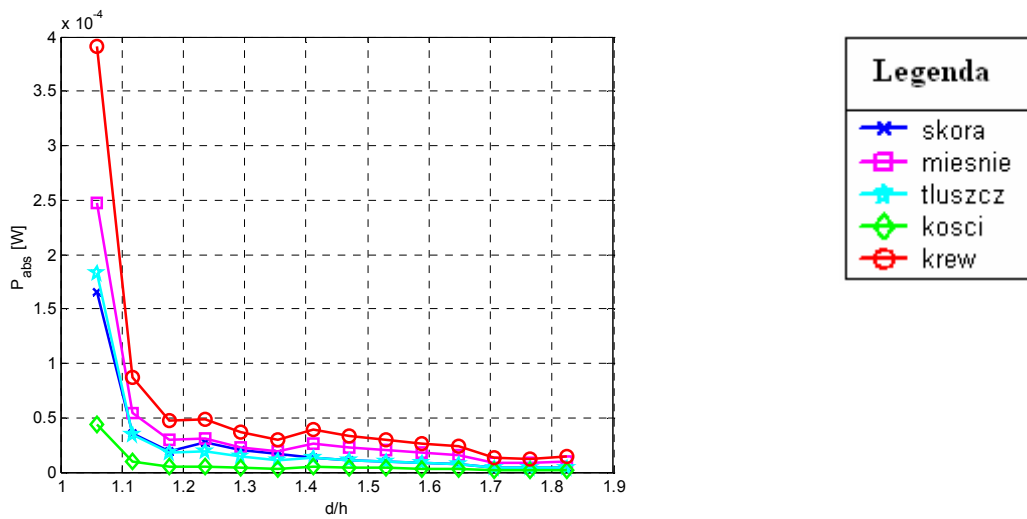
**Rys. 6.9.** Rozkład natężenia pola elektrycznego wewnątrz niejednorodnego walca umieszczonego prostopadłe do ścian linii dla różnych odległości między płytami, przy częstotliwości  $f = 10$  MHz.



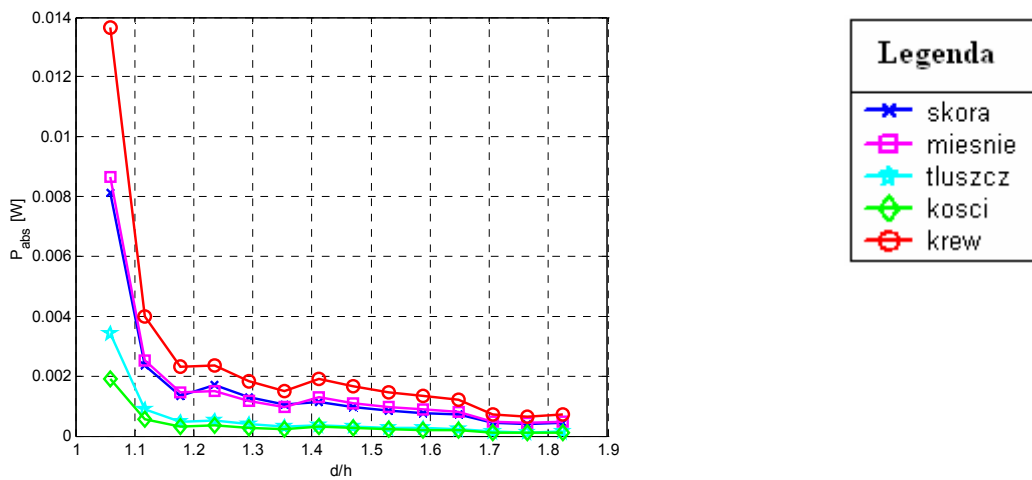
a)



b)



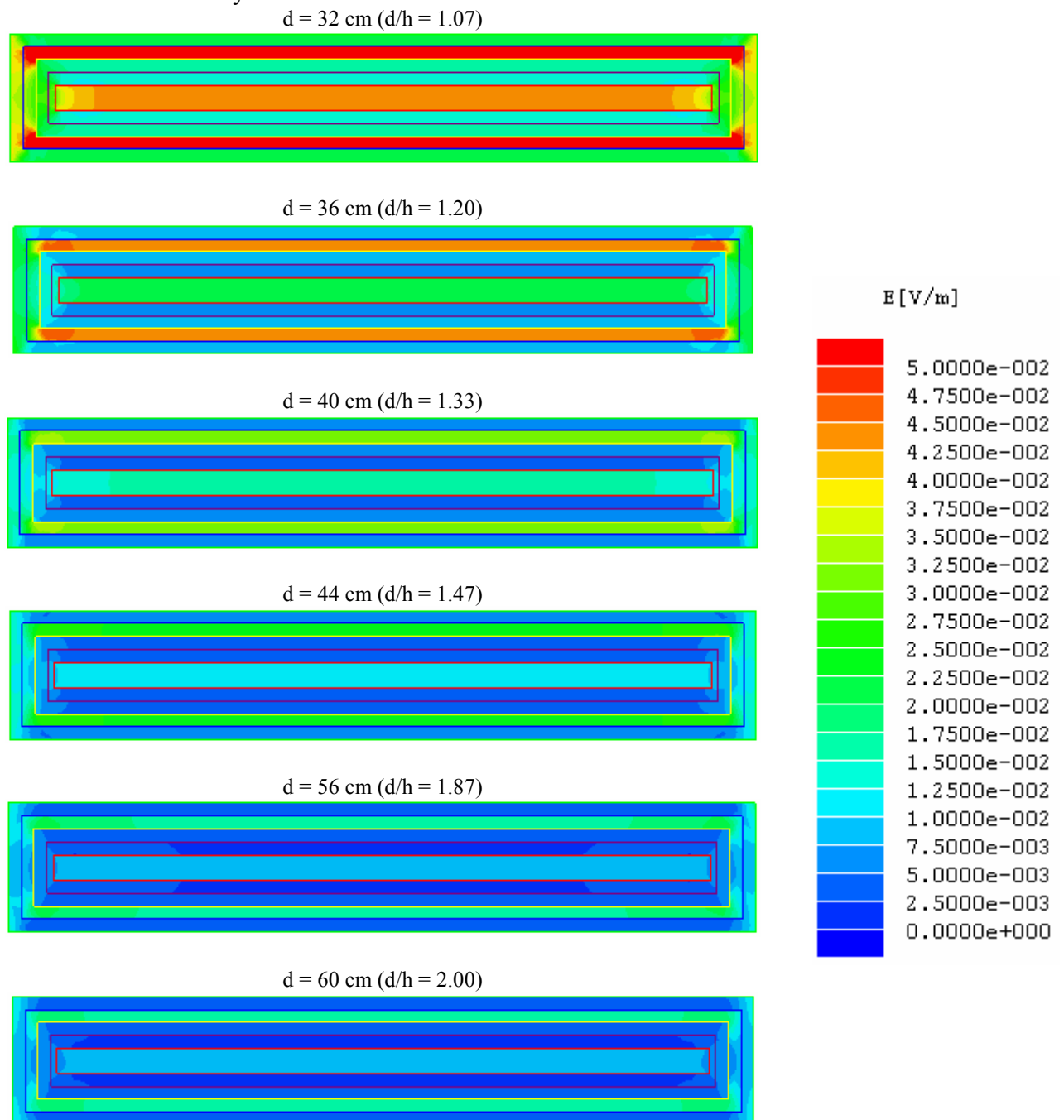
c)



**Rys. 6.10.** Wyniki obliczeń mocy absorbowanej przez walcowy niejednorodny model człowieka umieszczony prostopadle do ścian linii: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz.

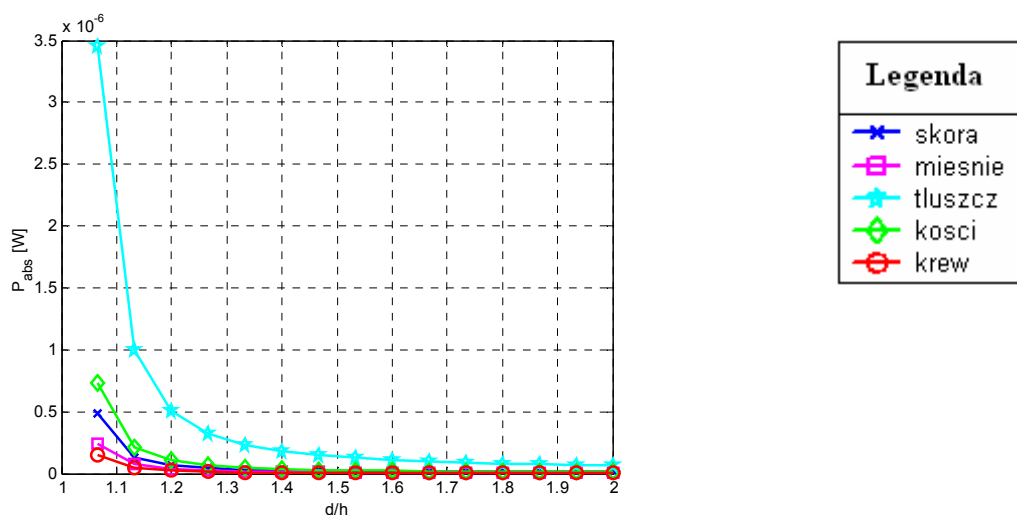
Dla równoległego ułożenia walca w stosunku do ścian linii również można zaobserwować, że najwięcej energii absorbuje tkanka łączna (rys. 6.12). Obliczone rozkłady pola elektrycznego wewnątrz modelu pokazano na rys. 6.11. W stosunku do pionowego ułożenia walca poszczególne tkanki pochłaniają mniej mocy (przy  $f = 10$  MHz i  $d/h = 1.05$ ):

- skóra – 5 razy,
- mięśnie – 8 razy,
- kości – 1.5 raza,
- krew – 14 razy

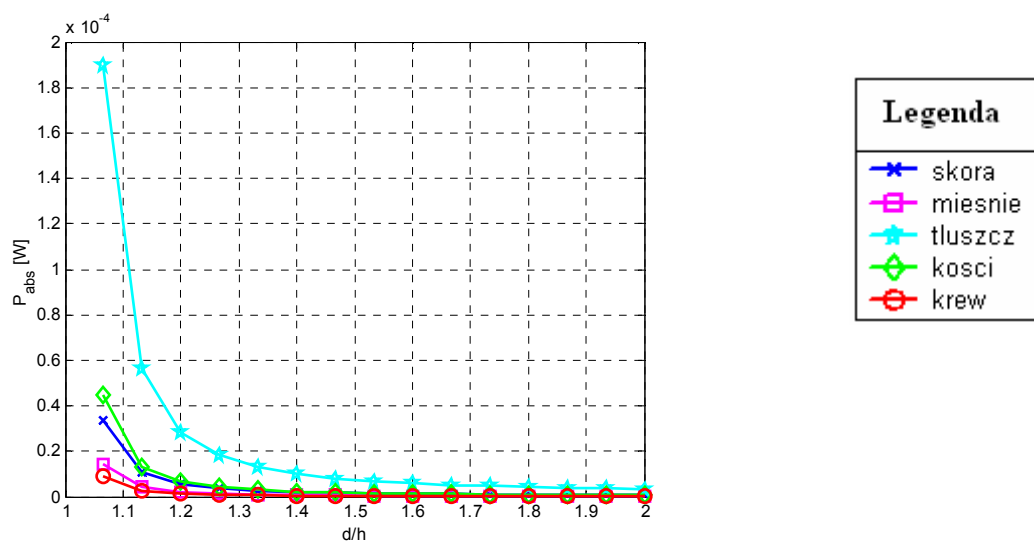


**Rys. 6.11.** Rozkład natężenia pola elektrycznego wewnątrz jednorodnego walca umieszczonego równoległe do ścian linii dla różnych odległości między płytami, przy częstotliwości  $f = 10$  MHz.

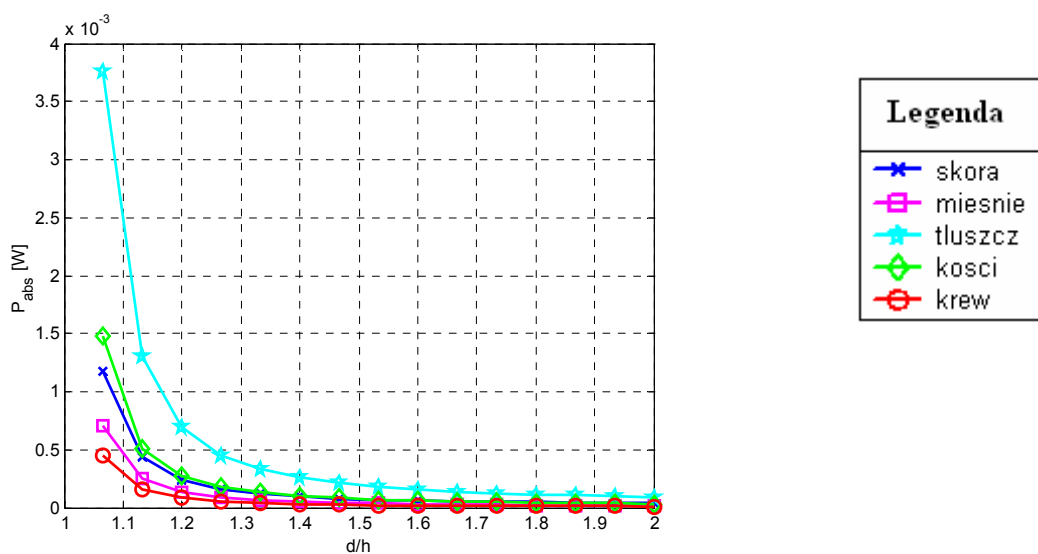
a)



b)



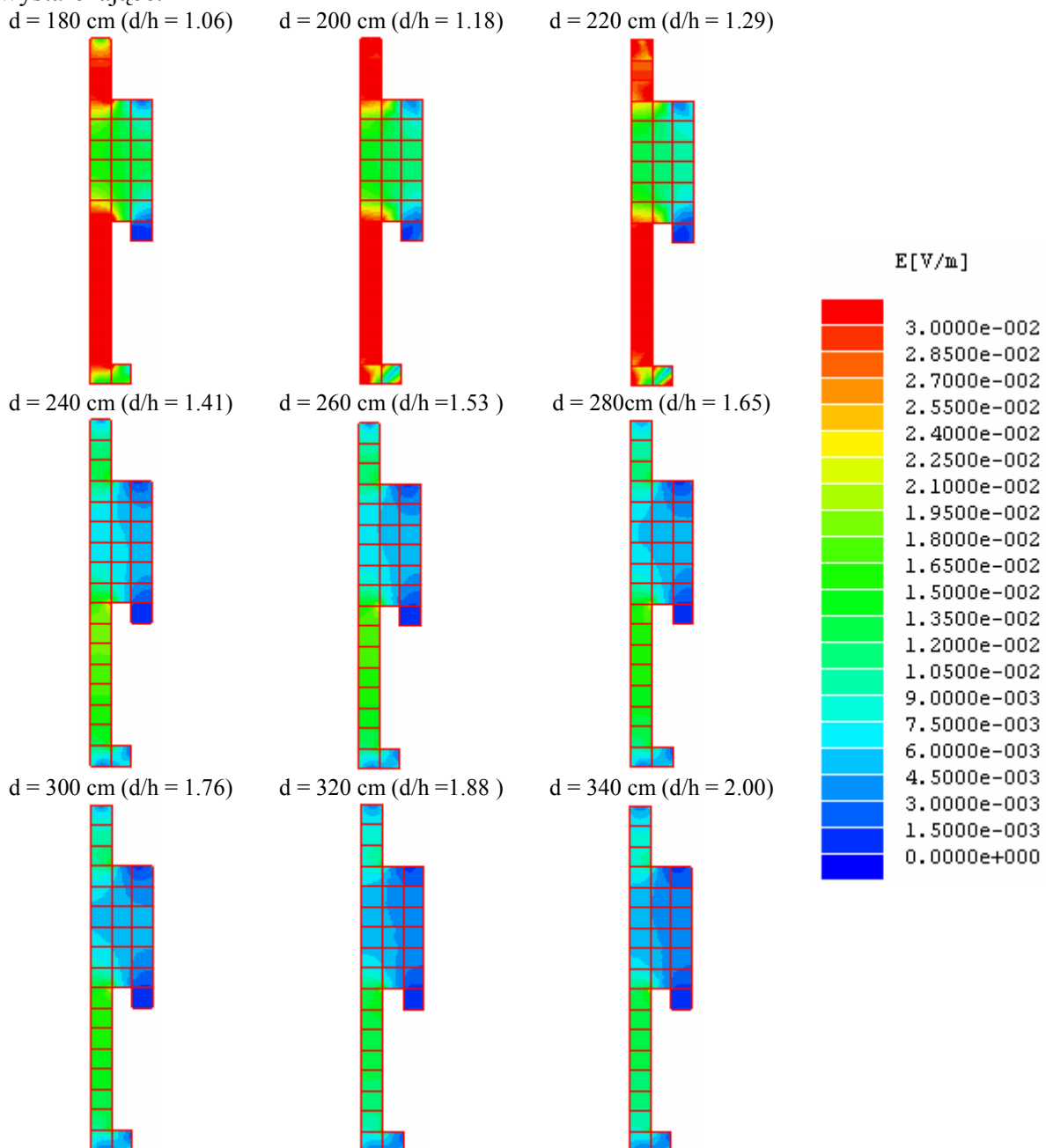
c)



Rys. 6.12. Wyniki obliczeń mocy absorbowanej przez walcowy niejednorodny model człowieka umieszczony równolegle do ścian linii: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz.

