

**Zakład Kompatybilności
Elektromagnetycznej**

ul. Swojczycka 38
51-501 Wrocław
T:[+71] 36 99 803,
F:[+71] 37 28 878
www.itl.waw.pl



INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
PAŃSTWOWY INSTYTUT BADAWCZY

**National Institute
of Telecommunications**

ul. Szachowa 1
PL – 04-894 Warszawa
T: [+48 22] 512 81 00
F: [+48 22] 512 86 25
E-mail: info@itl.waw.pl
www.itl.waw.pl

**Analiza błędów modelowania
rozkładu bliskiego pola elektromagnetycznego
wielodipolowych struktur antenowych
w obszarze listków bocznych
dla potrzeb kompatybilności elektromagnetycznej**

Raport Z21/21300039/1304/09

WROCŁAW grudzień 2009

Nr pracy : 21300039

Nazwa pracy : Analiza błędów modelowania rozkładu bliskiego pola elektromagnetycznego wielodipolowych struktur antenowych w obszarze listków bocznych dla potrzeb kompatybilności elektromagnetycznej

Zlecniodawca : Praca Statutowa

Data rozpoczęcia : Styczeń 2009 r.

Data zakończenia : Grudzień 2009 r.

Słowa kluczowe : EMC, modelowanie cyfrowe anten, pole bliskie anten

Kierownik pracy : mgr inż. Marek Kałuski

Wykonawcy pracy : mgr inż. Marek Kałuski
prof. dr Ryszard G. Strużak
mgr inż. Magdalena Modrzewska
mgr inż. Karolina Skrzypek
mgr Marta Macher
mgr inż. Piotr Tyrawa
technik Michał Stajszczyk

Praca wykonana w Pracowni Badania Pól i Zaburzeń
Zakładu Kompatybilności Elektromagnetycznej Instytutu Łączności we Wrocławiu

Kierownik Pracowni BPiZ: mgr inż. Marek Kałuski
Kierownik Zakładu: dr inż. Janusz Sobolewski

Niniejsze opracowanie może być powielane i publikowane wyłącznie w całości
Powielanie i publikowanie fragmentów wymaga uzyskaniu zgody Instytutu Łączności

© Copyright by Instytut Łączności, Wrocław 2009

Spis treści

1. Wprowadzenie	4
2. Metody projektowania urządzeń nadawczych	6
2.1. Metody analityczne	6
2.2. Metody numeryczne	9
2.2.1. Metody operacyjne w dziedzinie częstotliwości	9
2.2.2. Metody operacyjne w dziedzinie czasu.....	11
3. Specyfika bliskiego pola EM złożonych struktur antenowych	12
4. Obliczenia	15
4.1. Antena dwudipolowa – porównanie metod obliczeniowych	15
4.2. Antena czterodipolowa – w obecności masztu	21
4.3. Anteny płaszczyznowe i układy antenowe z nich zbudowane.....	24
4.3.1. Anteny płaszczyznowe stosowane w radiokomunikacji (niepublikowane).....	24
4.3.2. Anteny płaszczyznowe telewizyjne (niepublikowane).....	24
4.3.3. Układy antenowe (niepublikowane).....	24
5. Zakończenie.....	25
Bibliografia.....	26
Polskie akty prawne	27

1. Wprowadzenie

Układ antenowy nadawczy zmontowany na wybranym obiekcie prawie zawsze różni się pod względem parametrów technicznych (głównie elektrycznych) od tego, jaki został założony przez projektanta w trakcie planowania stacji nadawczej.

Rozbieżności pomiędzy parametrami anteny nadawczej uzyskanymi w warunkach rzeczywistych, a założonymi wstępnie, są spowodowane czynnikami obiektywnymi powstałymi w trzech kolejnych etapach prac nad opracowaniem i przekazaniem anteny do eksploatacji. W pierwszym etapie projektowania anteny, w trakcie wykonywania obliczeń, wprowadza się z konieczności pewne uproszczenia, wynikające z tego, że nie jest możliwe uwzględnienie wszystkich czynników mających wpływ na właściwości anteny. Ograniczenia te wiążą się z możliwościami obliczeniowymi komputerów i z czasem ich wykonywania. Odchyłki od założonej konstrukcji anteny powstają w drugim etapie prac, a mianowicie w trakcie jej fizycznego wykonywania i montażu na zaplanowanym obiekcie.

Np. w przypadku anten wielodipolowych rozbieżności powstają w wyniku nieco innego rozmieszczenia ich na maszcie lub różnic w ich zasilaniu (w celu uzyskania właściwej fazy) wynikających z dokładności doboru założonej długości kabli zasilających.

Trzeci etap pracy to pomiary końcowe przed przekazaniem zbudowanego obiektu do ciągłej eksploatacji. Przede wszystkim nie jesteśmy w stanie określić rzeczywistej charakterystyki promieniowania anteny nadawczej po jej zainstalowaniu na obiekcie. Można to zrobić jedynie przy pomocy śmigłowca wyposażonego w odpowiednie urządzenia pomiarowe, a takim latającym laboratorium nikt w Polsce nie dysponuje. Z punktu widzenia ochrony środowiska naturalnego przed szkodliwym promieniowaniem elektromagnetycznym anten nadawczych, pomiary kontrolne wykonywane są przy pomocy specjalnych mierników dużej mocy, wyposażonych w specjalne, małe anteny pomiarowe, lub sondy pomiarowe, takie, aby wprowadzone w pole EM, same nie powodowały zmiany rozkładu tego pola. A także, aby antena pomiarowa umieszczona w sąsiedztwie anteny badanej, w jej polu bliskim, nie sprzęgała się z anteną badaną, zmieniając właściwości zarówno swoje, jak i anteny badanej. Mimo dużej dbałości o poprawność pomiarową tych urządzeń, pewnych błędów w pomiarach uniknąć się nie da, np. wynikających z wpływu człowieka wykonującego badania, z dokładności wzorcowania samych mierników oraz będących na ich wyposażeniu anten pomiarowych.

W tej pracy autorzy skoncentrowali swoje zainteresowanie na pierwszym z wymienionych etapów, a mianowicie na oszacowaniu i ocenie błędów modelowania cyfrowego anten wielodipolowych ze szczególnym uwzględnieniem ich pola bliskiego.

Złożone nadawcze struktury antenowe i układy antenowe szeroko wykorzystywane w praktyce, m.in. w telewizji, radiofonii czy radiokomunikacji, są obecnie projektowane z wykorzystaniem najnowszych technik modelowania cyfrowego i najnowszych komputerów o bardzo dużych możliwościach obliczeniowych. Wynika to z konieczności coraz staranniejszego projektowania anten i ich układów, co jest podyktowane wymogami racjonalnego gospodarowania technicznie dostępnym widmem częstotliwości w warunkach, gdy ośrodków łączności radiowej jest coraz więcej i ciągle zwiększa się moc instalowanych urządzeń nadawczych. Techniki modelowania coraz bardziej skomplikowanych struktur promieniujących są dogodnym narzędziem do analizy teoretycznej różnych wariantów rozwiązań i wyboru wersji najbardziej optymalnej z punktu widzenia promieniowania, zarówno w kierunkach pożądanых, jak i w tych, na których promieniowanie powinno być ograniczone ze względu na ochronę środowiska. Przeprowadzanie takich analiz na fizycznych modelach rzeczywistych zainstalowanych już na obiekcie nadawczym jest praktycznie

niemożliwe, po pierwsze ze względu na niejednokrotnie trudny dostęp do anteny (np. wysoki maszt) a po drugie na stosunkowo duży koszt.

Głównym wymaganiem, jakie jest brane pod uwagę w trakcie projektowania nadawczych układów antenowych jest uzyskanie wymaganego poziomu natężenia pola elektromagnetycznego na założonym obszarze. Cel ten osiąga się przez zapewnienie wymaganego zysku energetycznego anten oraz odpowiednie ukształtowanie jej charakterystyki promieniowania, zarówno w płaszczyźnie poziomej jak i pionowej.

Przestrzenna charakterystyka promieniowania anteny powinna być tak ukształtowana, aby pozwalała wypromieniować energię fali EM w kierunkach pożądanym i skutecznie wyeliminować promieniowanie w tych kierunkach, w których ma być ono wytłumione. Coraz większe zagęszczenie stacji nadawczych, szczególnie w obszarze dużych aglomeracji miejskich, zmusza projektantów nowych obiektów radiowych do kształtowania charakterystyk poziomych, nawet dla tych obiektów, dla których chciałoby się, aby była ona dookólna np. dla radiofonii UKF-FM. W charakterystykach, z założenia, przewiduje się głębokie wcięcia (miejsca zerowe) na określonych azymutach, po to, aby skutecznie wyeliminować ewentualne sprzężenia z istniejącymi już na tych kierunkach innymi obiektami nadawczymi.

W radiokomunikacji ruchomej stosuje się obecnie coraz częściej anteny sektorowe, o szerokości wiązki poziomej (przy spadku mocy o ± 3 dB) 60° , 90° , 120° i inne, w celu zwiększenia ilości użytkowników mogących równocześnie korzystać z danej stacji bazowej. W pozostałych sektorach mogą z tej samej stacji bazowej korzystać inni użytkownicy bez obawy wzajemnych zakłóceń.