### 6.3.2. Blokowy model człowieka

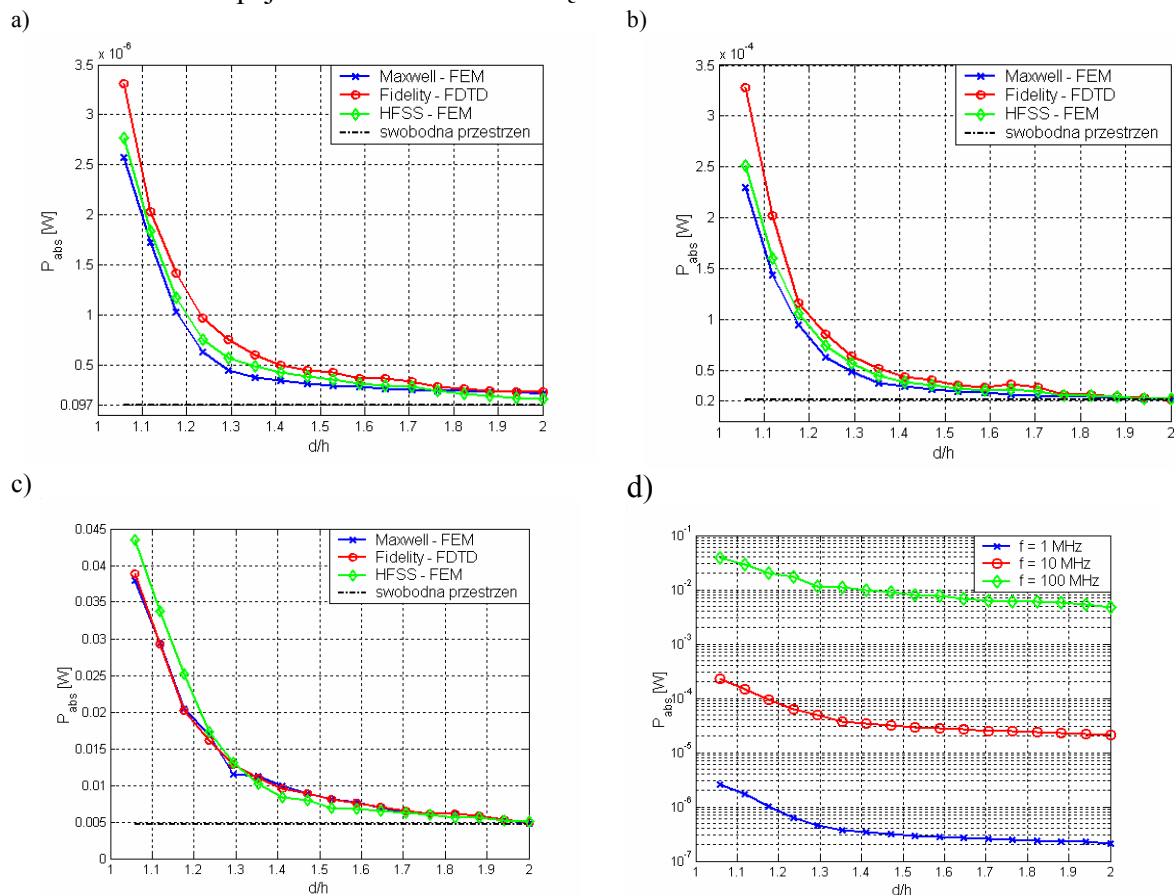
Kolejnym przybliżeniem modelu do warunków rzeczywistych jest blokowy model człowieka, zaproponowany przez Chena, Guru i Nyquista [12]. Model ten pozwala na dokładniejsze operowanie rozkładami pola elektrycznego i absorbowanej mocy w stosunku do jednorodnego modelu walcowego, czy modelu warstwowego. Dokładność ta jest funkcją ilości bloków, z jakich składa się model. Na największe dokładności w przybliżeniu budowy organizmów żywych i uzyskane rezultaty oszacowań pozwoliłyby model o milimetrowej rozdzielczości, zaproponowany przez Gandhiego [26][55]. Jednak jego zastosowanie leży poza możliwościami stosowanego oprogramowania. Natomiast w celu przedstawienia omawianych w pracy zjawisk przyjęte i rozpatrywane modele można uznać za w pełni wystarczające.



Rys. 6.13. Rozkład natężenia pola elektrycznego wewnątrz blokowego modelu człowieka umieszczonego prostopadle do ścian linii dla różnych odległości między płytami, przy częstotliwości  $f = 10 \text{ MHz}$ .

Rezultaty oszacowań rozkładu pola elektrycznego w blokowym modelu człowieka, umieszczonym prostopadle do ścianek linii pokazano na rys. 6.13. Z przedstawionych rozkładów pola elektrycznego wewnątrz modelu człowieka wynika, że przy prostopadłym jego ułożeniu względem ścian linii, na promieniowanie najbardziej narażone są nogi i głowa. W miarę oddalania płyt od modelu natężenie pola wewnątrz ciała maleje. Zmiany mocy pochłanianej przez blokowy model człowieka przedstawiono na rys. 6.14.

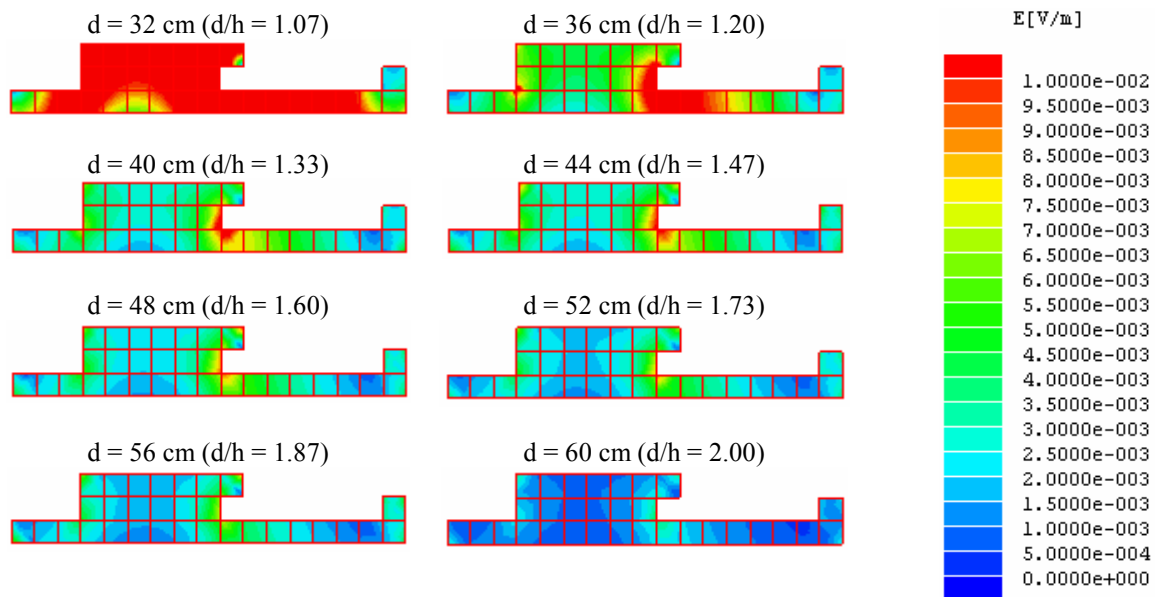
Przy  $d/h \geq 2$  można przyjąć równoważność mocy absorbowanej przez model w układzie ekspozycyjnym z absorpcją w warunkach swobodnej przestrzeni, co oznacza, że w przypadku gdy  $d/h < 2$  należy uwzględnić zmiany w absorpcji powodowane obecnością płyt, przy odnoszeniu warunków ekspozycji do warunków swobodnej przestrzeni. Podobnie jak w poprzednich rozważaniach można zauważyć szybszą zbieżność pokazanych na rysunkach krzywych absorpcji do warunków swobodnej przestrzeni przy mniejszych częstotliwościach oraz wzrost absorpcji wraz ze wzrostem częstotliwości.



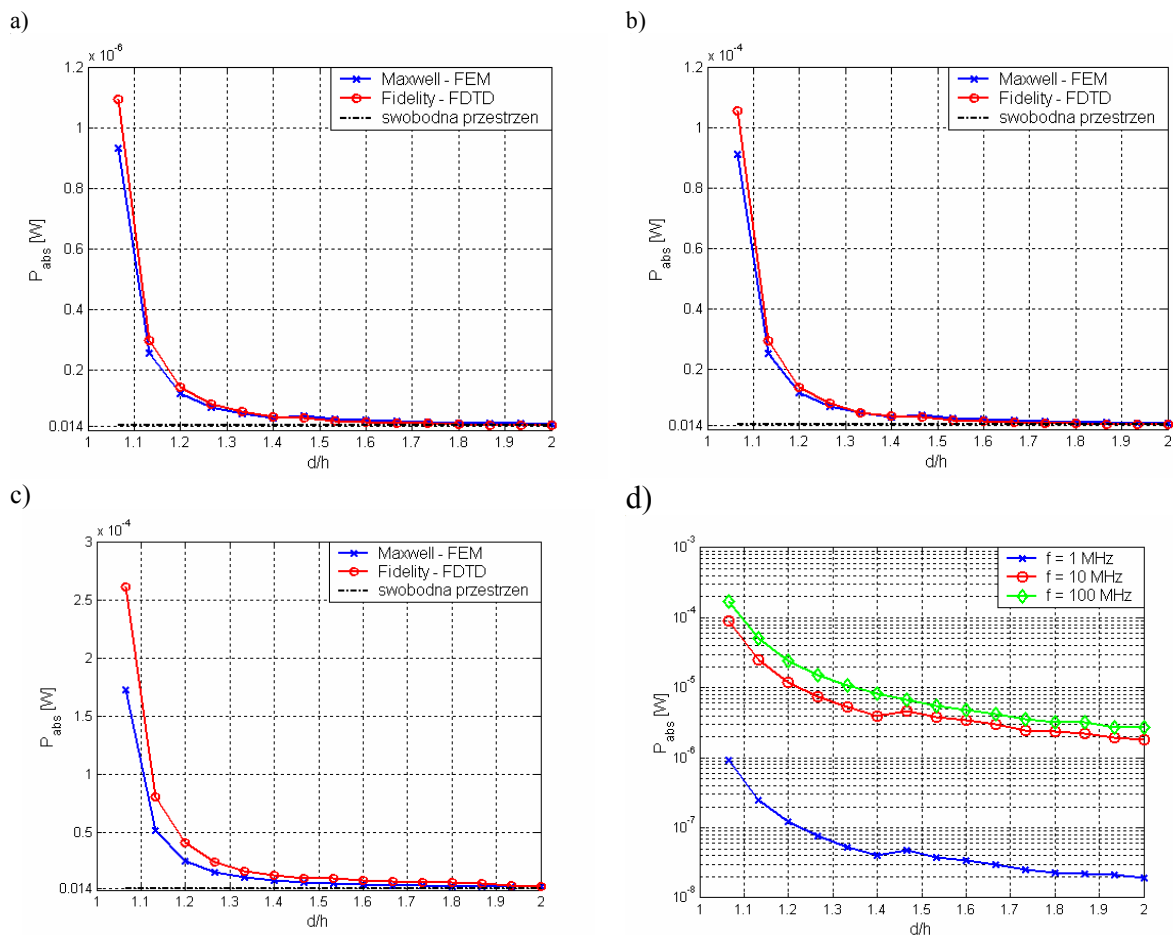
**Rys. 6.14.** Wyniki obliczeń mocy absorbowanej przez blokowy model człowieka umieszczony prostopadle do płyt ścian linii :a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz d) porównanie wyników dla różnych częstotliwości..

Na rysunkach 6.15 i 6.16 pokazano wyniki obliczeń rozkładu pola elektrycznego i absorpcję energii dla przypadku poziomego ułożenia blokowego modelu człowieka względem ścianek linii. Wnioski są analogiczne jak dla prostopadłego ułożenia modelu w linii.

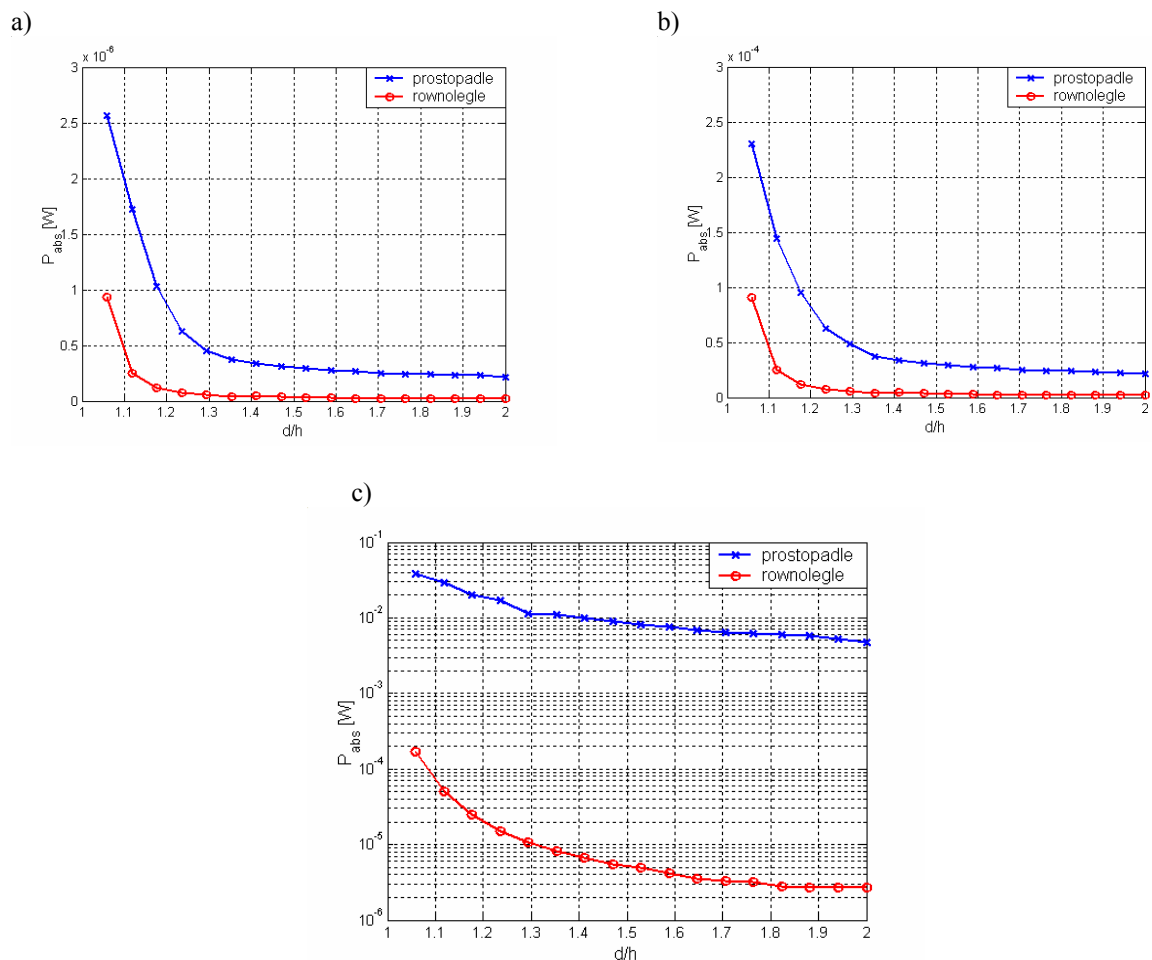
Na rys. 6.17 pokazano jaki wpływ na ilość zaabsorbowanej energii ma ułożenie modelu względem metalowych płaszczyzn. W każdym z badanych przypadków zdecydowanie więcej mocy zostało pochłoniętej przy prostopadłym ułożeniu obiektu niż przy ułożeniu równoległym.



Rys. 6.15. Rozkład natężenia pola elektrycznego wewnątrz blokowego modelu człowieka umieszczonego równoległe do ścian linii dla różnych odległości między płytami, przy częstotliwości  $f = 10$  MHz.



Rys. 6.16. Wyniki obliczeń mocy absorbowanej przez blokowy model człowieka umieszczonego równoległe do ścian linii : a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz d) porównanie wyników dla różnych częstotliwości..



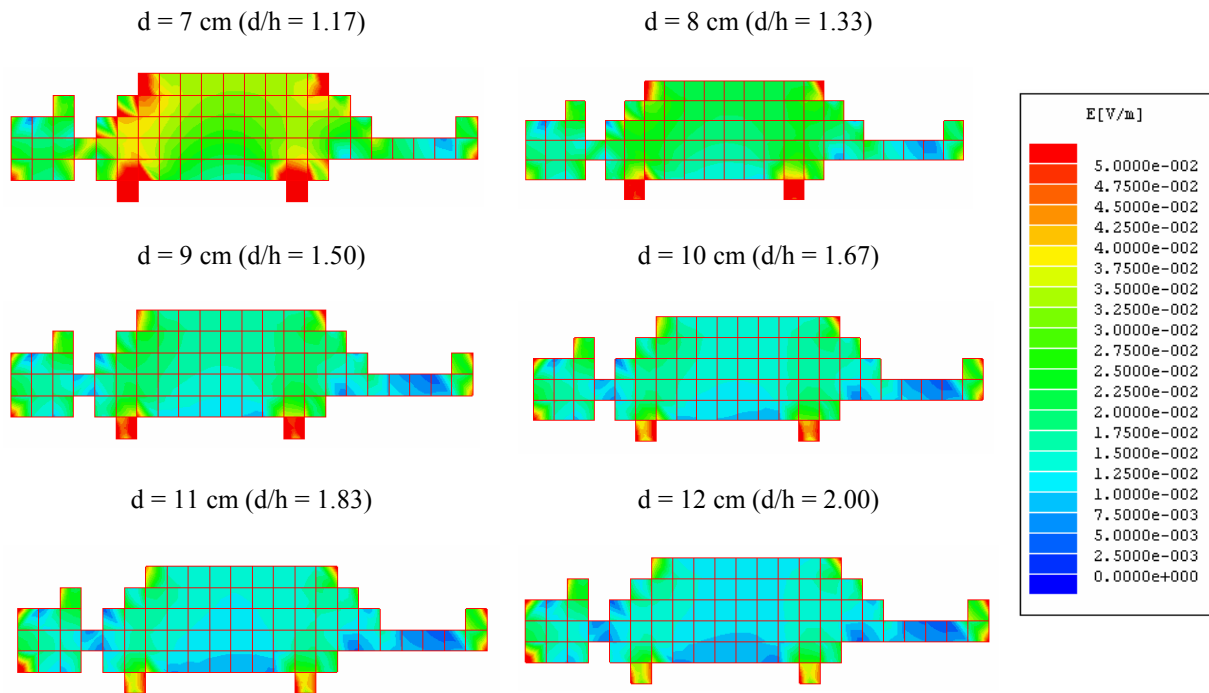
Rys. 6.17. Porównanie wyników obliczeń mocy absorbowanej przy równoległym i prostopadłym ułożeniu modelu blokowego do ścian linii dla: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz.

## 6.4. Blokowy model myszy

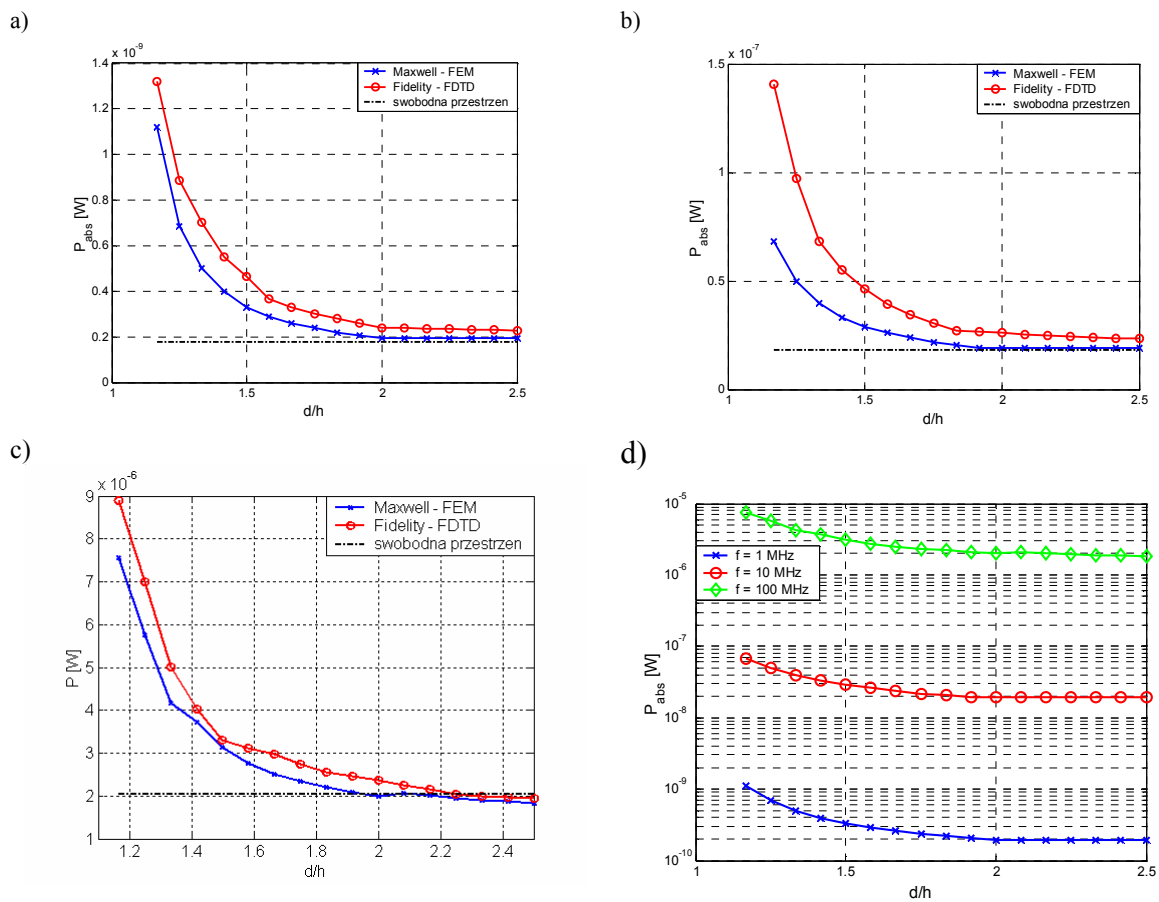
Ostatnim z rozważanych w niniejszej pracy obiektów jest mysz, której blokowy model, zbudowany na podstawie własnego pomysłu, przedstawiono na rys. 6.4. Jak wspomniano w rozdziale 4, powodem częstego odwoływania się do „myszy” w niniejszej pracy jest powszechność wykorzystywania myszy jako zwierząt doświadczalnych w wielu badaniach biomedycznych, w tym także bioelektromagnetycznych.

Obliczone rozkłady pola elektrycznego dla różnych stosunków wymiarów układu ekspozycyjnego do wymiarów myszy ( $d/h$ ) pokazano na rys. 6.18, natomiast wyniki ilości pochłanianej mocy przedstawiono na rys. 6.19.

Z przedstawionych wyników, nie tylko w powyższym przykładzie myszy, można wnioskować, że badane obiekty cechuje swoista „impedancja wejściowa”, która jest odpowiedzialna za pochłanianie energii PEM, oraz że istnieje „impedancja wzajemna” obiektu i jego zwierciadlanego odbicia (odbić) pozwalająca na wyjaśnienie przyczyn zbieżności ilości pochłanianej energii od obecności i odległości do innych obiektów materialnych.



Rys. 6.18. Rozkłady natężenia pola elektrycznego wewnątrz blokowego modelu myszy dla różnych odległości między płytami, przy  $f = 10$  MHz.



Rys. 6.19. Wyniki obliczeń mocy absorbowanej przez blokowy model myszy umieszczony równoległe do ścian linii :a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz d) porównanie wyników dla różnych częstotliwości..



## 6.5. Niektóre błędy w badaniach bioelektromagnetycznych

W rozdziale 4 zwrócono uwagę na pewne nieprawidłowości jakie mają miejsce podczas prowadzenia badań bioelektromagnetycznych. Polegają one na traktowaniu badanej populacji zwierząt użytych w eksperymencie jako populacji jednorodnej i nieuwzględnianiu zaburzeń tej niejednorodności w rezultacie wzajemnych oddziaływań między osobnikami populacji oraz wpływu układu ekspozycyjnego. Obecnie autor chciałby zwrócić uwagę na kolejne źródła błędów popełniane w tego typu badaniach. W większości wynikają one z traktowania badanego obiektu (badanej populacji) jako jednorodnego i obliczanie mocy absorbowanej przez obiekt na podstawie zależności (6.3), co odpowiada przyjęciu jednorodności materiału badanego obiektu, co do jego parametrów elektrycznych oraz stałej wartości pola elektrycznego w całym obiekcie. W badaniach eksperymentalnych prowadzi to do korzystania ze zweryfikowanej wartości SAR dla całego obiektu. Dozymetria numeryczna pozwala na zróżnicowanie parametrów elektrycznych poszczególnych tkanek i organów, a więc i wyznaczenie rozkładu PEM, absorbowanej mocy oraz SAR w całym obiekcie. Wymaga to podejścia opisanego zależnością (6.4). Pozwala także na analizowanie zależności tych parametrów od częstotliwości, geometrii ekspozycji, obecności i oddziaływań wzajemnych między badanymi obiektami oraz układem ekspozycyjnym i in. Rezultaty przeprowadzonych analiz numerycznych mają zwrócić uwagę na występujące tu zjawisko i możliwość doprecyzowania interpretacji prowadzonych badań eksperymentalnych, gdzie rzeczywisty poziom absorpcji energii PEM przez poszczególne tkanki i organy, zwłaszcza *in vivo*, jest niemożliwy.

### 6.5.1. Wpływ odległości między badanym obiektem i źródłem na rozkład PEM

Podczas badań biomedycznych, których symulacje komputerowe przeprowadzono w niniejszej pracy, umieszczano badany obiekt między metalowymi płytami układu ekspozycyjnego i badano moc jaka została pochłonięta. Z przedstawionych rozkładów pola w badanym obiekcie:

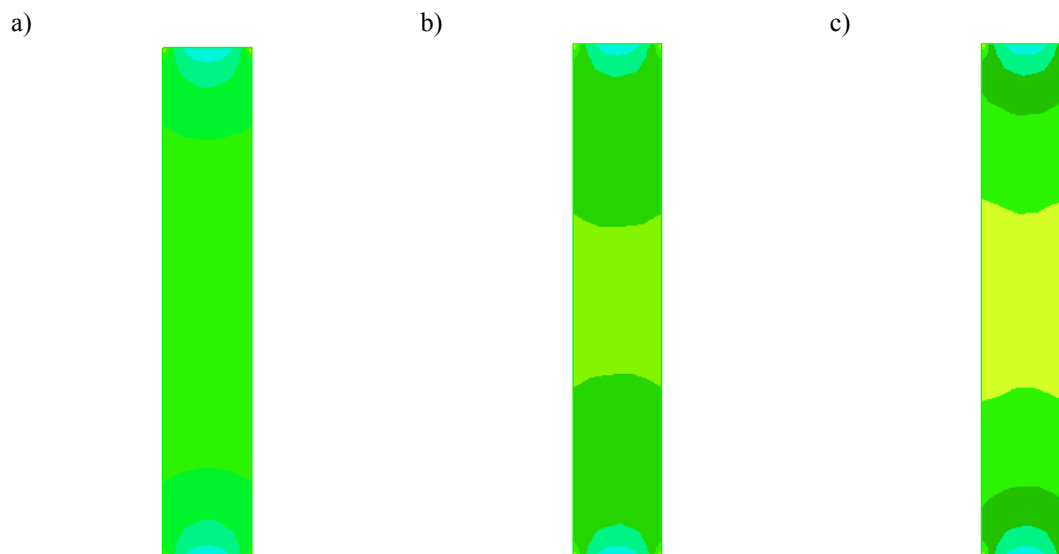
- dla jednorodnego walcowego modelu człowieka ułożonego pionowo (rys. 6.5) i poziomo (rys. 6.7) w linii,
- dla niejednorodnego modelu walcowego umieszczonego prostopadłe (rys. 6.9) i równoległe (rys. 6.11) do płyt linii,
- dla blokowego modelu ułożonego pionowo (rys. 6.13) i poziomo (rys. 6.15) do ścian linii,
- dla blokowego modelu myszy umieszczonego w linii (rys. 6.18),

wynika że wpływ obecności metalowych płyt układu ekspozycyjnego ma zasadnicze znaczenie na rozkład i wielkość pochłanianej energii PEM przez analizowany obiekt..

### 6.5.2. Wpływ częstotliwości na rozkład pola

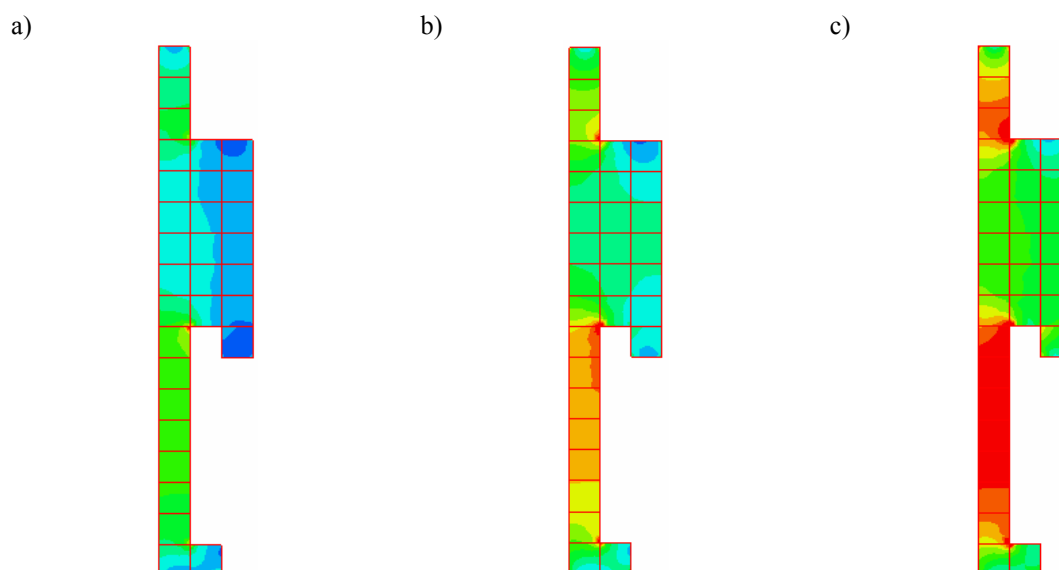
W powyższych rozdziałach przedstawiono rozkłady pola elektrycznego wewnątrz obiektu dla różnych stosunków wymiarów układu ekspozycyjnego do wymiarów badanego obiektu. Teraz pokazany zostanie rozkład pola elektrycznego w zależności od częstotliwości. Jest to uzasadnione, bowiem przyjmuje się wyliczenie mocy absorbowanej przez obiekt w postaci całosciowej dla danego obiektu, tzn. na podstawie zależności (6.3). W rzeczywistości jedna rozkład mocy w obiekcie nie jest równomierny – nawet, gdy mamy do czynienia z jednorodną bryłą, co pokazano na przykładzie walcowego modelu człowieka dla trzech różnych częstotliwości (rys. 6.20). Oszacowanie przeprowadzono dla opromieniowania obiektu liniowo spolaryzowaną falą płaską, której wektor pola elektrycznego jest równoległy do osi

analizowanego modelu, co odpowiada układowi ekspozycyjnemu, w którym płyty są odsunięte na odległość umożliwiającą pominięcie ich wpływu.



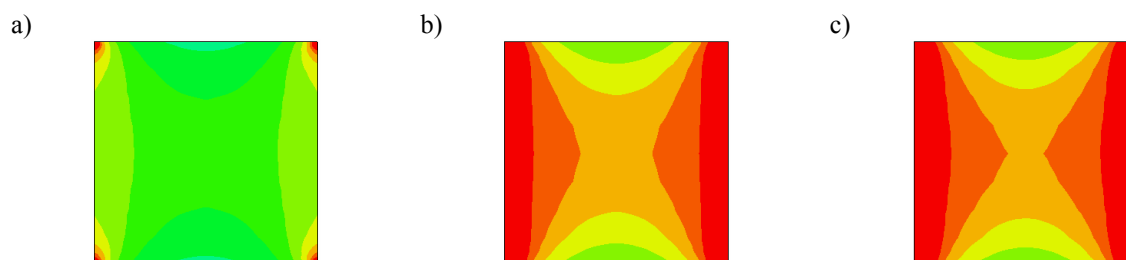
**Rys. 6.20.** Rozkłady natężenia pola elektrycznego wewnątrz walcowego modelu człowieka umieszczonego w linii dla różnych częstotliwości: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz.