Kształt pionowej charakterystyki promieniowania anteny decyduje o jej zysku energetycznym oraz o rozkładzie natężenia pola w funkcji odległości od anteny. W charakterystyce pionowej anteny złożonej z wielu umieszczonych nad sobą dipoli występują miejsca zerowe, w których natężenie pola spada teoretycznie do zera, a praktycznie osiąga głębokie minimum. Występowanie miejsc zerowych w pionowej charakterystyce promieniowania anteny prowadzi do pojawienia się stref martwych, w których bądź nie ma odbioru radiowego lub telewizyjnego, bądź nie ma łączności z radiotelefonem ruchomym. Naturalną konsekwencją zwiększania zysku układu antenowego, a tym samym zawężania pionowej charakterystyki jest to, że strefy martwe oddalają się od masztu anteny, a tym samym obejmują swym zasięgiem większą liczbę użytkowników. Dlatego dla zapewnienia poprawnych warunków łączności są stosowane odpowiednie zabiegi techniczne, polegające bądź na wypełnianiu miejsc zerowych, np. w antenach telewizyjnych, bądź na pochylaniu w dół wiązki pionowej – sterując nią elektrycznie lub odchylając mechanicznie antenę od masztu.

W przedstawionych powyżej priorytetach branych pod uwagę w trakcie projektowania struktur antenowych, poziomy listków wstecznych i bocznych znajdują się dopiero na kolejnych miejscach. Na ogół zakłada się, aby one dla jednostek podstawowych, z których budowane są złożone układy antenowe, nie przekraczały założonego poziomu.

Jednostka antenowa, nazywana czasem elementem antenowym albo anteną panelową, składa się z pewnej liczby dipoli półfalowych lub całofalowych umieszczonych nad płaskim metalowym ekranem o ograniczonych wymiarach. Liczba dipoli waha się od jednego do ośmiu. Najczęściej nadawcze anteny telewizyjne i radiofoniczne składają się z kilkunastu podstawowych jednostek antenowych odpowiednio rozmieszczonych wokół masztu i wzdłuż masztu. W antenach radiokomunikacyjnych stacji bazowych anteny panelowe są indywidualnie wykorzystywane. Są to obecnie bardzo złożone technicznie konstrukcje. W jednym panelu mieszczą się nawet cztery elektrycznie odsprężone od siebie, niezależne anteny, dwie o wzajemnie ortogonalnych dipolach i spolaryzowanych $\pm 45^\circ$ na zakres 900 MHz i dwie również o skrzyżowanych dipolach spolaryzowanych $\pm 45^\circ$ na zakres 1800 MHz (UMTS).

Jednostki panelowe są opracowywane jako anteny indywidualne, traktowane jako elementy odosobnione pracujące w warunkach swobodnej przestrzeni, bez wpływu na nie innych przedmiotów z otaczającej przestrzeni. I dla takich warunków parametry elektryczne jednostek antenowych są wyznaczane i podawane w katalogach. Tymczasem anteny prawie nigdy nie pracują w warunkach badań laboratoryjnych. Na ogół są instalowane na masztach, nawet o stosunkowo dużych przekrojach poprzecznych, często w obecności innych jednostek antenowych, umieszczonych obok, w przypadku złożonych układów antenowych, a także w obecności anten innych użytkowników.

Najczęściej projektowanie nowych nadawczych układów antenowych ogranicza się do kształtowania jej przestrzennej charakterystyki promieniowania w zakresie wiązki głównej w polu dalekim. I tu do obliczeń można przyjmować charakterystyki jednostek podawane przez producenta, uzyskując wynik z wystarczającą praktyczną dokładnością. Problem pojawia się wtedy, gdy zamierzamy wyznaczyć rozkład pola elektromagnetycznego wokół anteny nadawczej w polu bliskim, w sąsiedztwie anteny nadawczej, nie tylko w zakresie wiązki głównej promieniowania, ale szczególnie poza nią, także dla innych kierunków, a więc dla warunków, dla których bardzo często nie mamy danych od producenta anteny.

Obliczenia rozkładu pola w strefie bliskiej anteny w warunkach jej rzeczywistej pracy z uwzględnieniem wszystkich elementów przewodzących z otoczenia anteny, dla celów ochrony środowiska jest jednym z najtrudniejszych pod względem metodologicznym i obliczeniowym zagadnieniem.

2. Metody projektowania urządzeń nadawczych

W otoczeniu obiektów nadawczych stosowane są następujące metody wyznaczania rozkładów pól elektromagnetycznych:

- metody analityczne,
- metody numeryczne, w tym:
 - metody operacyjne w dziedzinie częstotliwości,
 - metody operacyjne w dziedzinie czasu.

2.1. Metody analityczne

Metody analityczne obliczania rozkładu pola EM w polu bliskim obiektów nadawczych stosuje się tylko wtedy, kiedy obiekt ten charakteryzuje się prostą strukturą, np. anteny zbudowane są z prostych dipoli albo unipoli zasilanych względem ziemi, lub z typowych jednostek antenowych o znanych parametrach.

Przykładem pierwszej grupy są anteny prętowe lub masztowe zasilane względem uziemienia, w postaci metalowej siatki lub drutów umieszczonych w ziemi, stosowane np. w zakresach fal długich, średnich a także krótkich (rys. 2.1).

Natężenie pola elektrycznego i magnetycznego w punkcie A w niewielkiej odległości od takiej anteny jest określone zależnościami:

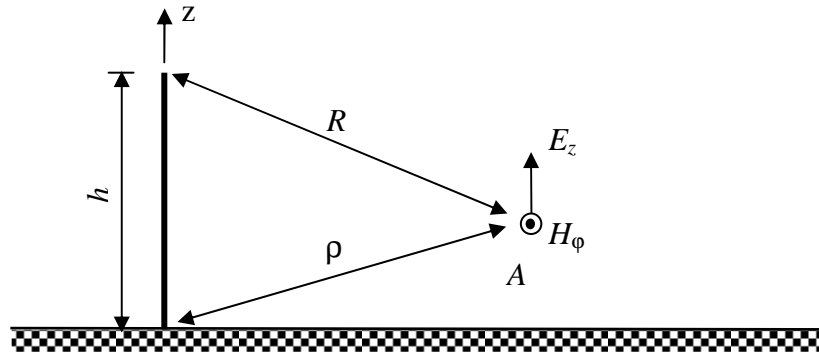
$$E_z = -j60I_m \left(\frac{e^{-jk_0 R}}{R} - \frac{e^{-jk_0 \rho}}{\rho} \cos k_0 h \right), \quad (2.1)$$

$$H_\varphi = \frac{jI_m}{2\pi\rho} (e^{-jk_0 R} - e^{-jk_0 \rho} \cos k_0 h), \quad (2.2)$$

gdzie:

- R - długość wierzchołka anteny od punktu obserwacji,
- h - wysokość anteny,
- I_m - amplituda prądu w strzałce,

ρ - odległość podstawy anteny do punktu obserwacji,
 k_0 - stała propagacji.



Rys. 2.1. Antena masztowa nad ziemią

Amplituda prądu w strzałce I_m jest związana z mocą P doprowadzoną do anteny i impedancją promieniowania Z_{pr} następująca zależnością:

$$I_m = \sqrt{\frac{2P}{Z_{pr}}} \quad (2.3)$$

Druga grupę stanowią układy antenowe złożone z pewnej liczby na ogół jednakowych elementów promieniujących, odpowiednio rozmieszczonych zarówno wokół jak i wzdłuż wysokości jakiegoś nośnika, i o odpowiednio dobranych amplitudach i fazach prądów zasilających je. Elementy promieniujące są na nośniku rozmieszczane praktycznie tak, aby uzyskać założony kształt przestrzennej charakterystyki promieniowania i zysk energetyczny. Przestrzenny rozkład natężenia pola elektrycznego wokół anteny nadawczej w biegunowym układzie współrzędnych jest opisany wyrażeniem:

$$E(\Theta, \varphi, r) = \sqrt{\frac{30P_{pr}}{r^2}} \cdot |f(\Theta, \varphi)|, \quad (2.4)$$

w którym:

- $f(\Theta, \varphi)$ - wartość charakterystyki na kierunku Θ, φ ,
- P_{pr} - moc promieniowana przez antenę nadawczą,
- Θ - kąt elewacji nad horyzontem ($0^\circ \leq \Theta \leq 90^\circ$),
- φ - kąt azymutu względem osi x ($0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$),
- r - odległość punktu obserwacji od początku układu współrzędnych.

Układy antenowe nadawcze dla zakresu częstotliwości UKF i VHF składają się najczęściej z takich samych jednostek antenowych, różnie w przestrzeni zorientowanych.

W przypadku ogólnym układów antenowych złożonych z różnych jednostek antenowych, lub takich samych, ale w różne strony zorientowanych, wypadkowa charakterystyka promieniowania $E(\Theta, \varphi)$ jest obliczona przez dodawanie wektorowe natężeń pól (amplitud z zachowaniem fazy) od każdego indywidualnego źródła w punkcie obserwacji na każdym z kierunków wg zależności:

$$E(\Theta, \varphi) = \sum_{i=1}^n E_i(\Theta, \varphi), \quad (2.5)$$

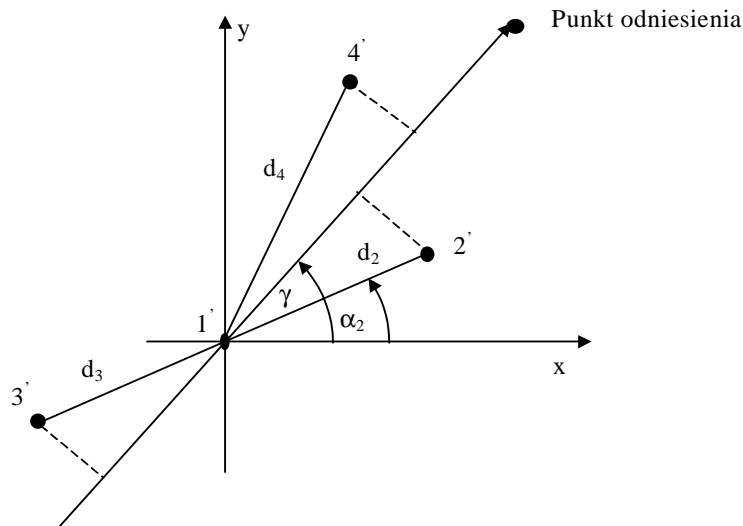
gdzie $E_i(\Theta, \varphi)$ - natężenie pola elektrycznego wytworzone przez i -te źródło.