W złożonej strukturze organizmu rozkład pola może być znacznie bardziej nierównomierny niż ma to miejsce dla przypadku pokazanego na rys. 6.20. Efekt ten można już zaobserwować w przypadku nieco bardziej złożonego modelu, niż model walcowy – modelu blokowego, zbudowanego z sześciennych kostek. Obliczone dla tego przypadku rozkłady natężenia pola elektrycznego pokazano na rys. 6.21. Z pokazanych rysunków widać, że rozkład pola wewnątrz obiektu nie jest równomierny, a nierównomierność ta wzrasta ze wzrostem częstotliwości. Przedstawione analizy przeprowadzono dla bardzo uproszczonego modelu opromieniowanego falą płaską i przy założeniu identyczności parametrów elektrycznych wszystkich elementów modelu.



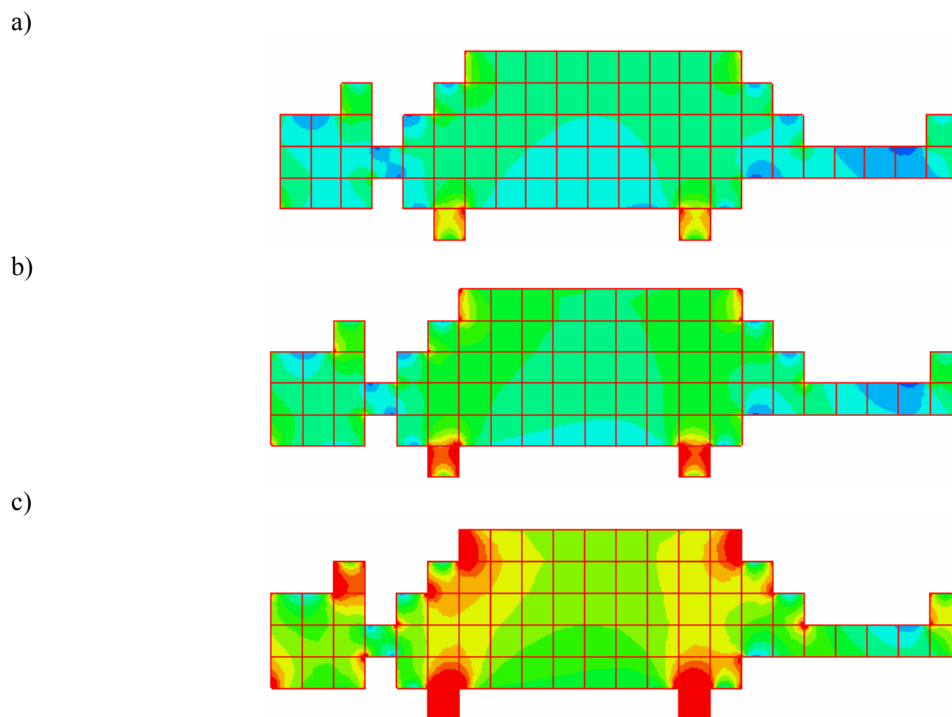
**Rys. 6.21.** Rozkłady natężenia pola elektrycznego wewnątrz blokowego modelu człowieka umieszczonego w linii dla różnych częstotliwości: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz.

Podobną sytuację mamy także w przypadku modelu myszy. Nierównomierny rozkład można zaobserwować w jednorodnym sześciennym modelu (rys. 6.22). Wzrost nierównomierności pola jest znaczny, gdy kształt modelu myszy jest bardziej złożony (rys. 6.22).



Rys. 6.22. Rozkłady natężenia pola elektrycznego wewnątrz sześciennego modelu myszy umieszczonej w linii dla różnych częstotliwości: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz.

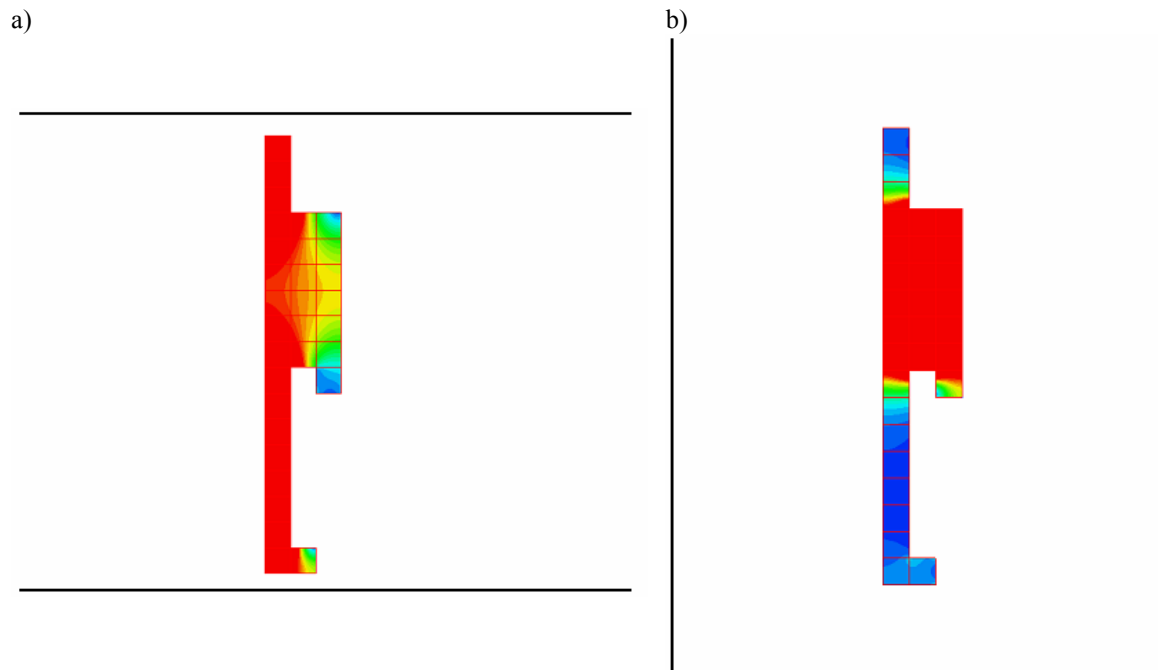
Należy ponownie wspomnieć, że absorpcja zależy także od położenia modelu w stosunku do wektorów PEM oraz od efektu „sąsiedzkiego”, tzn. wzajemnego oddziaływania linii na badany obiekt – zagadnienia, którego dotyczy ta praca.



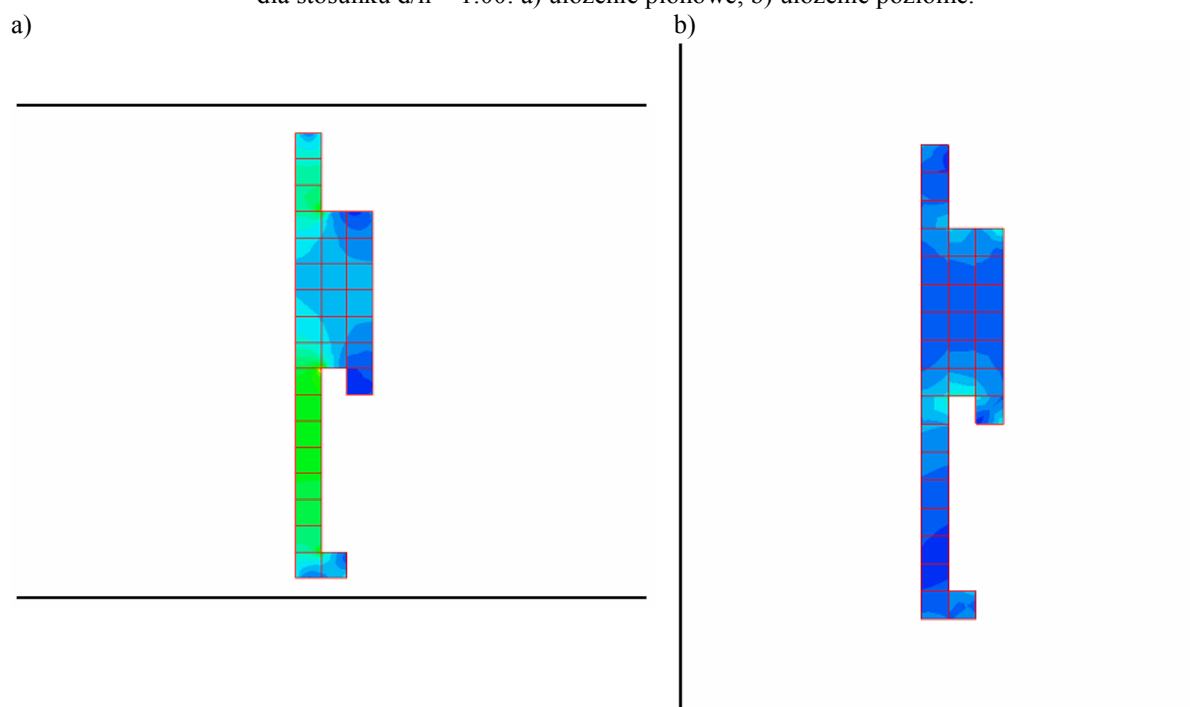
Rys. 6.23. Rozkłady natężenia pola elektrycznego wewnątrz blokowego modelu myszy umieszczonej w linii dla różnych częstotliwości: a)  $f = 1$  MHz, b)  $f = 10$  MHz, c)  $f = 100$  MHz.

### 6.5.3. Ułożenie obiektu względem wektorów pola

Innym czynnikiem wpływającym na rozkład PEM wewnątrz obiektu poddawanego ekspozycji, poza odległością między metalowymi płytami, czy też zmianą częstotliwości, jest także wzajemne ułożenie w przestrzeni obiektu i wektorów PEM. Jako przykład zostanie pokazany rozkład pola elektrycznego w blokowym modelu człowieka, który ułożono pionowo i poziomo względem metalowych płyt, dla dwóch różnych odległości między płytami (rys. 6.24 i rys. 6.25) przy częstotliwości 10 MHz i natężeniu pola elektrycznego 1 V/m.



**Rys. 6.24.** Rozkłady natężenia pola elektrycznego dla blokowego modelu człowieka umieszczonego w linii dla stosunku  $d/h = 1.00$ : a) ułożenie pionowe, b) ułożenie poziome.



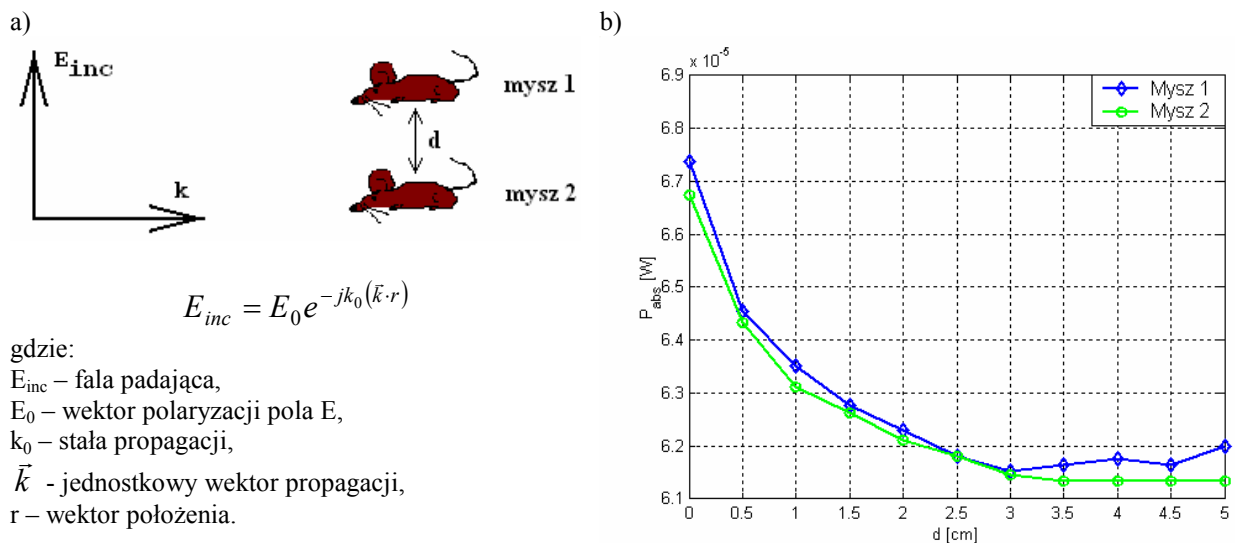
**Rys. 6.25.** Rozkłady natężenia pola elektrycznego dla blokowego modelu człowieka umieszczonego w linii dla stosunku  $d/h = 1.50$ : a) ułożenie pionowe, b) ułożenie poziome.

Z zaprezentowanych powyżej wyników symulacji komputerowej (rys. 6.24 i rys. 6.25) wynika, że różnice są bardzo znaczne i dotyczą nie tylko występujących różnic w natężeniu pola, ale także w miejscu jego występowania. W przypadku pionowego ułożenia człowieka w linii TEM najbardziej napromieniowywane są: głowa, nogi i środkowa część tułowia. W przypadku poziomego (równoległego) ułożenia pewne maksimum natężenia pola elektrycznego obserwowane jest w tułowiu.

## 6.6. Obiekt w swobodnej przestrzeni

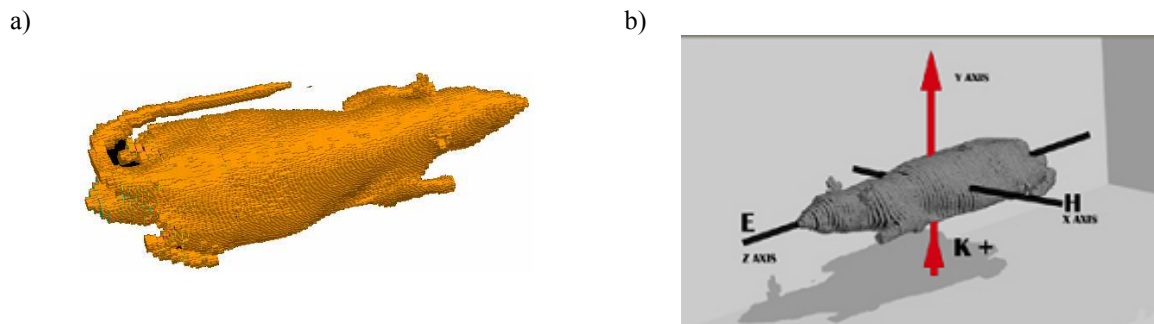
Wzajemne oddziaływania między różnymi obiektami nie dotyczą tylko przypadku, gdy badany obiekt umieszczony jest w układzie ekspozycyjnym. Tu efekt jest jednoznaczny – jemu została poświęcona ta praca.

Wart podkreślenia jest też fakt, że wzajemne oddziaływanie ma miejsce między obiektami, które umieszczone zostaną w swobodnej przestrzeni. Nie jest on tak znaczny jak dla przypadków z układami ekspozycyjnymi, ale ma miejsce i należy go uwzględniać. Rozważany przykład pokazano na rys. 6.26a, na którym w polu fali płaskiej umieszczone zostały dwie myszy, zasymulowane w postaci sześcianów o boku 5 cm, którym przypisano parametry elektryczne  $\epsilon_r = 80$  i  $\sigma = 0.84$  S/m. Natężenie pola elektrycznego wynosi 1 V/m, częstotliwość sygnału 10 MHz.

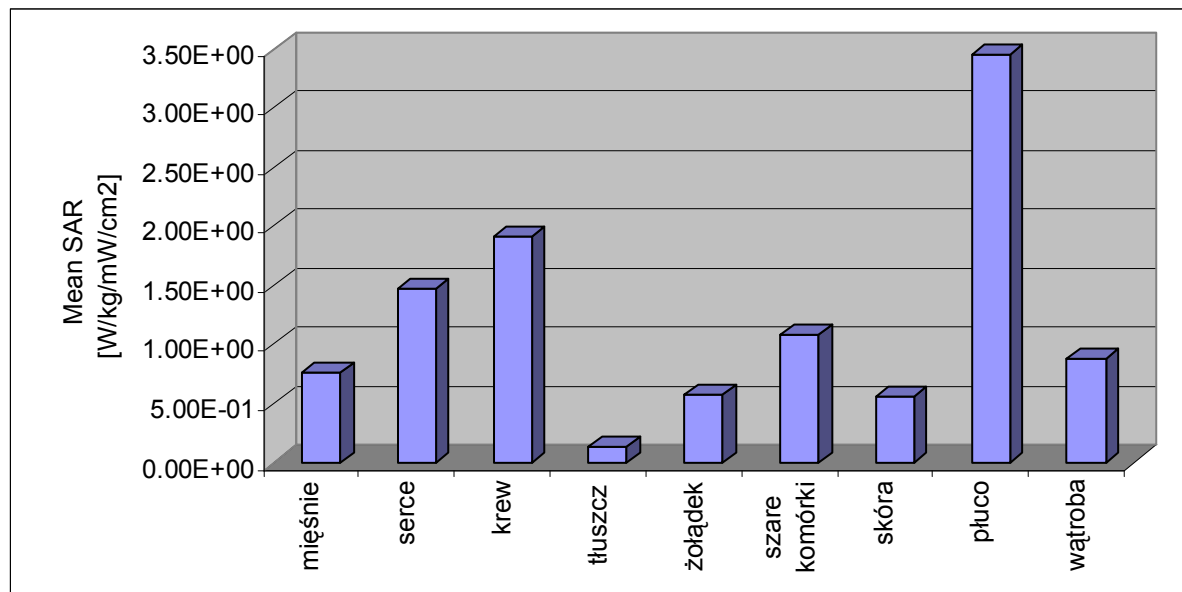


Rys. 6.26. Wzajemne oddziaływania między dwiema myszami umieszczonymi w polu fali płaskiej:  
a) rozpatrywany układ, b) wyniki symulacji.

Z przedstawionych powyżej krzywych (rys. 6.26b) wynika, że nawet w polu fali płaskiej istnieje wzajemne oddziaływanie między obiektami poddanymi napromieniowaniu. Również w polu fali płaskiej rozkład pochłaniania pola jest niejednorodny. Jeśli umieścimy jeden obiekt w polu fali płaskiej, to wyniki otrzymywane z zależności (6.3) nie są jednoznaczne, a jedynie uśredniane, albowiem różne części ciała, różne organy absorbują inną moc, co pokazano na rys. 6.27.



c)



**Rys. 6.27.** Voxelowy model szczura w polu fali płaskiej: a) model, b) ułożenie względem wektorów pola, c) średnia unormowana wartość współczynnika SAR dla kilku wybranych organów.

Na rys. 6.27 pokazano wyniki pochłaniania energii elektromagnetycznej przez różne organy voxelowego modelu szczura umieszczonego w polu fali płaskiej. Jak łatwo zauważyć każdy z wyróżnionych organów pochłania inną wartość mocy.

Podobnie sprawa się ma w przypadku voxelowego modelu człowieka (rys. 2.10f), dla którego dokładne wyniki symulacji komputerowych współczynnika SAR przedstawione są w publikacji [25].

Na efekty te autor zwraca tu jedynie uwagę, natomiast ulegają one znaczniejszemu zróżnicowaniu przy uwzględnieniu obecności wzajemnych oddziaływań analizowanego obiektu z układem ekspozycyjnym i sprzężeń międzyobiektywnych.

## 6.7. Impedancja wejściowa obiektu biologicznego

Z zaprezentowanych we wcześniejszej części pracy rezultatów analiz i symulacji komputerowych jasno wynika, że badany obiekt absorbuje moc, na podstawie której można określić, że istnieje, wpływ układu ekspozycyjnego na badany obiekt. A skoro taki wpływ został zaobserwowany, można przypuszczać, że obiekt ten charakteryzuje się jakąś impedancją, choć do tej pory nikt nie zdefiniował impedancji wejściowej obiektu biologicznego.

Próba wyznaczenia impedancji obiektu biologicznego podjął Korniewicz, co przedstawiono w rozdziale 5. Rozważania, które tam zaprezentowano dotyczą walcowego modelu człowieka umieszczonego pionowo między metalowymi płytami. Wadą tego rozwiązania jest fakt, że analityczne rozważania dotyczą tylko jednego sposobu ułożenia obiektu w linii i małego zakresu częstotliwości do 50 MHz, dla którego model ten obowiązuje. Model ten sprowadza także pojęcie sprzężenia obiektu z układem ekspozycyjnym do pojemności sprzęgającej.

Definicji impedancji jest wiele, np. dla analizowanej linii TEM można zdefiniować zarówno impedancję falową jak i obwodową.

Definicje impedancji falowej, w zależności od rozważanego ośrodka, możemy zapisać w następujący sposób [61]:

- dla idealnego dielektryka ( $\sigma \ll \omega\varepsilon$ )

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}, \quad (6.5)$$

- dla półprzewodnika

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}}, \quad (6.6)$$

- dla przewodnika ( $\sigma \gg \omega\varepsilon$ )

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}}. \quad (6.7)$$

W przypadku linii TEM z dielektrykiem powietrznym obowiązuje zależność (6.5), co wykorzystano poprzednio w zależności (3.6)

Podejście obwodowe umożliwia obliczenie rezystancji, pojemności i indukcyjności według prostych zależności, które możemy zapisać [101]:

- rezystancja

$$R = \frac{\rho b}{S}, \quad (6.8)$$

- pojemność

$$C = \frac{\varepsilon S}{b}, \quad (6.9)$$

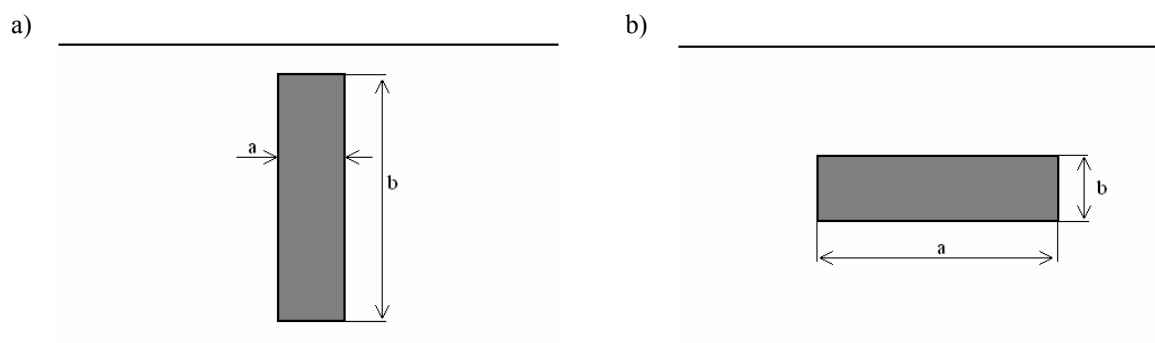
- indukcyjność

$$L = 0.0046 \log \frac{1.47b}{a}, \quad (6.10)$$

gdzie:

- a, b – oznaczenia jak na rys. 6.23,
- $\rho$  – rezystywność materiału,  $\rho = 1/\sigma$ ,
- S – przekrój poprzeczny,  $S = ab$ .

Na podstawie zależności 6.5 – 6.10 przeprowadzono obliczenia impedancji falowej i obwodowej walcowego modelu człowieka pokazanego na rys. 6.23. Wymiary modelu, to  $a = 0.30$  m,  $b = 1.75$  m. Parametry tkanki,  $\varepsilon_r = 80$ ,  $\sigma = 0.84$  S/m. Częstotliwość, dla której wykonano obliczenia to 100 MHz. Wyniki zaprezentowano w tabeli 6.1 i 6.2.



Rys. 6. 23. Model – przekrój walca w linii: a) ułożenie prostopadłe, b) ułożenie równoległe.

Tabela 6.1. Wyniki obliczeń impedancji falowej obiektu biologicznego umieszczonego w linii.

Impedancja falowa [ $\Omega$ ]	
Wzór (6.5)	Wzór (6.6)
42.15	40.4

Tabela 6.2. Wyniki obliczeń impedancji obwodowej obiektu biologicznego umieszczonego w linii.

Ułożenie obiektu w linii	Składowe impedancji obwodowej	
	R [W]	C [F]
Prostopadłe	3.96	14.2 E-12
Równoległe	0.68	1.23 E-09

Wzory na impedancję falową nie uwzględniają wymiarów obiektu, którego impedancję chcemy wyznaczyć, a jedynie własności materiałowe. W przypadku zależności na impedancję obwodową uwzględnione są zarówno wymiary geometryczne i własności materiałowe badanego obiektu. Żadna z tych zależności nie uwzględnia natomiast obecności i wymiarów linii, czyli wzajemnego usytuowania linii i badanego obiektu. Nie możemy na podstawie tych wzorów przeprowadzić analizy zmian impedancji analizowanej myszy w funkcji odległości między płytami linii. Zatem oszacowania należy traktować jako odpowiadające warunkom swobodnej przestrzeni. Natomiast przedstawione w tabeli 6.1 wyniki oszacowań wykazują dużą zbieżność (różnica modułów  $< 10\%$ ), co pokazuje, że przyjęte parametry zastępcze analizowanego modelu odpowiadają dielektrykom o stosunkowo niewielkiej stratności.

Jak to wynika z rezultatów oszacowań pokazanych w tabeli 6.1 i 6.2, ma miejsce istotna różnica obu impedancji. Nie budzi to większych zastrzeżeń, bowiem dotyczy dwu różnych podejść, i tak na przykład typowa impedancja falowa linii TEM wynosi  $50\ [\Omega]$ , natomiast impedancja właściwa ośrodka wypełniającego linię wynosi  $120\pi\ [\Omega]$ .

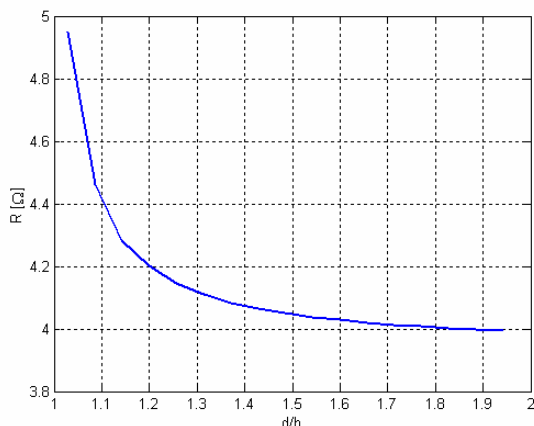
Powyżej przedstawiono podejście analityczne do problemu impedancji obiektu umieszczonego w PEM. Kolejno rozpatrzone zostanie podejście numeryczne. Podejście to ma istotną zaletę w stosunku do przedstawionych zależności – automatycznie uwzględnia wzajemne oddziaływanie pomiędzy obiektem umieszczonym w linii, a jej metalowymi płytami.

Moc absorbowana przez walec wyznaczona została na podstawie zależności (6.3). Mając wartość mocy  $P_{abs}$  pochłoniętej przez obiekt i napięcia, które się na tym obiekcie odkłada  $U$ , można, korzystając z prostej zależności, wyznaczyć impedancję  $Z$  tego obiektu:

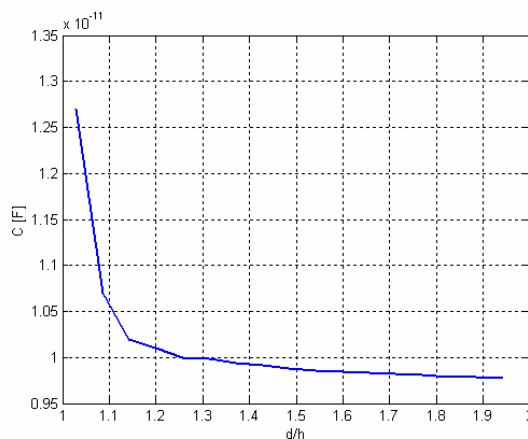
$$Z = \frac{U^2}{P_{abs}}. \quad (6.11)$$

Wyniki obliczeń walcowego modelu człowieka umieszczonego prostopadłe do ścian linii pokazano na rys. 6. 21 i 6. 22.



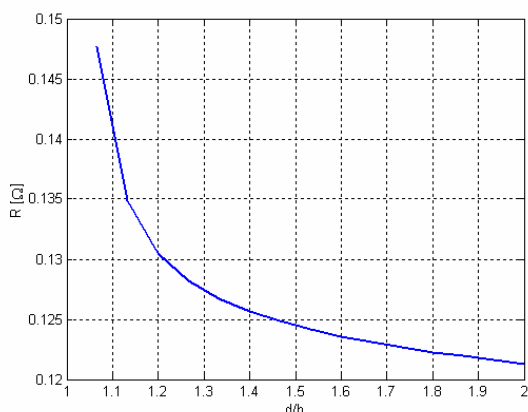


**Rys. 6. 21.** Zmiany rezystancji dla walcowego modelu człowieka umieszczonego prostopadle w linii.

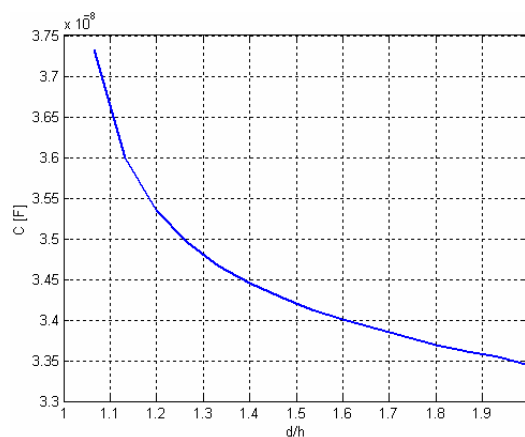


**Rys. 6. 22.** Zmiany pojemności dla walcowego modelu człowieka umieszczonego prostopadle w linii.

Jak poprzednio wykazano wzajemne oddziaływanie istnieje, co ma wpływ także na zmiany rezystancji i pojemności układu zastępczego. Podobnie w przypadku obiektu umieszczonego równolegle w linii (rys. 6.23 i 6.24), tutaj również ma miejsce istotny wpływ układu ekspozycyjnego na parametry badanego walca.



**Rys. 6. 23.** Zmiany rezystancji dla walcowego modelu człowieka umieszczonego równolegle w linii.



**Rys. 6. 24.** Zmiany pojemności dla walcowego modelu człowieka umieszczonego równolegle w linii.

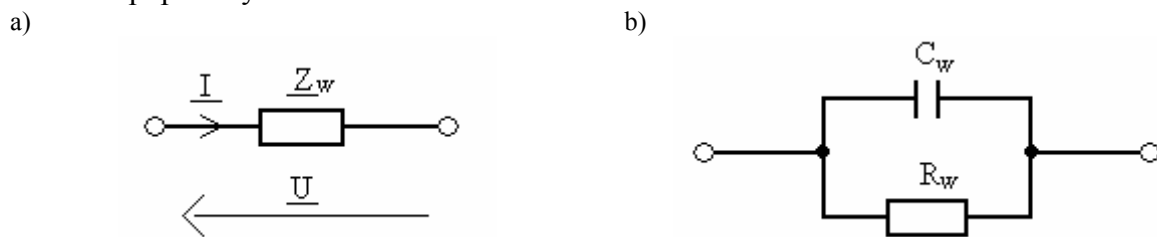
Porównanie pojemności obu modeli (rys. 6.22 i 6.24) pokazuje, że w przypadku równoległego umieszczenia modelu w stosunku do ścian linii pojemność modelu jest większa, a jej zmiany powolniejsze w funkcji  $d/h$ , niż w przypadku prostopadłego umieszczenia modelu, gdzie pojemność stabilizuje się już przy  $d/h > 1.3$ . Istotna różnica ma także miejsce w przypadku analizowanych rezystancji. Stabilizacja wartości rezystancji modelu umieszczonego prostopadle do ścian linii następuje dużo szybciej niż dla modelu umieszczonego równolegle do ścian linii.

Przedstawione spostrzeżenia są zbieżne z wynikami analiz przeprowadzonych dla cienkiej anteny dipolowej umieszczonej między metalowymi płytami, co analizowano w rozdziale 3.