Sumowanie wektorowe pól na ogół sprowadza się do rozwiązań czysto geometrycznych, kiedy to położenie źródeł o określonej amplitudzie i fazie jest w przestrzeni znane.

Rozważmy przypadek kilku izotropowych źródeł promieniowania dowolnie rozmieszczonych na płaszczyźnie poziomej stanowiącej piętro układu antenowego. Położenie źródeł względem początku układu współrzędnych prostokątnych x, y może być dowolne. Ze względu jednak na wygodę obliczeń najlepiej przyjąć go tak, aby jedno ze źródeł znajdowało się bądź w środku układu, bądź też leżało na jednej ze współrzędnych, albo też, jeśli rozkład źródeł stanowi regularną figurę geometryczną, początek układu współrzędnych pokrywał się ze środkiem tej figury.

Problem sumowania wektorowego pól od tych źródeł sprowadza się do znalezienia różnicy faz pomiędzy wektorami pól cząstkowych w punkcie obserwacji, jako funkcje ich wzajemnego położenia, fazy prądów zasilających i częstotliwości.

Na rys. 2.2 przedstawiono cztery źródła izotropowe, z których pierwsze oznaczone jako $1'$ położone w początku układu współrzędnych przyjęto jako źródło odniesienia.



Rys. 2.2. Geometria rozmieszczenia źródeł

Na rys. 2.2 przyjęto oznaczenia:

- d_i - odległość i -tego źródła od pierwszego,
- γ - kąt pomiędzy kierunkiem liczenia a współrzędną x ,
- α_i - kąt pomiędzy współrzędną x i kierunkiem na źródło i .

Wyrażając d w [m] i częstotliwość f w [MHz], różnica faz w $^\circ$ źródła $2'$ w stosunku do $1'$ wynosi:

$$\Psi_2 = 1,2 \cdot f \cdot d_2 \cos(\gamma - \alpha_2). \quad (2.6)$$

Zakładając, że źródło $2'$ może promieniować z początkową fazą Ψ_{z2} w stosunku do źródła $1'$ (spowodowaną różną fazą prądów zasilających) i dodatkowo różnicą faz $\Delta\Phi_{p2}(\Theta, \varphi)$ spowodowaną własną fazą charakterystyki promieniowania na rozważanym kierunku, wyrażenie (2.6) przyjmuje bardziej ogólną postać:

$$\Psi_2 = 1,2 \cdot f \cdot d_2 \cos(\gamma - \alpha_2) + \Psi_{z2} + \Delta\Phi_{p2}(\Theta, \varphi), \quad (2.7)$$

a ogólnie dla i-tego źródła

$$\Psi_i = 1,2 \cdot f \cdot d_i \cos(\gamma - \alpha_i) + \Psi_{zi} + \Delta\Phi_{pi}(\Theta, \varphi). \quad (2.8)$$

Dla układu antenowego złożonego z „n” nieizotropowych źródeł natężenie pola elektrycznego na dowolnym azymucie będzie równe sumie wektorowej „n” wektorów pól cząstkowych

$$E(\Theta, \varphi) = \sum_{i=1}^n K_i f_i(\Theta, \varphi) e^{j\Psi_i(\Theta, \varphi)}, \quad (2.9)$$

w której:

- K_i - stała zależna od mocy zasilania i-tego źródła, zwana często współczynnikiem pobudzenia,
- $f_i(\Theta, \varphi)$ - względna amplitudowa charakterystyka promieniowania i-tego źródła na kierunku Θ, φ ,
- $\Psi_i(\Theta, \varphi)$ - względna faza i-tego źródła odniesiona do źródła 1'.

W praktyce wartość charakterystyki źródła $f_i(\Theta, \varphi)$ (jednostki antenowej) na danym kierunku jest pobierana z danych uzyskanych od producenta, (dane reklamowe się tu nie nadają), względna faza $\Psi_i(\Theta, \varphi)$ jest obliczana z zależności (2.8), natomiast stała K_i może być dla każdego źródła dobierana indywidualnie ale tak, aby uzyskać założony kształt poziomej charakterystyki promieniowania układu. Dobór tej stałej nie może być jednak dowolny. Jest on związany z technicznymi możliwościami podziału mocy w układzie zasilania anteny na poszczególne jednostki przy pomocy tzw. dzielników mocy. Wartości tego współczynnika dla poszczególnych jednostek mogą być jedynie dyskretne, np.:

- $K_i = 0,7$ – dla podziału mocy 1/2 w stosunku do źródła pierwszego,
- $K_i = 0,5$ – dla podziału mocy 1/4 itd.

2.2. Metody numeryczne

2.2.1. Metody operacyjne w dziedzinie częstotliwości

Podstawową metodą rozwiązywania złożonych struktur antenowych cienkoprzewodowych w dziedzinie częstotliwości jest metoda momentów, opracowana przez Harringtona w 1968 r. Metoda ta polega na zastąpieniu interesującego obiektu układem odpowiednio rozmieszczonych w przestrzeni cienkich prostoliniowych przewodów z dowolnie umiejscowionymi punktami pobudzenia i skupionymi, wtrąconymi obciążeniami impedancyjnymi. W układzie mogą występować galwaniczne połączenia między przewodami, a same przewody mogą mieć różne średnice. Metoda ta umożliwia kompleksową analizę struktur, a w szczególności:

- obliczanie rozkładu prądu wzdłuż przewodów,
- obliczanie impedancji na zaciskach generatorów pobudzających układ,
- obliczanie charakterystyk promieniowania,
- analizę morfologii pola bliskiego.

Przez strukturę cienkoprzewodową rozumiemy układ złożony z przewodów cylindrycznych spełniających następujące warunki:

- promień każdego przewodu jest znacznie mniejszy od jego długości,
- promień każdego przewodu jest znacznie mniejszy od długości fali elektromagnetycznej „oświetlającej” układ,

- prąd indukowany w przewodach przyjmuje wartość równą zero na swobodnych końcach przewodów.

Badana struktura może składać się z przewodów prosto- i (lub) krzywoliniowych o różniących się promieniach, dopuszczalne są przy tym galwaniczne połączenia między przewodami. Zakłada się, że przewody tworzące strukturę są wykonane z materiału doskonale przewodzącego.

Natężenie pola elektrycznego w sąsiedztwie struktury wyrażone przez potencjały elektrodynamiczne ma postać

$$\bar{E} = -j\omega\bar{A} - \text{grad}\Phi. \quad (2.10)$$

Zakładając spełnienie warunku brzegowego dla składowej stycznej (lokalnie równoległej do osi przewodu), dochodzimy do równania

$$\bar{E}^i \cdot \bar{s} = j\omega\bar{A} \cdot \bar{s} + \bar{s} \cdot \nabla\Phi, \quad (2.11)$$

gdzie

$$\bar{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_c I(s') \bar{s}(s') K(s, s') ds', \quad (2.12)$$

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_c q(s') K(s, s') ds', \quad (2.13)$$

w których

$$K(s, s') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [\exp(-jkR) / R] d\varphi, \quad (2.14)$$

gdzie R jest odległością rozważanego elementu na przewodniku od początku układu współrzędnych.

We wzorach (2.11) – (2.14) k oznacza liczbę falową ośrodka, w którym znajdują się przewody, \bar{s} jest wektorem jednostkowym lokalnie symetrycznym do osi przewodnika, a całkowanie (2.12) – (2.14) rozciąga się na całą strukturę.

Występująca we wzorze (2.13) liniowa gęstość ładunku $q(s')$ jest związana równaniem ciągłości z funkcją $I(s')$ opisującą rozkład tzw. prądu całkowitego indukowanego w przewodach, tj.

$$q(s') = -\frac{1}{j\omega} \frac{dI(s')}{ds'}. \quad (2.15)$$

Równanie (2.11) rozwiązuje się stosując schemat algebraizacji zwany *metodą momentów*, w którym równanie całkowe przekształcane jest w układ równań algebraicznych postaci:

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & \dots & z_{1N} \\ z_{21} & z_{22} & \dots & z_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ z_{N1} & z_{N2} & & z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ \vdots \\ J_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

W oparciu o metodę momentów zostało opracowanych kilka programów komputerowych dla środowiska Microsoft Windows m.in. NEC, MOMIC i najbardziej popularny MININEC Professional.

MININEC jest narzędziem skutecznie wspomagającym rozwiązywanie złożonych zagadnień analizy i projektowania anten liniowych i ich układów, analizę siatkowych modeli obiektów o skomplikowanych kształtach, a także rozwiązywanie rozmaitych zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej.

System MININEC jest komputerową implementacją numerycznej analizy struktur cienkoprzewodowych, polegającą na sprowadzeniu zagadnienia promieniowania fal elektromagnetycznych do rozwiązania równania całkowego (różniczkowo – całkowego) dla funkcji opisującej rozkład prądu wzdłuż przewodów tworzących strukturę. Równanie to jest rozwiązywane metodą momentów przy zastosowaniu tzw. segmentowych funkcji bazowych i wagowych. Z fizycznego punktu widzenia podejście to jest równoznaczne z zastąpieniem analizowanej struktury układem wielu elektrycznie krótkich radiatorów ze znanym rozkładem prądu, lecz nieznaną jego amplitudą i fazą.