Rezultaty uzyskane drogą symulacji komputerowej różnią się od tych uzyskanych za pomocą wzorów analitycznych. Zwróćmy uwagę na zadziwiającą zbieżność rezultatów

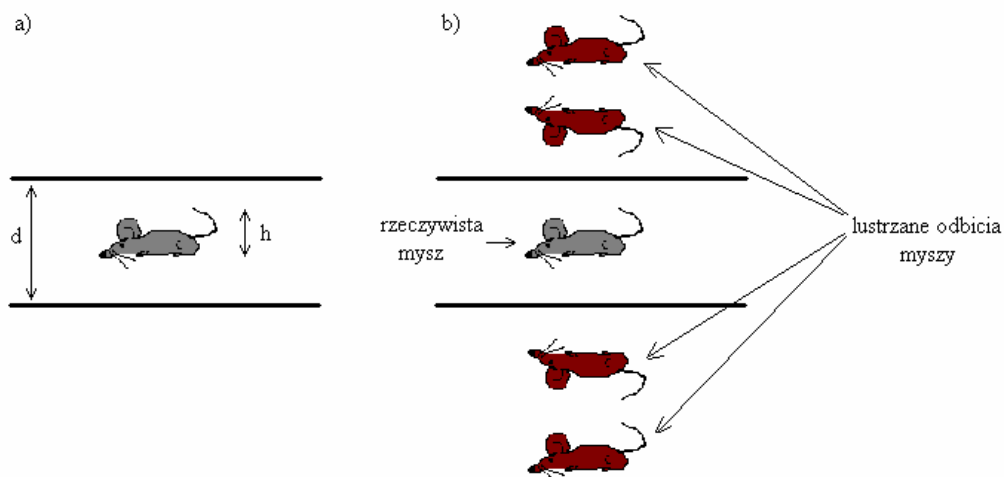
oszacowań rezystancji modelu umieszczonego prostopadle do ścian linii. Jednak już przy pojemności różnice są zauważalne. W przypadku modelu umieszczonego równolegle do ścian linii różnice są 4-krotne, przy czym wartość rezystancji uzyskanej drogą numeryczną jest 4-krotnie mniejsza od uzyskanej drogą analityczną, natomiast pojemności są 4-krotnie większe. Jednak biorąc pod uwagę przybliżenie i niedokładności jakie mogły tu mieć miejsce, można stwierdzić, że uzyskano zadowalającą zgodność oszacowania tych wielkości. Ponadto celem rozważań nie jest precyzyjne wyznaczenie wartości rezystancji i pojemności modelu, a oszacowanie występujących tu wpływów układu ekspozycyjnego, co ma podstawowe znaczenie w eksperymentalnych badaniach bioelektromagnetycznych.

Skoro badany walec charakteryzuje się rezystancją i pojemnością, to można przedstawić go za pomocą standardowego, znanego z teorii obwodów, schematu zastępczego, który pokazano na rys. 6.25. W ten sposób doszliśmy do schematu zastępczego tkanki, który był już prezentowany w rozdziale 4, rys. 4.15. Ponieważ badany walec także reprezentuje obiekt biologiczny, stąd wniosek, że otrzymany tu obwodowy schemat zastępczy walca można uznać za poprawny.



Rys. 6.25. Schemat zastępczy walca: a) impedancja zespolona, b) uwzględnienie rezystancji i pojemności..

W przypadku kalibrowanej w linii TEM anteny obecność metalowych płyt linii powodowała zmianę tej impedancji wejściowej w rezultacie występowania nieskończonego ciągu odbić zwierciadlanych anteny i istnienia impedancji rzeczywistej anteny oraz jej odbić (rys. 3.13). Dyskutowany tu model zastępczy obiektu biologicznego jeszcze raz potwierdza, że układ ekspozycyjny ma zasadniczy wpływ na badany w nim obiekt. Analizując zmiany pojemności i rezystancji przedstawionego modelu zastępczego można stwierdzić, że charakter zmian tych wielkości wskazuje na istnienie podobnego, jak w przypadku anteny efektu wpływu obecności linii na te wielkości, co prowadzi do wniosku o istnieniu, także w przypadku analizowanych modeli, efektu odbić zwierciadlanych i impedancji wzajemnych badanych obiektów i tych odbić, co zilustrowano na rys. 6.26.

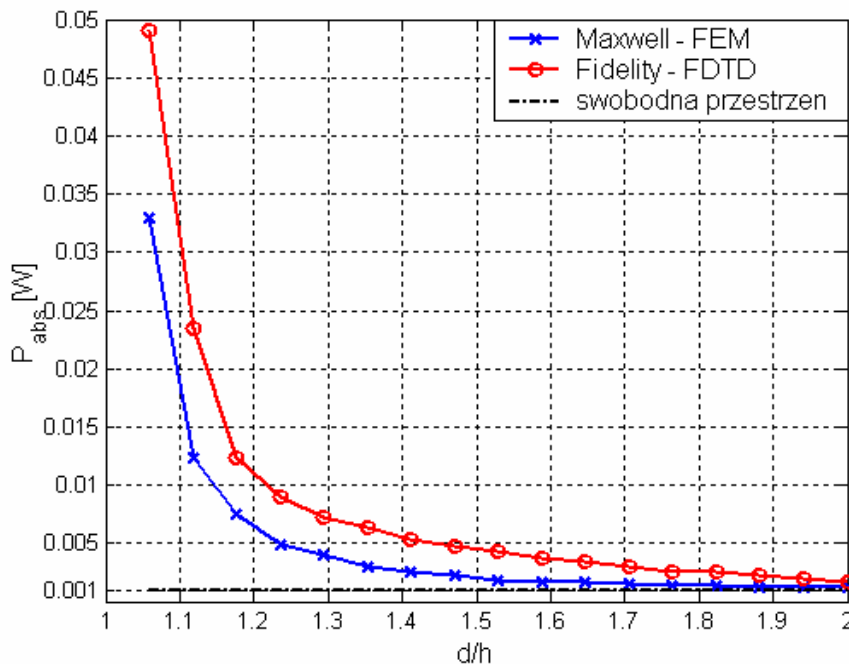


Rys. 6.26. Mysz w linii TEM: a) rzeczywisty obiekt, b) zwierciadlane odbicia myszy.

Zarówno w przypadku anteny, jak i badanego modelu istnieje podobna zbieżność zmian analizowanych impedancji w stosunku  $d/h$ . Zatem przez analogię można przyjąć, że istnieje „impedancja wejściowa myszy” (i innych obiektów biologicznych) oraz jej zależność od wpływu obecności innych obiektów materialnych, znajdujących się w pobliżu obiektu badanego. Chociaż należy dodać, że w dalszym ciągu nie sposób jest precyzyjnie zinterpretować pojęcie „impedancji wejściowej obiektu biologicznego”.

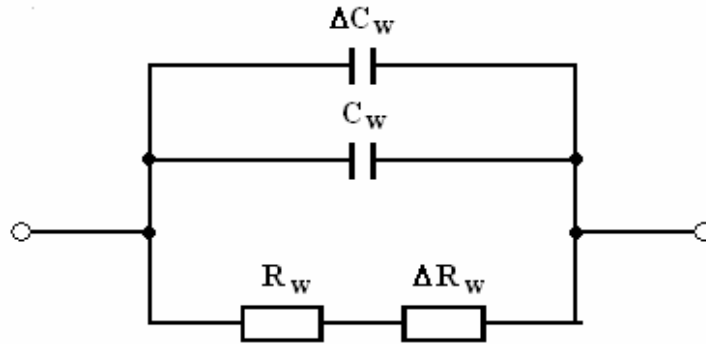
Impedancje określone wzorami 6.5 ÷ 6.7 dotyczą warunków „objętościowych”, natomiast określone wzorami 6.8 ÷ 6.10 można traktować jako impedancje pomiędzy zaciskami końcowymi obiektu, to znaczy tymi jego krańcami, pomiędzy którymi impedancja ta jest liczona. W podobny sposób można potraktować impedancję zdefiniowaną wzorem (6.11), co sugeruje obecność we wzorze napięcia indukowanego w obiekcie. O ile określenie położenia tak opisanych „zacisków wejściowych” obiektu jest możliwe w przypadku modelu sześciennego, prostopadłościennego, a nawet (z ograniczeniem do jednej osi) modelu walcowego, o tyle określenie położenia „zacisków wejściowych” w modelu bardziej złożonym staje się problematyczne.

Zagadnienie to zostało przeanalizowane na podstawie wykresu pokazanego na rys. 6.27 przedstawiającego zależność mocy absorbowanej w walcowym modelu człowieka w funkcji  $d/h$ .



**Rys. 6.27.** Wyniki obliczeń mocy absorbowanej przez walcowy model człowieka ( $\sigma = 0.84$  S/m,  $\epsilon = 80$ ) umieszczony prostopadle do ścian linii dla częstotliwości 100 MHz (powtórzenie rys. 6.6c).

Gdy płyty są w pobliżu obiektu (obiekt zajmuje całą przestrzeń w linii), to wzajemne oddziaływania linii na obiekt są znaczne, ponieważ wpływ impedancji wzajemnej obiektu i jego odbić lustrzanych jest znaczny. W miarę oddalania płyt oddziaływanie to maleje, bowiem maleje także impedancja wzajemna. Zatem model tkanki z rys. 6.25b należałoby uzupełnić o zmiany impedancji wzajemnej, co pokazano na rys. 6.28. W granicznym przypadku impedancja wzajemna dąży do zera i wtedy moc pochłonięta w linii TEM jest zbieżna z mocą pochłoniętą przez ten sam obiekt umieszczony w swobodnej przestrzeni, a schemat przedstawiony na rys. 6.28 zamienia się w układ pokazany na rys. 6.25.



Rys. 6.28. Obwodowy model tkanki o rezystancji  $R_w$  i pojemności  $C_w$  uwzględniający istnienie impedancji wzajemnej  $\Delta R_w$  i  $\Delta C_w$ .

Dla pionowego ułożenia walcowego modelu człowieka względem ścian linii, dla którego wyniki zmian pojemności i rezystancji wejściowej pokazano na rys. 6.21 i rys. 6.22 można odczytać wartości poszczególnych elementów schematu przedstawionego na rys. 6.28. Dla warunków odpowiadających swobodnej przestrzeni rezystancja wejściowa wynosi  $R_w = 4 \Omega$ , a pojemność wejściowa  $C_w = 9.8 \text{ pF}$ . Należy zauważyć, że wartość rezystancji wejściowej jest prawie identyczna jak wartość rezystancji obliczona na podstawie zależności (6.8), gdzie  $R_w = 3.96 \Omega$ . W przypadku pojemności jest podobnie. Pojemność obliczona na podstawie wzoru (6.9) ma wartość  $14.2 \text{ pF}$ , natomiast wyznaczona z (6.11) wynosi  $9.8 \text{ pF}$ . Z przedstawionych na rys. 6.21 i 6.22 wykresów można wyznaczyć także pozostałe dwa elementy obwodowego modelu tkanki – rezystancję i pojemność wzajemną  $\Delta R_w$  i  $\Delta C_w$ . Można zaobserwować, że wartości tych elementów zmieniają się w funkcji  $\frac{d}{h}$  i wynoszą:  $\Delta R_w = 1.0 \div 0 \Omega$  oraz  $\Delta C_w = 3.2 \div 0 \text{ pF}$  dla  $\frac{d}{h} = 1.0 \div 2.0$ . Zmiany impedancji wzajemnej w porównaniu do impedancji wejściowej tego modelu są znaczne. Rezystancja zmienia się o ok. 25 %, a pojemność o 30 %.

Jak widać różnice w pochłanianej mocy w układzie ekspozycyjnym i swobodnej przestrzeni mogą być znaczące. Zatem zupełnie inne wyniki można uzyskać, gdy badany obiekt zajmuje całą przestrzeń użytkową układu ekspozycyjnego, a inne, gdy zapewnimy korelację tych wyników z warunkami dla swobodnej przestrzeni.

## Podsumowanie rozdziału szóstego

W rozdziale 6 przedstawiono wyniki symulacji komputerowych absorpcji mocy pochłanianej przez obiekt biologiczny umieszczony w PEM linii. Poddano analizie kilka wybranych modeli. Skupiono się na modelach odpowiadających obiektom biologicznym o różnym stopniu złożoności, którego zaawansowanie wynikało z dostępu do oprogramowania.

Jak widać z prezentowanych rezultatów, niezależnie od kształtu badanego obiektu, czy też jego ułożenia w linii, uzyskiwany charakter zmian mocy pochłanianej przez ten obiekt jest podobny. Gdy płyty są w pobliżu obiektu, absorbuje on inną ilość energii PEM, nawet do 60 razy większą niż w warunkach swobodnej przestrzeni. W miarę oddalania płyt, pochłaniana moc maleje i utrzymuje się na stałym poziomie odpowiadającym ilości pochłoniętej mocy przez ten sam obiekt umieszczony w swobodnej przestrzeni. Z przedstawionych rezultatów wynika, że w określonych warunkach istnieje pełna korelacja absorpcji w swobodnej przestrzeni z absorpcją w układach zamkniętych. O takiej korelacji można mówić, gdy stosunek wymiarów układu ekspozycyjnego do wymiarów badanego obiektu  $\frac{d}{h} > 2$ .

Jak pokazano w dysertacji, wpływ układu ekspozycyjnego na badany obiekt istnieje i jest znaczący. Uwzględnianie tego efektu jest konieczne w celu poprawnego odnoszenia warunków ekspozycji do warunków swobodnej przestrzeni. Przeprowadzono analizę modelu walcowego połączoną z próbą określenia jego układu zastępczego, wyznaczenia jego impedancji obwodowej oraz potraktowanie prezentowanych zmian tej impedancji w rezultacie obecności płyt tworzących linię, jako istnienia efektu odbić lustrzanych obiektu i impedancji wzajemnych obiektu i jego odbić. Na podstawie przeprowadzonych analiz można przyjąć, że impedancja wejściowa analizowanego modelu istnieje i dla częstotliwości  $f = 100$  MHz wynosi  $Z_{11} \approx 4 - j160$  [ $\Omega$ ] dla warunków swobodnej przestrzeni ( $d/h = 2.0$ ), a impedancja wzajemna  $Z_{12}$ , będąca sumą impedancji wzajemnych obiektu i jego odbić wynosi  $Z_{12} \approx 1 - j500$  [ $\Omega$ ] dla  $d/h = 1.0$ .

Rozdział 6 w całości stanowi oryginalny wkład autora.

## Rozdział 7

### Zakończenie

Przedmiotem zainteresowania autora i tematem niniejszej dysertacji było przeprowadzenie analiz wzajemnych oddziaływań między linią TEM i testowanym w niej obiektem. Dotychczas w wielu pracach naukowych rozpatrywano zagadnienie zaburzeń PEM powodowanych przez umieszczony w linii obiekt i wynikające z tego niedopasowania impedancji, natomiast pominięte zostało zjawisko odwrotne – wpływ linii na badany obiekt.

#### 7.1. Streszczenie pracy

Praca składa się z siedmiu rozdziałów.

Pierwszy rozdział „*Wstęp*” ma charakter wprowadzający do rozprawy. Zawarto w nim krótkie wprowadzenie do tematu dysertacji oraz przedstawiono cel i tezę pracy.

Rozdział 2 „*Metody numeryczne w analizie pola elektromagnetycznego*” zawiera krótką charakterystykę metod numerycznych, powszechnie stosowanych w zagadnieniach dotyczących analizy PEM. Obecnie stosowane algorytmy numeryczne umożliwiają uzyskanie rezultatów bardzo dokładnych, powtarzalnych i zbliżonych do wyników otrzymywanych w warunkach eksperymentalnych. Często są jedynym sposobem na otrzymanie wyniku, ponieważ wykonanie obliczeń w sposób analityczny w wielu przypadkach jest praktycznie niemożliwe. Rozdział rozpoczyna się przypomnieniem równań Maxwella, na których oparta jest klasyczna teoria elektromagnetyzmu. Następnie omówiono najczęściej stosowane metody numeryczne. Na prostym przykładzie porównano przedstawione metody zarówno pod kątem przydatności do rozwiązania konkretnego problemu jak i pod kątem zajętości zasobów sprzętowych komputera. Na tej podstawie wybrano oprogramowanie, którym wykonano przedstawione w pracy symulacje komputerowe. Przeprowadzenie analizy porównawczej obu programów ilustruje przydatność wybranych kodów do rozwiązania problemu postawionego w pracy. Podstawową zaletą wybranych programów jest ich dostępność. Dalsza część rozdziału dotyczy dozymetrii numerycznej. Przedstawiono powszechnie wykorzystywane modele zwierząt i ludzi, poczynając od najprostszych, w postaci jednorodnej bryły, do tych najbardziej zaawansowanych, o milimetrowej rozdzielczości.

Do wkładu własnego autora w tym rozdziale można zaliczyć przegląd dostępnego na rynku oprogramowania służącego do analizy zagadnień elektromagnetycznych oraz porównanie wybranych programów w aspekcie ich przydatności do prowadzonych w pracy rozważań.

Rozdział 3 „*Układy ekspozycyjne*” zawiera krótką charakterystykę powszechnie stosowanych układów ekspozycyjnych, w zależności od potrzeb zastosowania, wymaganej składowej pola jak i zakresu częstotliwości. Omówiono wady i zalety cewek Helmholtza, kondensatorów płaskich, układów z anteną liniową i tubową. Ze względu na tematykę pracy znaczną część tego rozdziału poświęcono linii TEM i jej wykorzystaniu do badań biomedycznych i kalibracji anten czujników PEM. Szczegółowo omówiono zjawisko wpływu układu ekspozycyjnego na badany w nim obiekt. Zwrócono uwagę na dwa aspekty związane z linią TEM: niejednorodność rozkładu pola wewnątrz takiej linii i zagadnienie kalibracji czujników PEM. Autor zaproponował nowy sposób umożliwiający poprawę jednorodności PEM wytwarzanego w linii. Przeprowadzono także analizę zmian impedancji wzajemnych anten umieszczonych równolegle i współosiowo względem siebie, co miało na celu ilustrację roli omawianego zjawiska wzajemnych oddziaływań w trakcie pomiarów PEM w pobliżu obiektów przewodzących.