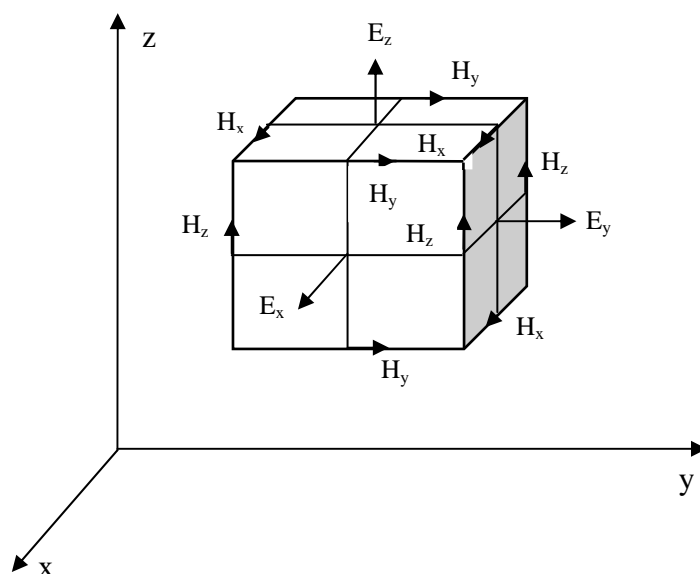
2.2.2. Metody operacyjne w dziedzinie czasu.

Metoda FDTD bazuje na przeprowadzeniu obliczeń konwencjonalną metodą różnic skończonych w dziedzinie czasu tylko w najbliższym otoczeniu źródła promieniowania, a następnie wykorzystaniu transformacji pole bliskie – pole dalekie dla uzyskania rozkładu pola w punktach leżących poza obszarem analizowanym metodą FDTD. Metoda FDTD (ang. *Finite-Difference Time-Domain*) jest obecnie bardzo często wykorzystywana z uwagi na dużą wszechstronność, dokładność obliczeń i stosunkowo łatwą implementację komputerową.

Badany obszar wokół źródła dzieli się na małe elementy objętościowe tzw. komórki elementarne lub voxele, a parametry elektryczne medium mogą zmieniać się bez ograniczeń przy przechodzeniu z jednego voxela na drugi. Z tego względu metoda ta może być stosowana do analizy obiektów niejednorodnych elektrycznie.

Wielkość komórki elementarnej jest ograniczona długością elektryczną fali w danym ośrodku. W praktyce przyjmuje się, że rozmiar komórki nie powinien przekraczać jednej dziesiątej długości fali.

W metodzie FDTD obszar analizy zbudowany jest z komórek elementarnych, takich jak pokazano na rys. 2.3.



Rys. 2.3. Dyskretyzacja przestrzeni w metodzie FDTD

Składowe pola magnetycznego określone są w środkach krawędzi komórki elementarnej, a składowe pola elektrycznego – w środku każdej ścianki.

Metoda FDTD polega na bezpośrednim rozwiązaniu równań Maxwella metodą marszu w czasie i wykorzystuje bezpośrednio dwa spośród równań Maxwella, wiążące ze sobą składowe elektryczne i magnetyczne.

$$\mu \frac{\partial H}{\partial t} = -\Delta \times E - \sigma^* H, \quad (2.17)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} = -\Delta \times H - \sigma E, \quad (2.18)$$

gdzie: ε , μ , σ i σ^* odpowiednio oznaczają – przenikalności elektryczną i magnetyczną, konduktywność i straty magnetyczne.

Równania (2.17) i (2.18) stanowią układ 6 równań różniczkowych cząstkowych dla 3 składowych pola elektrycznego i 3 składowych pola magnetycznego.

Po zastosowaniu aproksymacji pierwszego rzędu do operatorów różniczkowania w pierwszym z powyższych równań, dochodzimy do równania typu

$$\frac{1}{A} [E_{z1}(t) + E_{y2}(t) - E_{z3}(t) - E_{y4}(t)] = \frac{\mu_0}{2\Delta t} [H_{xo}(t + \Delta t) - H_{xo}(t - \Delta t)] \quad (2.19)$$

Podobną aproksymację otrzymujemy z drugiego z równań. Przeplatając użycie obydwu typów równań oraz uwzględniając warunki brzegowe, otrzymujemy rozwiązanie w postaci rozkładów pola w kolejnych chwilach czasu. Trudność może powodować modelowanie powierzchni niepokrywających się z liniami podziału siatki kartezjańskiej.

Zasadniczą cechą tej metody jest konieczność pokrycia interesującego nas obszaru „siatką” umożliwiającą odpowiednią aproksymację wielkości fizycznych i operatorów. Obszary leżące poza obszarem siatki znajdują się poza zasięgiem analizy. Cecha ta nie stwarza problemów w zagadnieniach o ograniczonej wielkości modelowanego przedmiotu np. falowodach, wnękach rezonansowych, kablach. Problem dotyczy zagadnień otwartych, gdzie obszar oddziaływania rozciąga się do nieskończoności. W takich przypadkach na granicy obszaru analizy wprowadza się specjalnie skonstruowane absorpcyjne warunki brzegowe (ang. ABC – absorbing boundary conditions), które zapewniają „pochląnianie” fal elektromagnetycznych.

Metoda FDTD wymaga dyskretyzacji całego obszaru analizy, w którym ma być wyznaczona struktura pola elektromagnetycznego. W przypadku pola bliskiego należy antenę umieścić w środku sześciangu o boku równym $2R$, gdzie R określa granicę pola bliskiego opisaną wyrażeniem $R = 2D^2/\lambda$, w którym D jest najdłuższym wymiarem anteny, a λ długością fali. Obszar ten musi być podzielony na komórki elementarne, każda o boku $\lambda/10$, co przy konieczności zapisu 6 składowych pola dla każdej komórki, determinuje wielkość pamięci operacyjnej komputera do wielkości 1,1 GB. Widać więc, że zastosowanie wprost tej metody, nawet do zakresu pola bliskiego anten, jest utrudnione, z jednej strony wymogami dużej pamięci operacyjnej, a z drugiej bardzo długim czasem liczenia.

3. Specyfika bliskiego pola EM złożonych struktur antenowych

Myslą przewodnią autorów uruchomienia takiego tematu pracy statutowej w IŁ we Wrocławiu jest ochrona środowiska, w tym ludzi, przed silnym promieniowaniem EM urządzeń nadawczych telewizyjnych, radiofonicznych i radiokomunikacyjnych. Z tego punktu widzenia otoczenie pola bliskiego tych urządzeń zasługuje na oddzielne traktowanie z dwóch podstawowych powodów. Po pierwsze, to w bliskim sąsiedztwie urządzeń nadawczych występują względnie duże natężenia pola EM, mogące stanowić potencjalne zagrożenie dla ludzi znajdujących się w tej strefie. A po drugie, w strefie pola bliskiego przestrzenny rozkład

pola promieniowania złożonych struktur antenowych, odniesiony do wartości maksymalnej, może być nawet zdecydowanie inny od rozkładu pola tego samego urządzenia nadawczego w strefie pola dalekiego, a więc od jego względnej charakterystyki promieniowania, deklarowanej przez projektanta, bo takową określa się dla warunków pola dalekiego.

Jakie mogą być okoliczności przebywania ludzi w polu bliskim anten? Taka sytuacja może dotyczyć:

- personelu technicznego przebywającego na obiektach i obsługującego urządzenia,
- turystów wędrujących po górach, na wierzchołkach których zlokalizowane są często urządzenia nadawcze,
- mieszkańców najwyższych pięter domów, na których zainstalowane są komercyjne stacje nadawcze UKF i telewizyjne, a także bardzo często radiokomunikacyjne,
- wielu innych osób, które nieświadomie mogą znaleźć się w strefie dużego natężenia pola.

Projektanci urządzeń antenowych nadawczych, w większości dbają o to, aby na założonym obszarze uzyskać wymagane pokrycie programem nadawanym lub zapewnić na nim dobrą łączność radiową, a także o to, aby budowana nowa stacja nie wprowadzała zakłóceń dla urządzeń nadawczych już na danym terenie pracujących. Obliczenia tych parametrów są wykonywane dla strefy uważanej jako pole dalekie, a więc dla odległości spełniającej warunek

$$R > \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (3.1)$$

w którym D jest największym wymiarem anteny, a λ jest długością fali.

Dla odległości spełniającej powyższy warunek można w obliczeniach przyjąć następujące uproszczenia:

- antenę można traktować jako źródło punktowe, a w związku z tym można założyć, że promienie od wszystkich elementów promieniujących złożonej struktury antenowej do punktu obserwacji są równoległe,
- źródłami promieniowania są tylko jednostki antenowe zasilane z nadajnika,
- polaryzacja anteny jest jednoznacznie określona,
- słuszny jest związek pomiędzy składowymi pola elektrycznego i magnetycznego, jako

$$\frac{E}{H} = 120\pi, \quad (3.2)$$

w którym 120π oznacza impedancję swobodnej przestrzeni,

- moc promieniowana anteny na kierunku wiązki głównej charakterystyki promieniowania jest równa

$$P_{prom} = P_N G_A, \quad (3.3)$$

gdzie P_N oznacza moc na wejściu anteny, a G_A jej zysk energetyczny odniesiony do dipola półfalowego.

Te założenia spełnia opracowana w IŁ aplikacja komputerowa pn „Compact”, służąca do obliczania właściwości polowych złożonych struktur antenowych, z której m.in. korzystano w tej pracy. Umożliwia ona:

- wprowadzanie geometrii dowolnego rozmieszczenia w przestrzeni jednostek antenowych, jednakowych w całym układzie antenowym,
- wprowadzania warunków ich zasilania, napięcia i fazy,

- charakterystyk poziomych i pionowych jednostek antenowych: policzonych lub zmierzonych, np. metodą momentów,
- wykonywanie obliczeń wypadkowych charakterystyk promieniowania układów antenowych w polu dalekim dla dowolnej częstotliwości: poziomych i pionowych,
- obliczenie zysku energetycznego,
- zapisanie wyników w postaci liczbowej i w postaci graficznej (gotowych wykresów).

Z punktu widzenia ochrony środowiska przed szkodliwym promieniowaniem anten, a więc w ich polu bliskim, obliczenia rozkładu pola są bardziej złożone i muszą być uwzględniane inne jeszcze czynniki. Przede wszystkim:

- kierunki od poszczególnych jednostek antenowych, z których zbudowany jest układ antenowy, do punktu obserwacji nie są równoległe, w punkcie tym natężenie pola jest sumą wektorową pól jednostkowych, z zachowaniem fazy, amplitudy i kierunku w przestrzeni poszczególnych wektorów,
- uwzględnienie różnych wartości charakterystyk jednostek antenowych dla kierunku punktu obserwacji,
- uwzględnienie udziału w promieniowaniu elementów wtórnych, będących w polu promieniowania jednostek antenowych, głównie wpływu konstrukcji masztu,
- w polu bardzo bliskim anten (gdy odległość R jest porównywalne z λ) pomiędzy składowymi pola elektryczną i magnetyczną, nie jest spełniona relacja (3.2) (dotyczy to zakresu fal metrowych i dłuższych),
- moc promieniowana P_{prom} w punkcie obserwacji jest kwadratem sumy wektorowej natężeń pól elektrycznych U_i od poszczególnych elementów promieniujących - czynnych i biernych, podzielonej przez impedancję swobodnej przestrzeni ρ .

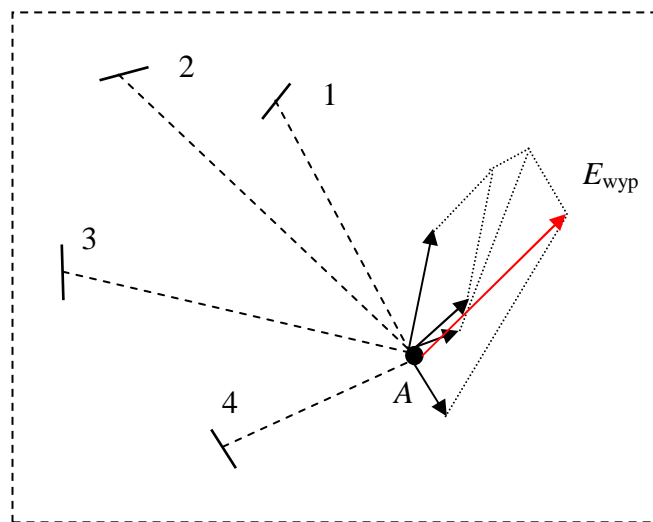
$$P_{prom} = \frac{\left(\sum_{i=1}^N \vec{U}_i \right)^2}{\rho}. \quad (3.4)$$

Jak wiemy, fala elektromagnetyczna jest falą poprzeczną, tzn. wektor pola elektrycznego jest prostopadły do wektora pola magnetycznego i oba one w rozpatrywanym, stałym punkcie w przestrzeni zmieniają się z częstotliwością pola w płaszczyźnie **prostopadłej** do kierunku rozchodzenia się fali. Ten warunek jest spełniony wszędzie w każdym punkcie przestrzeni wokół źródła promieniowania EM, zarówno w jego sąsiedztwie jak i daleko on niego.

W strefie pola dalekiego, kiedy źródło promieniowania możemy traktować jako punktowe, mamy do czynienia z falą płaską, wszystkie trzy wektory zachowują w przestrzeni stałe kierunki na całym obszarze rozchodzenia się fali. Jeśli wypromieniowana fala jest spolaryzowana poziomo, to wektor pola elektrycznego jest równoległy do powierzchni ziem, magnetyczny do niej prostopadły i oba one prostopadłe do kierunku rozchodzenia się fali.

Nieco inaczej jest blisko anteny, która niejednokrotnie ma dość duże wymiary geometryczne i trudno ją traktować jako jedno źródło punktowe, a wręcz przeciwnie musi być uważane jako element promieniujący o wielu źródłach rozmieszczonych w przestrzeni, i znajdujących się w różnych odległościach, na różnych kierunkach w stosunku do miejsca odniesienia. Ponadto źródła te jako pierwotne (np. zasilane dipole anteny) i wtórne (elementy bierne z nimi sprzężone) wytwarzają promieniowanie o tej samej częstotliwości, ale o różnym natężeniu, różnej fazie i o przypadkowej polaryzacji, jak pokazano na rys. 3.1. Wobec tego w rozpatrywanym punkcie A blisko anteny mamy wiele wektorów pól np. elektrycznego (podobnie magnetycznego), o różnych kierunkach, amplitudach i fazach, które sumują się wektorowo, tworząc lokalnie w danym miejscu zawsze jeden wypadkowy wektor E_{wyp} , o

ściśle określonych: amplitudzie, kierunku i zwrocie. I co najważniejsze, wszystkie trzy wektory tworzące pole są w tym punkcie prostopadłe do siebie. Problem w tym, że w polu bliskim anteny, ten wypadkowy wektor pola zmienia swoje parametry –kierunek i wartość - od punktu do punktu, i to tym szybciej im fala jest krótsza, im więcej listków bocznych występuje w charakterystyce anteny (im antena jest względnie dłuższa), a także w zależności od odległości od anteny.



Rys. 4.1. Sumowanie wektorowe pól od kilku źródeł promieniowania

W takim środowisku utrudniony jest nawet poprawny pomiar rozkładu pola, ponieważ antena pomiarowa swoimi gabarytami może obejmować kilka listków charakterystyki o przeciwnych fazach, co może skutkować tym, że mimo iż poziomy poszczególnych listków będą duże, zmierzony poziom pola może okazać się niewielki. Dlatego współczesne mierniki dużych mocy wykorzystywane do wyznaczania stref ochronnych wokół obiektów nadawczych, wyposażane są w anteny o niewielkich, geometrycznych rozmiarach, i co równie ważne – o bezkierunkowej, izotropowej charakterystyce.

Analiza błędów obliczeń rozkładów pól w polu bliskim źródeł promieniowania będzie dotyczyć różnych, obecnie stosowanych specjalistycznych oprogramowań komputerowych do obliczeń rozkładów pól EM i możliwości uwzględniania w nich wszystkich specyficznych czynników mających wpływ na rozkład pola bliskiego, a także porównania wyników obliczeń z pomiarami przeprowadzonymi na kilku prostych wielodipolowych układach antenowych.

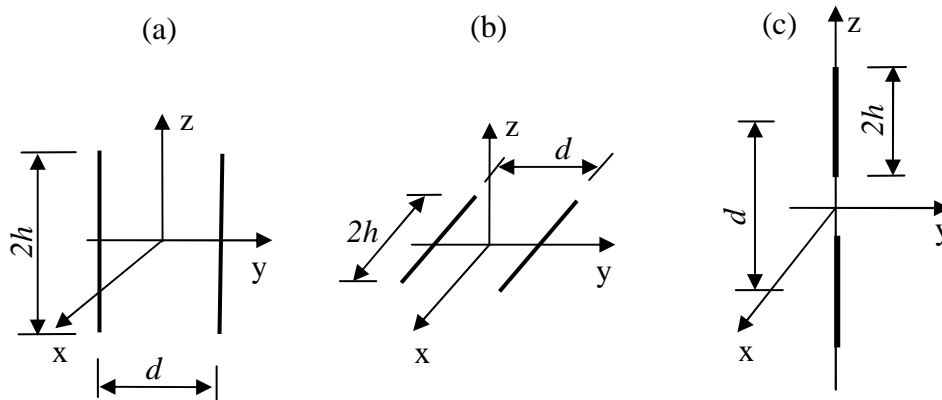
4. Obliczenia

4.1. Antena dwudipolowa – porównanie metod obliczeniowych

Ocenę dokładności obliczeń zaczniemy od najprostszego układu antenowego złożonego z dwóch dipoli prostych o zgodnej polaryzacji każdy o długości $2h$. Oba dipole mogą być umieszczone obok siebie w odległości d , w polaryzacji pionowej (rys. 4.2 a), lub w polaryzacji poziomej (rys. 4.2 b) a także jeden nad drugim np. wzdłuż osi z układu współrzędnych (rys. 4.2 c).