Oryginalnym wkładem autora w tym rozdziale jest analityczne i numeryczne badanie oddziaływań między kalibrowaną anteną a przewodzącymi płaszczyznami, z których jest zbudowana linia TEM oraz wykazanie, że istniejące tu błędy pomiarowe są mniejsze niż dotychczas uważano. Autor zaproponował także nowy sposób poprawy jednorodności PEM w linii, będący przedmiotem zgłoszenia patentowego.

W rozdziale 4 „*Wpływ pola elektromagnetycznego na organizm człowieka*” zaprezentowano zagadnienia związane z wpływem PEM na obiekty biologiczne, a w szczególności na organizm człowieka. Na wstępie przedstawiono charakterystykę naturalnego środowiska elektromagnetycznego. Następnie przeprowadzono rozważania dotyczące stosowanych miar efektów biologicznych, współczynnika SAR i gęstości prądu indukowanego w obiektach biologicznych. Porównano dwie definicje SAR, przedstawiając wady i zalety wynikające z ich stosowania. W dalszej części rozdziału omówiono właściwości elektryczne tkanek i przedstawiono uproszczony model tkanki, umożliwiający objaśnienie efektów mających miejsce podczas przepływu prądu elektrycznego przez obiekt biologiczny. Przedstawiono dobroczynny i negatywny wpływ PEM na ludzkie zmysły i narządy. Poruszono także zagadnienie wpływu PEM na implanty i wzajemne oddziaływania między implantami i zewnętrznymi urządzeniami elektronicznymi, które mogą mieć wpływ na ich prawidłowe działanie.

Do oryginalnego wkładu autora do tego rozdziału można zaliczyć zwrócenie uwagi na niepoprawne przeprowadzanie badań biomedycznych, co poparte zostało wynikami uzyskanymi na podstawie symulacji komputerowych. Wykazano, że wykonywane badania na dużej próbce obiektów jednocześnie, nie dają takich samych rezultatów pochłanianej energii dla każdego z nich. Taka analiza ma bardzo ważne znaczenie, gdyż jak wynika z rozeznania autora, prawie połowa z wszystkich przeprowadzanych badań biomedycznych jest wykonywana niepoprawnie, co prowadzi do fałszywych wyników. Przeprowadzona analiza współczynnika SAR pokazuje ograniczenia w jego stosowaniu.

W rozdziale 5 „*Analiza mocy absorbowanej przez walcowy model człowieka*” przeprowadzono powtórny analizę uproszczonego walcowego modelu człowieka umieszczonego między metalowymi płytami. Przedstawiony przez Korniewicza model zawiera propozycję rozwiązań dla prostopadłego ułożenia modelu w kondensatorze płaskim.

Analityczne obliczenia obwodowe porównano z numerycznymi obliczeniami polowymi, uzyskując dużą zbieżność wyników, co stanowi istotny wkład autora do tego rozdziału.

Rozdział 6 „*Numeryczna analiza mocy absorbowanej przez obiekt umieszczony w polu elektromagnetycznym*” zawiera wyniki szczegółowych symulacji komputerowych modeli obiektów biologicznych umieszczonych w linii oraz w swobodnej przestrzeni. Obliczenia wykonano dla kilku modeli człowieka i modelu myszy.

W rozdziale tym zwrócono uwagę na błędy, mające miejsce w trakcie badań bioelektromagnetycznych. Jest to nawiązanie do rozdziału 4, w którym rozważania dotyczyły jedynie sposobu wyznaczania mocy pochłanianej przez dużą liczbę badanych zwierząt. Tutaj wykazano także, że na zafałszowanie wyników oceny absorpcji mają wpływ czynniki takie jak nie uwzględnianie wpływu odległości między badanym obiektem i źródłem PEM, czy pomijanie wpływu częstotliwości na rozkład pola. Poruszona została także kwestia wzajemnych oddziaływań między obiektami umieszczonymi w swobodnej przestrzeni. Wykazano, że w tym przypadku wzajemne oddziaływania występują i nie są bez znaczenia. Również dla warunków swobodnej przestrzeni pokazano, że nie można pojedynczego obiektu traktować jako jednorodnego i uśredniać współczynnika SAR po wszystkich organach, gdyż każdy z nich pochłania zupełnie inną moc. Na zakończenie rozdziału przedstawiono zagadnienie impedancji wejściowej obiektu biologicznego. Wykazano, że taka impedancja istnieje i dla mniej skomplikowanych modeli możliwe jest jej wyznaczenie. Rozdział 6 w całości stanowi wkład własny autora. Przeprowadzone zostały symulacje komputerowe zjawiska, którego dotychczas nie uwzględniano w badaniach z wykorzystaniem układów ekspozycyjnych oraz wprowadzone zostało pojęcie „impedancji wejściowej” obiektu biologicznego, którą wyznaczono dla prostego modelu człowieka.

Rozdział 7 stanowi zakończenie i podsumowanie wyników przedstawionych w dysertacji.

## 7.2. Oryginalny wkład autora

Do oryginalnego dorobku autora można zaliczyć:

- Przegląd dostępnego na rynku oprogramowania służącego do analizy zagadnień elektromagnetycznych
- Porównanie wybranych kodów pod kątem wymogów sprzętowych i czasu obliczeń
- Analityczne i numeryczne oszacowanie błędu powodowanego wpływem przewodzących płaszczyzn w trakcie pomiarów PEM lub wzorcowania czujników w linii TEM
- Wykazanie, że obliczone w pracy błędy są niższe niż dotychczas szacowane, a różnica wynika z nieuwzględniania pojemności wejściowej układu obciążającego antenę
- Wykazanie błędów występujących w badaniach biomedycznych i ich ilościowa ocena
- Przeprowadzenie symulacji komputerowych impedancji wejściowej dla walcowego modelu człowieka z uwzględnieniem zależności polowych i uzyskanie zadowalającej zbieżności wyników tych samych obliczeń otrzymanych za pomocą zależności obwodowych
- Szczegółowa analiza wpływu układu ekspozycyjnego na badany obiekt i określenie warunków umożliwiających poprawne transferowanie wyników z zamkniętego układu na warunki swobodnej przestrzeni dla różnych modeli obiektów biologicznych
- Zaproponowanie pojęcia „impedancji wejściowej” obiektu biologicznego i sposobu jej wyznaczania



### 7.3. Realizacja celu pracy

Celem pracy było przeprowadzenie analizy wpływu układu ekspozycyjnego na badany w nim obiekt i korelacja wyników uzyskiwanych w tego typu zamkniętych układach z warunkami odpowiadającymi swobodnej przestrzeni.

Cel został w pełni osiągnięty. Na podstawie analizy absorpcji mocy przez obiekt umieszczony w PEM linii TEM wykazano, że istnieje wzajemny wpływ układu ekspozycyjnego na badany w nim obiekt. Z wyników zamieszczonych w rozdziale 6 jasno wynika, że wpływ takiego układu jest znaczny kiedy jego rozmiary są porównywalne z rozmiarami testowanego obiektu. Dopiero przy spełnieniu określonych warunków otrzymuje się zbieżność uzyskiwanych wyników z wynikami otrzymywanymi w warunkach swobodnej przestrzeni.

Analizy przeprowadzono dla modelu linii TEM, jednak uzyskane wyniki są słuszne dla innych rozwiązań systemów ekspozycyjnych o podobnej konstrukcji.

### 7.4. Udowodnienie postawionej tezy

Teza niniejszej Rozprawy doktorskiej sformułowana została następująco:

***Istnieje efekt wpływu układu ekspozycyjnego w przypadku dowolnego obiektu materialnego badanego w linii TEM i istnieją podobne, do wykorzystywanych w przypadku anten, metody korelowania rezultatów badań prowadzonych z użyciem linii z badaniami prowadzonymi w warunkach swobodnej przestrzeni.***

Teza została udowodniona, czego potwierdzeniem są wyniki zamieszczone w Rozdziale 6. Udowodniono, że istnieje wzajemne oddziaływanie między układem ekspozycyjnym i badanym obiektem. W przypadku, kiedy wymiary obiektu są porównywalne z wymiarami układu ekspozycyjnego, należy uwzględnić zmiany w absorpcji energii PEM powodowane obecnością metalowych ścian linii TEM.

Wprawdzie w przypadku badania pojedynczego obiektu ilość mocy absorbowanej jest identyczna z oszacowaniem przeprowadzonym na podstawie bilansu mocy doprowadzonej do linii, jednak absorpcja ta jest inna co do wielkości niż uzyskiwana przy podobnej ekspozycji w warunkach swobodnej przestrzeni. Przeprowadzone analizy pokazują na zmiany ilości absorbowanej mocy przy obecności układu ekspozycyjnego, co można potraktować jako pewną poprawkę korygującą, jednak pełna powtarzalność uzyskiwanych wyników badań, a więc i porównania międzylaboratoryjne, mogą dać pozytywne rezultaty jedynie przy przeprowadzaniu badań w warunkach, gdy  $d/h > 2 \div 3$ .

O ile w przypadku badania obiektu pojedynczego bilans mocy można uznać za częściowo akceptowalny, o tyle przy badaniach liczniejszych próbek rozkład absorbowanych mocy może być bardzo różny w rezultacie oddziaływań wzajemnych między próbkami oraz między próbkami a układem ekspozycyjnym.

Zdaniem autora omawiane zjawiska nie były dotychczas uwzględniane w trakcie badań biomedycznych, co mogło prowadzić do różnych wyników podobnych badań uzyskiwanych w różnych ośrodkach.

## 7.5. Wykaz publikacji własnych autora

1. Długosz T., Trzaska H., „*TEM Cell in Biomedical Experiments*”, 4<sup>th</sup> International Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields, 16-20 October 2006, Crete, Greece, Volume I, ss. 89 – 95.
2. Długosz T., Trzaska H., „*Pomiary w PEM bliskim a dalekim*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 8-9/2006, ss. 251 – 253 *tożsame z* Długosz T., Trzaska H., „*Pomiary w PEM bliskim a dalekim*”, XXII Krajowe Sympozjum Telekomunikacji i Teleinformatyki, Bydgoszcz, 13-15 września 2006, Akademia Techniczno-Rolnicza, materiały konferencyjne, (publikacja elektroniczna).
3. Długosz T., Trzaska H., „*Niektóre błędy w badaniach biomedycznych*”, III Międzynarodowa Konferencja Naukowa AGROLASER 2006 „*Oddziaływanie pól elektromagnetycznych na środowisko rolnicze*”, referaty i doniesienia, 5-7 września, Lublin, 2006, ss. 38 – 46.
4. Długosz T., Trzaska H., „*Does a mouse have input impedance?*”, Bioelectromagnetics Society BEMS 28th Annual Meeting, 11-15 June, Cancun, Mexico, 2006, (publikacja elektroniczna).
5. Długosz T., Trzaska H., „*Komora TEM jako wzorzec PEM*”, Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji, 7-9 czerwca, Poznań, 2006, materiały konferencyjne, ss. 185 – 188.
6. Długosz T., Trzaska H., „*Mutual interactions in EMF dosimetry*”, International Conference and COST 281 Workshop on Emerging EMF-Technologies, Potential Sensitive Groups and Health, Graz, Austria, 20-21 April, 2006, (publikacja elektroniczna).
7. Długosz T., Trzaska H., „*Źródło wzorcowego pola elektromagnetycznego*”, Zgłoszenie Patentowe Nr P 379366.
8. Długosz T., Trzaska H., „*Proximity Effects in EMF Measurements and Standards*”, Proceedings 2005, XXVIIIth General Assembly of International Union of Radio Science (URSI), 23-29 October, New Delhi, India, 2005, (publikacja elektroniczna).
9. Długosz T., „*Wzajemne oddziaływania układu ekspozycyjnego i badanego obiektu*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 8-9/2005, ss. 314 – 318 *tożsame z* Długosz T., „*Wzajemne oddziaływania układu ekspozycyjnego i badanego obiektu*”, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, Bydgoszcz, 7-9 września 2005, Akademia Techniczno-Rolnicza, materiały konferencyjne, tom B, ss. 116 – 126.
10. Długosz T., „*Pomiary pola elektromagnetycznego*”, III Konferencja Naukowa Studentów, Wrocław 23-25 maja 2005, Referaty Tom 2, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej 2005, ss. 145 – 151.
11. Bienkowski P., Długosz T., „*Pola elektromagnetyczne w badaniach biomedycznych – układy ekspozycyjne i modelowanie numeryczne*”, VI Krajowa Konferencja Modelowanie Cybernetyczne Systemów Biologicznych, 20-21 maja 2005, Kraków, *opublikowane w* Bio-Algorithms and Med.-Systems, Vol. 1, No. 1/2, 2005, ss. 281 – 286.
12. Długosz T., „*Badanie wrażliwości urządzeń technicznych i obiektów biologicznych*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 12/2004, ss. 478 – 481.
13. Długosz T., Trzaska H., „*Proximity Effects in the Near Field EMF Metrology*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement (przyjęte do druku).

## Literatura

1. Aizenberg G. Z., „*Anteny krótkofalowe*”, Moskwa 1962.
2. Angelini J. J., Soize C., Soudais P., „*Hybrid Numerical Method for Harmonic 3-D Maxwell Equations: Scattering by a Mixed Conducting and Inhomogeneous Anisotropic Dielectric Medium*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 41, No. 1, January 1993, ss. 66 – 76.
3. Ansoft, „*Maxwell SV*”, <http://www.ansoft.com> .
4. Ansoft, „*HFSS – 3D Electromagnetic-Field Simulator for High-Performance Electronic Design*”, <http://www.ansoft.com>.
5. Becker R. O., Selden G., „*Elektropolis, elektromagnetyzm i podstawy życia*”, Instytut Wydawniczy PAX, Warszawa 1994.
6. Bieńkowski P., Długosz T., „*Pola elektromagnetyczne w badaniach biomedycznych – układy ekspozycyjne i modelowanie numeryczne*”, VI Krajowa Konferencja Modelowanie Cybernetyczne Systemów Biologicznych, 20-21 maja, Kraków, 2005 opublikowane w Bio-Algorithms and Med.-Systems, Vol. 1, No. 1/2, 2005, ss. 281 – 286.
7. Bieńkowski P., Trzaska H., „*Uwagi o normach ochronnych*”, Bioelektromagnetyzm, pod redakcją A. Krawczyka, Warszawa, czerwiec 2002, ss. 5 – 13.
8. Bolkowski S., praca zbiorowa, „*Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego*”, WPW, Warszawa 1986.
9. Budinger T. F., „*Safety of NMR in vivo imaging and Spectroscopy*”, Proceedings No 8, Proceedings of the 22<sup>nd</sup> Annual Meeting of the National Council on Radiation Protection and Measurements, Nonionizing Electromagnetic Radiations and Ultrasound, April 2 – 3 1986. National Academy of Sciences Building, Washington D.C.
10. Buller W., Wilson B., „*Measurement and Modeling Mutual Capacitance of Electrical Wiring and Humans*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 55, No. 5, October 2006, ss. 1519 – 1522.