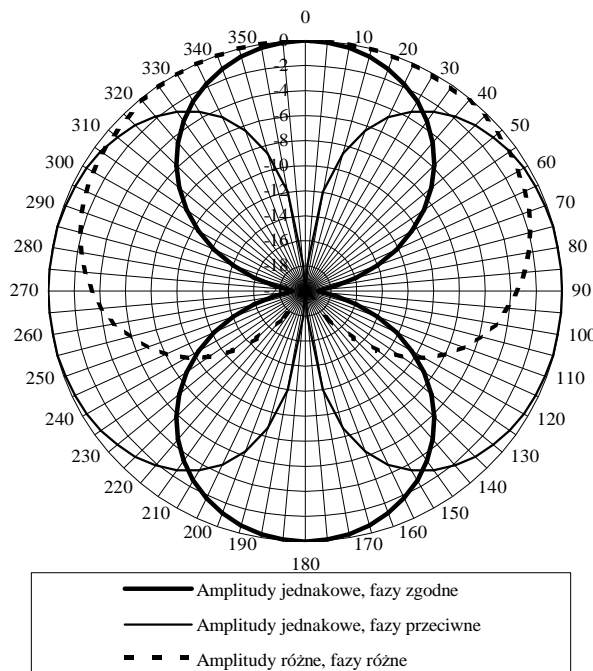
Układ antenowy (a) może charakteryzować się różną charakterystyką poziomą i pionową w zależności od długości elektrycznej dipoli, odległości elektrycznej pomiędzy nimi a także od sposobu zasilania dipoli (amplitudy i fazy). Można uzyskać kształty poziomych charakterystyk promieniowania układu zaprezentowane na rys. 4.3. Charakterystykę ósemkową o kierunku $0^\circ - 180^\circ$ (linia ciągła gruba), gdy oba dipole zasilane są jednakowymi

napięciami w zgodnej fazie, charakterystykę ósemkową o kierunku $90^\circ - 270^\circ$ (linia ciągła cienka), gdy oba dipole zasilane są jednakowymi napięciami w przeciwfazie i charakterystykę kardiodalną o kierunku 0° (linia przerywana), gdy amplitudy i fazy zasilania są odpowiednio dobrane. Układ z rysunku (b) pozwala m.in. uzyskać w płaszczyźnie poziomej charakterystykę jednokierunkową o zysku ok. 6 dBi.



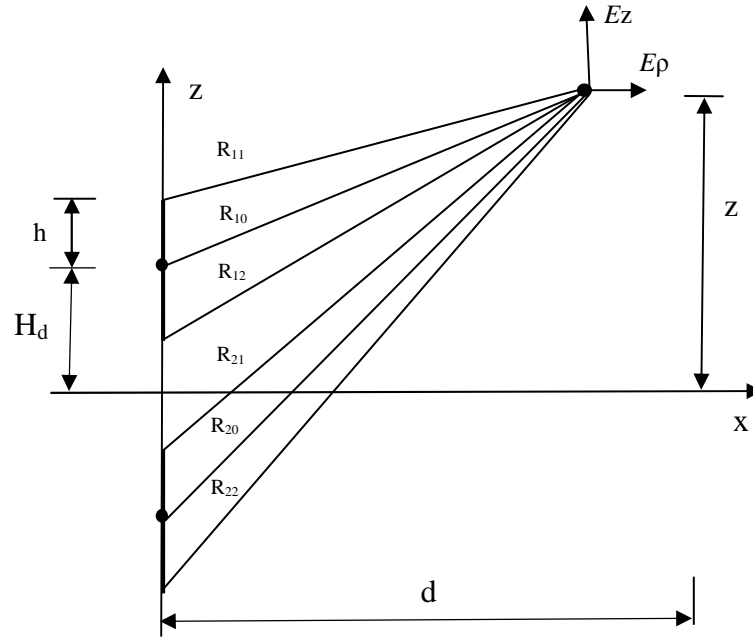
Rys. 4.2. Układy antenowe dwudipolowe

Skoncentrujemy jednak nasze zainteresowanie na układzie pokazanym na rys. 4.2 (c), najczęściej z pozostałych układów wykorzystywanym jako anteny nadawcze przez stacje komercyjne głównie radiofoniczne, składającym się w tym przypadku z dwóch dipoli (ale może być ich więcej), umieszczonych jeden nad drugim. Układ ten charakteryzuje się dookólną poziomą charakterystyką promieniowania, i możliwością kształtowania charakterystyki pionowej poprzez zwiększanie ilości dipoli, a tym samym możliwością uzyskiwania stosunkowo dużego zysku.



Rys. 4.3. Możliwe do uzyskania charakterystyki promieniowania układu antenowego dwudipolowego

Rozważmy kolinearny układ antenowy dwudipolowy pokazany na rys. 4.4, o dipolach prostych półfalowych dla częstotliwości 174 MHz, zasilanych jednakowo, o takiej samej amplitudzie i fazie, oddalonych od siebie tak, aby zysk anteny był maksymalny.



Rys. 4.3. Układ antenowy dwudipolowy kolinearny

Pionową charakterystykę promieniowania anteny, którą opisuje się w strefie pola dalekiego, policzono trzema metodami: metodą momentów, metodą analityczną wykorzystując wzory od (4.1) do (4.7), słuszne również dla pola bliskiego, i metodą analityczną stosowaną dla pola dalekiego (4.8).

$$E_z = E_z 1 + E_z 2, \quad (4.1)$$

$$E_\rho = E_\rho 1 + E_\rho 2, \quad (4.2)$$

w których:

$$E_z 1 = -j30I_m \left(\frac{e^{-j\beta R_{11}}}{R_{11}} + \frac{e^{-j\beta R_{12}}}{R_{12}} - 2\cos\beta h \frac{e^{-j\beta R_{10}}}{R_{10}} \right), \quad (4.3)$$

$$E_z 2 = -j30I_m \left(\frac{e^{-j\beta R_{21}}}{R_{21}} + \frac{e^{-j\beta R_{22}}}{R_{22}} - 2\cos\beta h \frac{e^{-j\beta R_{20}}}{R_{20}} \right), \quad (4.4)$$

$$E_\rho 1 = j30I_m \left(\frac{(z-h-H_d)}{d} \frac{e^{-j\beta R_{11}}}{R_{11}} + \frac{(z+h-H_d)}{d} \frac{e^{-j\beta R_{12}}}{R_{12}} - 2\cos\beta h \frac{(z-H_d)}{d} \frac{e^{-j\beta R_{10}}}{R_{10}} \right), \quad (4.5)$$

$$E_\rho 2 = j30I_m \left(\frac{(z-h+H_d)}{d} \frac{e^{-j\beta R_{21}}}{R_{21}} + \frac{(z+h+H_d)}{d} \frac{e^{-j\beta R_{22}}}{R_{22}} - 2\cos\beta h \frac{(z+H_d)}{d} \frac{e^{-j\beta R_{20}}}{R_{20}} \right), \quad (4.6)$$

gdzie:

I_m - prąd w antenie,

h - długość unipola anteny,
 $2H_d$ - odległość pomiędzy środkami dipoli,
 z, d - współrzędne punktu odniesienia,
 $R_{11}, R_{12}, R_{10}, R_{21}, R_{22}, R_{20}$ - odległości fragmentów anteny od punktu odniesienia,
 obliczane w sposób podobny jak przedstawiono dla R_{11} ,

$$R_{11} = \sqrt{(z - h - H_d)^2 + d^2}, \quad (4.7)$$

$$E_\Theta = \frac{j30I_m}{r} \frac{\cos\left(\frac{\beta L}{2} \cos \Theta\right) - \cos \frac{\beta L}{2}}{\sin \Theta} \cos(\beta H_d \cos \Theta), \quad (4.8)$$

w którym:

L - całkowita długość dipola.

W wyrażeniu (4.8) pierwszy człon opisuje charakterystykę pionową pojedynczego dipola o długości L , zaś drugi odnosi się do układu antenowego złożonego z dwóch źródeł. Wzory (4.3) – (4.8) zostały wyprowadzone przy założeniu sinusoidalnego rozkładu prądu wzdłuż każdego z dipoli.

Obliczenia rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego w otoczeniu anteny przeprowadzono wg specjalnie opracowanego dla celów tej pracy programu komputerowego w języku programowania Borland Pascal dla środowiska Windows.

Wyniki obliczeń rozkładu pola elektrycznego w przekroju pionowym, unormowane do wartości maksymalnej, w odległości 100 m, a więc w strefie pola dalekiego dla tej anteny, wykonane dla częstotliwości 174 MHz opisanymi powyżej trzema metodami, przedstawiono na wspólnym wykresie na rys. 4.5. Jak z niego widać, zarówno w zakresie listka głównego, jak i kierunków występowania listków bocznych i ich poziomów, charakterystyki te są identyczne. Wykres przedstawia trzy jednakowe charakterystyki nałożone na siebie, stwarzając wrażenie oglądania jednej charakterystyki promieniowania.

Składową pola magnetycznego dla pola bliskiego i dalekiego można wyznaczyć z zależności

$$H_\phi = H_{\phi 1} + H_{\phi 2}, \quad (4.9)$$

gdzie $H_{\phi 1}$ odnosi się do dipola pierwszego i wyraża się wzorem

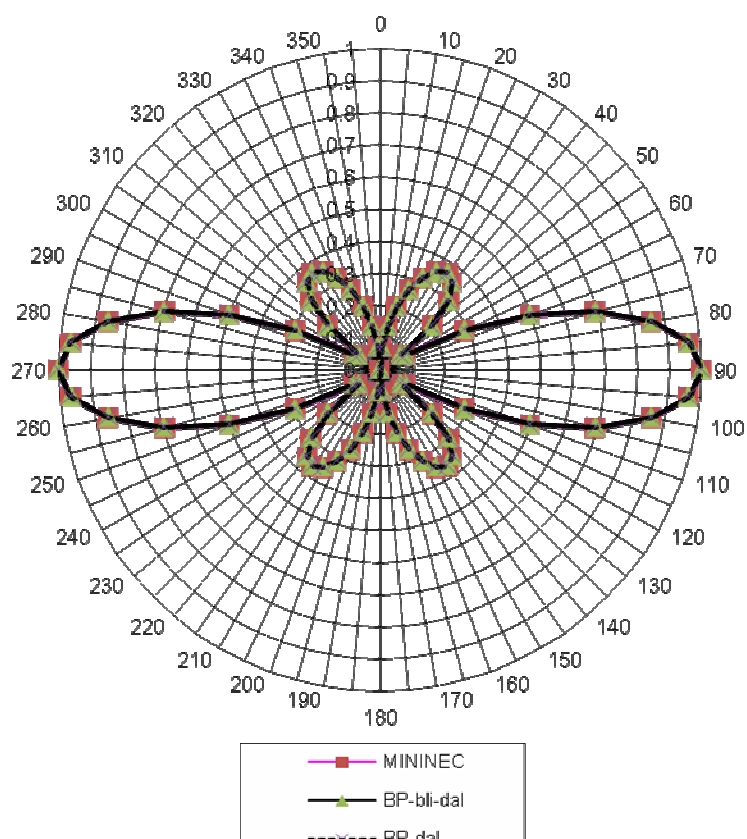
$$H_{\phi 1} = \frac{jI_m}{4\pi\mu y} \left[e^{-jkR_{11}} + e^{-jkR_{12}} - 2\cos k h e^{-jkR_{10}} \right], \quad (4.10)$$

a $H_{\phi 2}$ – do dipola drugiego i wynosi

$$H_{\phi 2} = \frac{jI_m}{4\pi\mu y} \left[e^{-jkR_{21}} + e^{-jkR_{22}} - 2\cos k h e^{-jkR_{20}} \right], \quad (4.11)$$

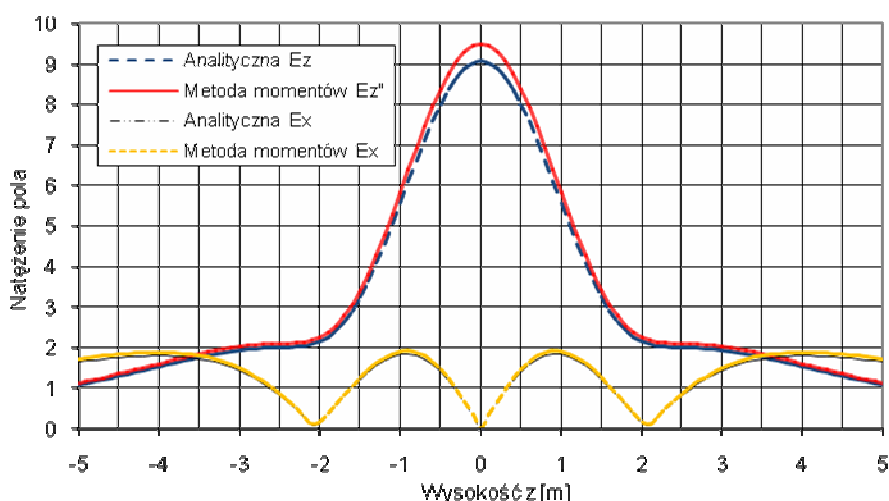
Stosunek wypadkowej składowej pola elektrycznego policzonej z wzorów (4.1) i (4.2) do wypadkowej składowej pola magnetycznego wyznaczonej z wzoru (4.9) w odległości 100 m od anteny jest równy 377, a więc odpowiada impedancji swobodnej przestrzeni.

A jak sprawy się mają w niewielkiej odległości od tej anteny, w jej polu bliskim, które dla tej geometrii anteny znajduje się w odległości mniejszej od 6,8 m.

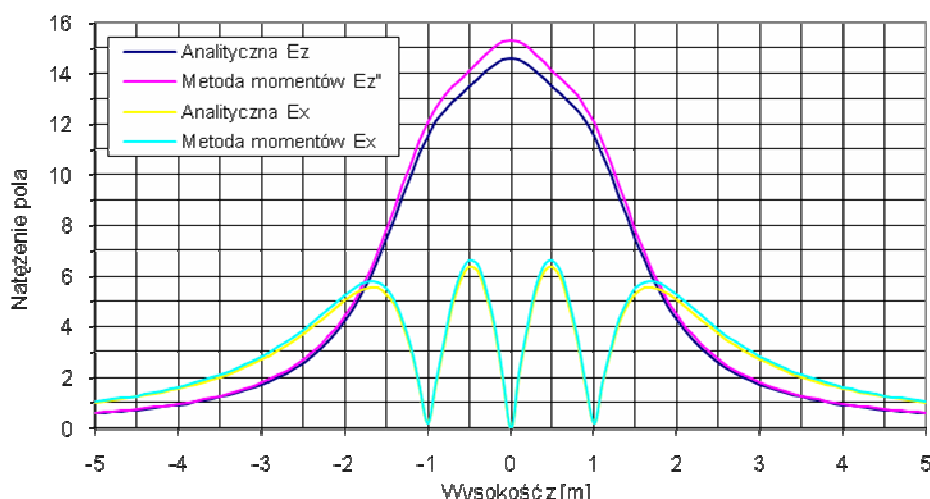


Rys. 4.5. Charakterystyka pionowa układu antenowego dwudipolowego kolinearnego

Korzystając z metod obliczeniowych słusznych dla pola bliskiego, a więc z metody momentów i metody analitycznej wyrażonej wzorami (4.1), (4.2) i (4.9), wyznaczono rozkład pola elektrycznego i magnetycznego w funkcji wysokości dla kilku odległości od anteny. Zmianę rozkładu pola elektrycznego z wysokością punktu obserwacji jego dwóch składowych pola elektrycznego – równoległej E_z i prostopadłej E_x do osi anteny – dla odległości od niej 3 m i 1 m zademonstrowano na rys. 4.6 i rys. 4.7.



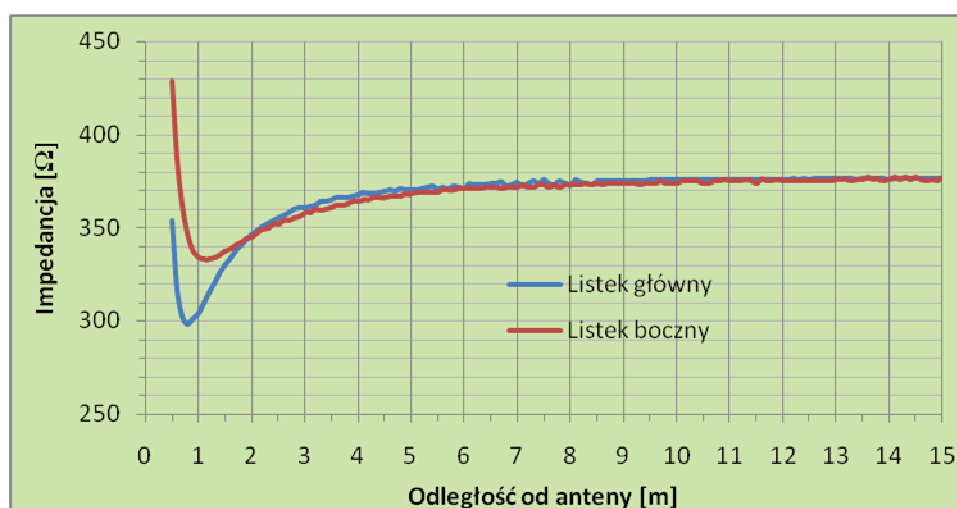
Rys. 4.6. Rozkład pola elektrycznego z wysokością w odległości 3 m od anteny



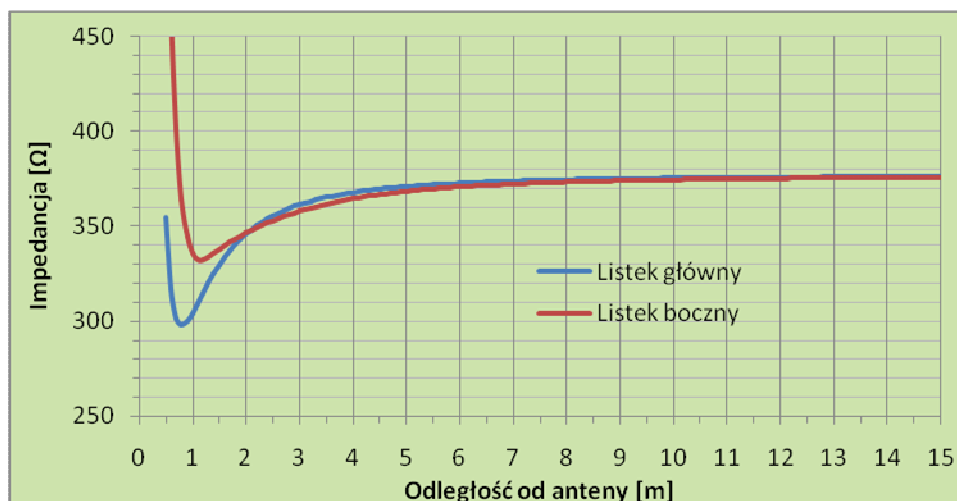
Rys. 4.7. Rozkład pola elektrycznego z wysokością w odległości 1 m od anteny

Jak z nich widać, dla układu antenowego idealnego, czysto teoretycznego, w którym nie uwzględnia się wpływu kształtu i wymiarów nośnika, na którym anteny są zawieszone, położenia kabli zasilających dipole a także innych elementów przewodzących znajdujących się w sąsiedztwie, to różne metody obliczeniowe zapewniają jednakowe wręcz identyczne wyniki obliczeń. Tego należało się spodziewać, źle było by, gdyby dla układów antenowych trywialnych, różne metody obliczeniowe dostarczały nam niejednoznacznych wyników.