11. CENELEC, „*Basic standard for the calculation and measurement of electromagnetic field strength and SAR related to human exposure from radio base stations and for terminal stations for wireless telecommunication systems (110 MHz – 40 GHz)*”, EN 50383.
  12. Chen K. M., Guru B. S., Nyquist D. P., „*Quantification and measurement of induced fields inside finite biological bodies*”, Biological Effects of electromagnetic waves, USNC/URSI Annual Meeting, Boulder Colorado, October 20-23, 1975, ss. 19 – 43.
  13. Crawford M. L., „*Generation of Standard EM Field Using TEM Transmission Cells*”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility Vol. EMC-16, No. 4, November 1974, ss. 189 – 195.
  14. D’Amico M. M. G., „*Loaded TEM Cell Versus Free Space: Comparison of the E-Fields Inside Dielectric Spherical Objects*”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, No. 2, May 1999, ss. 158 – 160.
  15. Djordjević A. R., Sarkar T. K., „*A Theorem on the Moment Methods*”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-35, No. 3, March 1987, ss. 353 – 355.
  16. Długosz T., „*Badanie wrażliwości urządzeń technicznych i obiektów biologicznych*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 12/2004, ss. 478 – 481.
  17. Długosz T., „*Wzajemne oddziaływania układu ekspozycyjnego i badanego obiektu*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 8-9/2005, ss. 314 – 318.
  18. Długosz T., Trzaska H., „*Komora TEM jako wzorzec PEM*”, Krajowa Konferencja Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji, 7-9 czerwca, Poznań, 2006, materiały konferencyjne, ss. 185 – 188.
  19. Długosz T., Trzaska H., „*Proximity Effects in EMF Measurements and Standards*”, Proceedings 2005, XXVIIIth General Assembly of International Union of Radio Science (URSI), 23-29 October, New Delhi, India, 2005, (publikacja elektroniczna).
  20. Długosz T., Trzaska H., „*Źródło wzorcowego pola elektromagnetycznego*”, Zgłoszenie Patentowe nr P 379366.
  21. Emery A.F., Short R.E., Guy A.W., Kraning K.K., „*The numerical thermal simulation of the human body when absorbing non-ionizing microwave irradiation with emphasis on the effect of different sweat models*”, Biological Effects of electromagnetic waves, USNC/URSI Annual Meeting, Boulder Colorado, October 20-23, 1975, ss. 96 – 118.
  22. EMPIRE Software, „*SAR/ACD Modelling*”, Application Note, <http://www.empire.de/main/Empire/en/home.php>
  23. Federal Communications Commission, „*Tissue Dielectric Properties*”, <http://www.fcc.gov/cgi-bin/dielec.sh>
  24. Gabriel C., Gabriel S., „*Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies*”, Final Report for the Period 15 December 1994 – 14
-

- December 1995 prepared for AFOSR/NL Bolling AFB DC 20332-0001, <http://www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/reports/dielectric/Report/Report.html>.
25. Gajšek P., Hurt W. D., Ziriak J. M., Mason P. A., „*Parametric Dependence of SAR on Permittivity Values in a Man Model*”, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 48, No. 10, October 2001, ss. 1169 – 1177.
  26. Gandhi O. P., Riazi A., „*Absorption of millimeter waves by human beings and its biological implications*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 34, no. 2, February 1986, ss. 228 – 235.
  27. Gandhi O. P., Sedigh K., Beck G. S., „*Distribution of Electromagnetic Energy Deposition in Models of a Man with Frequencies Near Resonance*”, Biological Effects of Electromagnetic Waves, USNC/URSI Annual Meeting, Boulder, Colorado, October 20-23, 1975, ss. 44 – 67.
  28. Giri D. V., Tesche F. M., Baum C.E., „*An Overview of High-Power Electromagnetic (HPEM) Radiating and Conducting Systems*”, The Radio Science Bulletin, No. 318, September 2006, ss. 6 – 12.
  29. Grudziński E., „*Wytwarzanie i pomiar wzorcowych pól elektromagnetycznych*”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 1998.
  30. Grudziński E., Nichoga V., „*Miara i wiara oraz ich wpływ na oddziaływanie pól elektromagnetycznych w środowisku człowieka*”, XI Krajowe Sympozjum Nauk Radiowych, Poznań, 7 – 8 kwietnia 2005, ss. 298 – 303.
  31. Harrington R. F., „*Field Computations by Moment Methods*”, NY, MacMillan, 1968.
  32. Hafner C., „*The Generalized Multipole Technique for Computational Electromagnetics*”, Artech House Antennas and Propagation Library, 1990.
  33. Hoefler W. J. R., „*The Transmission-Line Matrix Method – Theory and Applications*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, No. 10, October 1985, ss. 882 – 893.
  34. Huebner K. H., Thornton E. A., „*The Finite Element Method for Engineers*”, John Wiley and Sons, 1982.
  35. ICIA World Factbook, <http://www.aneki.com/computers.html> .
  36. Intelegen Inc, „*What is the function of the various brainwaves?* ” <http://brain.web-us.com/brainwavesfunction.htm> .
  37. Italian National Research Council, „*Dielectric Properties of Body Tissues in the frequency range 10 Hz – 100 GHz*”, <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.htm#stsftag>.
-

38. Jansen M. A., Rahmat-Samil Y., „*EM Interaction of Handset Antennas and Human in Personal Communications*”, Proceedings of the IEEE, Vol. 83, No. 1, January 1995, ss. 7 – 17.
39. Kagami S., Fukai I., „*Application of Boundary-Element Method to Electromagnetic Field Problems*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 32, April 1984, ss. 455 – 461.
40. Kanda M., „*Standard Antennas for Electromagnetic Interference Measurements and Methods to Calibrate Them*”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 36, No. 4, November 1994, ss. 261 – 273.
41. Kanda M., Larsen E. B., Borsero M., Galliano P. G., Yokoshima I., Nahman N. S., „*Standards for Electromagnetic Field Measurements*”, Proceedings of the IEEE, Vol. 74, No. 1, January 1986, ss. 120 – 128.
42. Karwowski A., „*Analiza struktur promieniujących złożonych z cienkich przewodów*”, Prace Naukowe Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej, Seria: Monografie, Wrocław 1984.
43. Karwowski A., „*Czy promieniowanie stacji bazowych telefonii komórkowej stanowi zagrożenie? Część I*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 2/2002, ss. 101 – 105.
44. Karwowski A., „*Czy promieniowanie stacji bazowych telefonii komórkowej stanowi zagrożenie? Część II*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 3/2002, ss. 175 – 181.
45. Karwowski A., „*Czy promieniowanie stacji bazowych telefonii komórkowej stanowi zagrożenie? Część III*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 4/2002, ss. 224 – 231.
46. Karwowski A., „*MOMIC – Program komputerowy do analizy struktur cienkoprzewodowych promieniujących i rozpraszających fale elektromagnetyczne*”, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji '97, 10-12 września 1997, referaty, tom D, ss. 395 – 404.
47. Karwowski A., Nowak W., „*Narażenia elektromagnetyczne powodowane przez urządzenia telefonii komórkowej*”, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji '97, 10-12 września 1997, referaty, tom D, ss. 317 – 326.
48. Korniewicz H., „*Modelowanie elektrodynamicznych procesów oddziaływania pól elektromagnetycznych na organizm ludzki*”, praca na stopień doktora habilitowanego, Centralny Instytut Ochrony Pracy, Warszawa 1996.
49. Korniewicz H., „*Przydatność pomiaru natężenia elektrycznego do oceny biologicznego oddziaływania pól wielkiej częstotliwości*”, Prace CIOP 1974, zeszyt nr 80, ss. 57 – 81.

50. Korniewicz H., „*The First Resonance of a Grounded Human Being Exposed to Electric Fields*”, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. 37, No. 2, May 1995, ss. 296 – 299.
  51. Krawczyk A., Pławiak-Mowna A., „*Wpływ pola elektromagnetycznego na implanty kardiologiczne– dane literaturowe*”, Bioelektromagnetyzm, pod redakcją A. Krawczyka, Warszawa, czerwiec 2002, ss. 143 – 161.
  52. Kucharski A. A., „*Higher Order Mode Field Distribution in Loaded TEM Cells – Numerical Approach*”, 8<sup>th</sup> International Conference on Electromagnetic Compatibility, 21-24 September 1992, ss. 169 – 176.
  53. Kucharski A. A., „*Numerical modeling of TEM cells*”, rozprawa doktorska, Raport Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej nr I-28/PRE-21/93, Wrocław 1993.
  54. Leicher-Preka A., Ho H. A., „*Dependence of Total and Distributed Absorbed Microwave Energy Upon Size and Orientation of Rat Phantoms in Waveguide*”, Biological Effects of Electromagnetic Waves, USNC/URSI Annual Meeting, Boulder, Colorado, October 20-23, 1975, ss. 158 – 168.
  55. Li Q. X., Gandhi O. P., „*Thermal Implications of The Present and Proposed RF Safety Standards for the Brain for Exposure to Celluarar Telephones at 835 and 1900 MHz*”, Proceedings 2005, XXVIIIth General Assembly of International Union of Radio Science (URSI), 23-29 October, New Delhi, India, 2005, (publikacja elektroniczna).
  56. Liao Y. S., Chyuan S.W., Chen J.T., „*FEM versus BEM*”, IEEE Circuits and Devices Magazine, September/October 2004, ss. 25 – 34.
  57. Luebbers R., Kunz K., „*FDTD99*”, <ftp://starview.brooks.af.mil/>.
  58. Ma M. T., Kanda M., Crawford M. L., „*A Review of Electromagnetic Compatibility /Interferencje Measurement Methodologies*”, Proceedings of the IEEE, Vol 73, No. 3, March 1985, ss. 338 – 411.
  59. McIntosh R. L., McKenzie R., Carratelli A. „*The Numerical Evaluation of a SAR Measurement Phantom at the Telstra Research Laboratories*”, Workshop on the Applications of Radio Science WARS02, Leura, Australia, 20-22 February 2002, (publikacja elektroniczna).
  60. McNamara D. A., Pistorius C. W. I, Malherbe J. A. G., „*Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*”, Artech House Microwave Library, 1990.
  61. Morawski T., Gwarek W., „*Pola i fale elektromagnetyczne*”, WNT, Warszawa 1998.
  62. Moszyńska B., Kotowski R., „*Oddziaływanie organizmów z polem elektromagnetycznym*”, Elektromagnetyczne oddziaływania na obiekty biologiczne pod redakcją A. Krawczyka, Warszawa, marzec 2001, ss. 43 – 65.
  63. National Aeronautics and Space Administration, <http://www.nasa.gov> .
-

64. National Council on Radiation Protection and Measurements, „*Radiofrequency Electromagnetic Fields – Properties, Quantities and Unites, Biophysical Interaction, and Measurements*”, NCRP Report 67, 1981.
65. Nowak W., „*Zastosowanie metody FDTD do analizy pola elektromagnetycznego wytwarzanego przez telefony komórkowe*”, Rozprawa doktorska, Gliwice 2001.
66. Okoniewski M., „*Advances in FDTD Modeling: EMC and Numerical Dosimetry*”, 13<sup>th</sup> International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, „*Electromagnetic compatibility 1999. Supplement*”, ss. 27 – 48.
67. Osepchuk J. M., Petersen R. C., „*Safety Standards for Exposure to RF Electromagnetic Fields*”, IEEE Microwave Magazine, June 2001, ss. 57 – 69.
68. Poynting Software Ltd, „*SuperNEC*”, <http://www.supernec.com> .
69. Prałat A., „*Zastosowanie pól elektromagnetycznych wielkiej częstotliwości do badania niejednorodności ośrodka skalnego*”, Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, seria Monografie, Wrocław 1993.
70. QuickField™, „*QuickField*”, <http://www.quickfield.com> .
71. Rozporządzenie Ministra Ochrony Środowiska, Zasobów Naturalnych i Leśnictwa z dn. 11.08.1998 r. w sprawie szczegółowych zasad ochrony przed promieniowaniem szkodliwym dla ludzi i środowiska, dopuszczalnych poziomów promieniowania, jakie mogą występować w środowisku, oraz wymagań obowiązujących przy wykonywaniu pomiarów kontrolnych promieniowania (Dz. U. nr 107 z sierpnia 1998, poz. 676).
72. Sarkar T. K., „*The Conjugate Gradient Method as Applied to Electromagnetic Field Problems*”, IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, Vol. 28, Issue 4, August 1986, ss. 4 – 14.
73. Shiraishi T., Takahashi K., Nishikawa T., Wakino K., Kitazawa T., „*An Efficient Analysis on Discontinuities of Lossy Obstacle in Axially Symmetrical Transmission Lines Using Hybrid Numerical Method*”, 33<sup>rd</sup> European Microwave Conference, Munich, 7-9 October 2003, Vol. 1, ss. 119 – 122.
74. Sieroń A., „*Manetoterapia, magnetostymulacja. Podstawy cz.I.*”, Acta Bio-Optica et Informatica Medica, Vol. 4, 1998, ss. 1 – 2.
75. Sieroń A.: „*Magnetoterapia, magnetostymulacja. Podstawy cz.II.*” Acta Bio-Optica et Informatica Medica, 1998, 2, 4, ss. 45 – 46.
76. Singer H., „*The Method of Moments (MOM) and Related Codes*”, 13<sup>th</sup> International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility, „*Electromagnetic compatibility 1999. Supplement*”, ss. 11 – 20.



77. Sikora R., Zeńczak M., „*Elektryczne właściwości materii żywej a sposób oddziaływania na nią pól elektromagnetycznych niejonizujących*”, Bioelektromagnetyzm, pod redakcją A. Krawczyka, Warszawa, czerwiec 2002, ss. 162 – 177.
78. Sivard A., Bradley P., Chadwick P., Higgins H., „*Challenges of in-body communications*”, Embedded Systems Europe, March 2005, ss. 34 – 37.
79. Stevens S., „*On hearing by electrical stimulation*”, Science 133, 1961, ss. 80 – 86.
80. Szóstka J., „*Fale i anteny*”, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 2001.
81. Taflove A., „*Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*”, Artech House Antennas and Propagation Library, 1996.
82. Taflove A., Brodwin M. E., „*Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equation*”, IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques, MTT-23, 4, August 1975, ss. 623 – 630.
83. The Institute of Electrical and Electronics Engineers, „*IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*”, IEEE Std. C95.1, 1999 Edition.
84. Topa T., Wójcik D., „*Metoda hybrydowa MoM-FDTD w analizie złożonych układów promieniujących fale elektromagnetyczne*”, XI Krajowe Sympozjum Nauk Radiowych, Poznań, 7 – 8 kwietnia 2005, ss. 364 – 369.
85. Tosun H., „*Pochłanianie energii elektromagnetycznej przez obiekty biologiczne*”, Materiały do studiów i badań, Centralny Instytut Ochrony Pracy, Warszawa 1984.
86. Trikas P. A., Balanis C.A., Puerchine M.P., Barber G.C., „*Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetic Radiation, Interference, and Interaction with Complex Structures*”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 35, No. 2, ss. 192 – 203.
87. Trzaska H., „*Electromagnetic environment protection*”, XI Krajowe Sympozjum Nauk Radiowych, Poznań, 7 – 8 kwietnia 2005, ss. 1 – 6.
88. Trzaska H., „*Góra urodziła mysz*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 8-9/2001, ss. 523 – 526.
89. Trzaska H., „*Pola elektromagnetyczne a materia ożywiona*”, Przegląd Telekomunikacyjny i Wiadomości Telekomunikacyjne 8-9/2005, ss. 314 – 318.
90. Trzaska H., „*Pomiary pól elektromagnetycznych w polu bliskim*”, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa-Wrocław, 1998.
91. Trzaska H., „*SAR?*”, Biological Effects of EMFs 3rd International Workshop, Kos, Greece, 4 – 8 October, 2004, Volume I, ss. 442 – 446.

92. Turski A. J., Atamaniuk B., „*Rezonans Schumanna i efekty bioelektromagnetyczne*”, Elektromagnetyczne zagrożenia środowiska – materiały ze spotkania roboczego Polskiego Towarzystwa Zastosowań Elektromagnetyzmu, pod redakcją A. Krawczyka, Tykocin, 13 – 15 grudnia 1999, ss. 69 – 80.
93. Ueno S., „*Biomagnetic Stimulation*”, Plenum Press, 1991.
94. United States Air Force Research Laboratory, „*EMF Dosimetry Research*”, <http://www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/dosimetry.html>
95. United States National Library of Medicine, National Institutes of Health, „*The Visible Human Project*”, [http://www.nlm.nih.gov/research/visible/visible\\_human.html](http://www.nlm.nih.gov/research/visible/visible_human.html).
96. Volta A., „*On the electricity excited by mere contact of conducting substances of different kinds*”, Royal Soc. Philos Trans. 90, 1800, ss. 403 – 431.
97. Wang J. J. H., „*Generalized Moment Methods in Electromagnetics. Formulation and Computer Solution of Integral Equations*”, John Wiley & Sons, Inc., 1991
98. Warnke U., „*Der Mensch und die 3. Kraft, Electromagnetische Felder – zwischen Stress und Therapie*”, Popular Adademie Velags-Gesellschaf, Saarbrucken, 1997.
99. Warnke U., „*Survey of some Working Mechanisms of Pulsating Electromagnetic Fields (PEMF)*”, Bioelectrochemistry and Bioenergetics 27, 1992, ss. 317 – 320.
100. Więckowski T., „*Badania kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń elektrycznych i elektronicznych*”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2001.
101. Wikipedia, „*Wolna encyklopedia*”, <http://pl.wikipedia.org/wiki/> .
102. Zawistowski S., „*Magnetyzm i aura ludzka*”, Warszawa, 1997.
103. Zeland Software Inc., „*Fidelity*”, <http://www.zeland.com> .
104. Zeng F., Shannon R.V., „*Psychophysical laws revealed by electric hearing*”, NeuroReport , Vol. 10, No. 9, 23 June 1999, ss. 1931 – 1935.
105. Zyss T., „*Deep Magnetic Brain Stimulation, The End of Psychiatric Electroshock Therapy?*”, Medical Hypotheses, No. 3, 1994, ss. 68 – 74.
106. Żurawicki J., „*Zaburzenia pola elektromagnetycznego w linii TEM*”, Praca doktorska, Raport Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej I-28/P-018/99, Wrocław 1998.