Nie zamieszczano wyników obliczeń składowej pola magnetycznego H_ϕ , ponieważ one właściwie nic nowego nie wnoszą, natomiast interesujący jest stosunek składowych E/H (impedancja swobodnej przestrzeni) w funkcji odległości od anteny. Wykonano stosowne obliczenia dla dwóch przypadków: wzdłuż promienia pokrywającego się z kierunkiem wiązki głównej i z kierunkiem listka bocznego. Wyniki obliczeń dwoma metodami - momentów i analityczną - przedstawiono na rys. 4.8 i rys. 4.9.



Rys. 4.8. Zmiana stosunku E/H w funkcji odległości od anteny w listku głównym i listku bocznym (metoda momentów)



Rys. 4.9. Zmiana stosunku E/H w funkcji odległości od anteny w listku głównym i listku bocznym (metoda analityczna)

Wyniki obliczeń impedancji ośrodka potwierdzają jeszcze raz poprawność obliczeniową obu zastosowanych metod liczenia, a także to, że w polu bliskim impedancja ośrodka, w przeciwieństwie do pola dalekiego, nie jest stała, ale dość istotnie się zmienia, w szczególności na kierunku listka bocznego. Im bliżej anteny, tym zmiany impedancji są coraz większe.

Można przyjąć, że dla takiej konstrukcji anteny w odległości większej od 2λ można wykonywać pomiary tylko jednej składowej, np. pola elektrycznego, zaś drugą oszacować z niewielkim, dopuszczalnym błędem z zależności (3.2). W odległości mniejszej wymagany jest pomiar obu składowych. Ma to szczególne znaczenie w zakresie fal UKF i dłuższych, gdzie wymiary pola bliskiego anten są porównywalne z wysokością ich zainstalowania.

4.2. Antena czterodipolowa – w obecności masztu

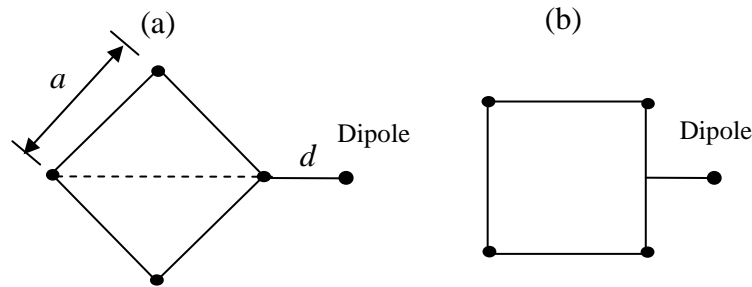
Omawiany dotychczas i przedstawiony na rys. 4.4 dwudipolowy układ antenowy w rzeczywistych warunkach musi być zainstalowany na jakiejś konstrukcji wsporczej, najczęściej jest to stalowa rura lub maszt kratowy, wzdłuż której w pewnej odległości dipole są rozmieszczone. Obecność stalowego nośnika w sąsiedztwie dipoli sprawia, że zmieniają się właściwości anteny zarówno polowe jak i obwodowe. Zmienia się przestrzenna charakterystyka promieniowania anteny jak i impedancja każdego dipola a tym samym dopasowanie anteny.

Fala elektromagnetyczna wypromieniowana przez antenę padając na przewodzący maszt, wymusza w nim drgania ładunków swobodnych i związanych, które wytwarzają w otaczającej przestrzeni wtórne pole elektromagnetyczne. Wtórne pole razem z polem fali padającej tworzy wokół anteny wypadkowe pole elektromagnetyczne. Zjawisko to nazywa się dyfrakcją fali elektromagnetycznej.

Rozważmy nośnik w postaci masztu kratowego o przekroju kwadratu o boku a , wzdłuż którego w odległości d rozmieszczone są cztery dipole proste półfalowe w dwojaki sposób, wzdłuż podłużnicy (na przedłużeniu przekątnej kwadratu) (rys. 4.10 a) i wzdłuż boku kwadratu (rys. 4.10 b).

Dla porównania, analizę błędów obliczeń rozkładu pola w bliskim sąsiedztwie takiej anteny przeprowadzono dla dwóch metod obliczeniowych, aproksymacyjnej cienko przewodowej metody momentów i wg dostępnych w literaturze przybliżonych zależności analitycznych,

dotyczących zjawisk dyfrakcyjnych na przewodniku w postaci walca o promieniu r i nieograniczonej długości.



Rys. 4.10. Położenie dipoli względem masztu kratowego

Przedmiotem obliczeń jest antena nadawcza radiofoniczna na zakres UKF-FM, złożona z czterech dipoli półfalowych rozmieszczonych wzdłuż masztu o przekroju kwadratowym o boku $a = 0,4$ m jeden nad drugim w odległości $d = 0,6$ m od niego. Obliczenia wykonywano dla częstotliwości 100 MHz, przy założeniu, że wszystkie dipole są zasilane takim samym napięciem i w zgodnej fazie.

W metodzie momentów wszystkie elementy przewodzące zarówno czynne - dipole - jak i bierne - konstrukcja masztu - zostały zamodelowane cienkimi przewodnikami podzielonymi na segmenty odpowiednio połączonymi z sobą, i z wmontowanymi w właściwych miejscach źródłami zasilania.

W metodzie analitycznej, opartej na teorii dyfrakcji, nie da się niestety uwzględnić wpływu wszystkich elementów konstrukcji masztu, a sam maszt kratowy o dowolnym rzeczywistym przekroju poprzecznym zastępuje się przekrojem kołowym o odpowiednio dobranym promieniu. Zastępczy promień przekroju znajdujemy na zasadzie odwzorowań konforemnych. Dla naszego konkretnego przypadku masztu o przekroju kwadratowym i o boku kwadratu równym 0,4 m, promień zastępczy rury wynosi 0,236 m.

Pole wypadkowe jest w tym przypadku określone następująco

$$E = E_o + E_w, \quad (4.12)$$

$$H = H_o + H_w, \quad (4.13)$$

gdzie: E_o, H_o - składowe pola pierwotnego, E_w, H_w - składowe pola wtórnego.

Zaś na powierzchni przewodzącego masztu pole wypadkowe musi spełniać warunki brzegowe

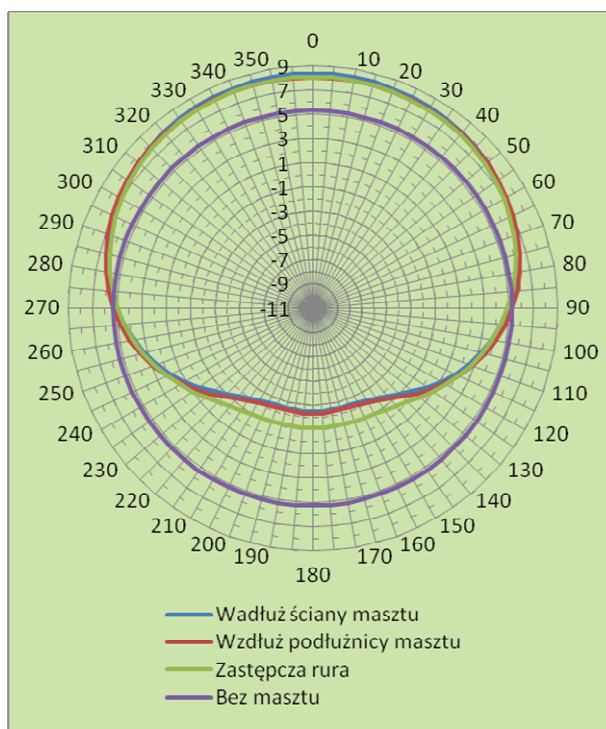
$$1_n * E = 0, \quad (4.14)$$

$$1_n * H = K, \quad (4.15)$$

gdzie 1_n jest jednostkowym wektorem normalnym do powierzchni rury masztu skierowanym na zewnątrz.

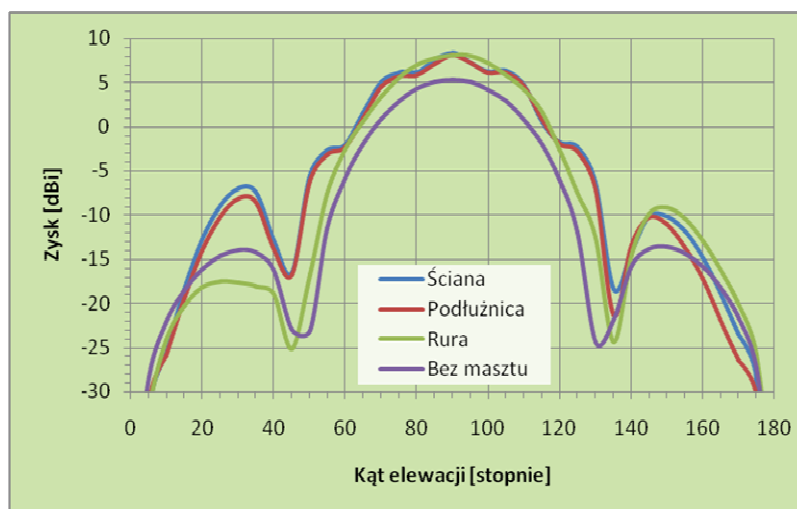
Wykonane obliczenia poziomej charakterystyki promieniowania anteny (rys. 4.11) z masztem o przekroju kwadratowym o boku 0,4 m (dla dwóch sposobów instalacji dipoli) metodą momentów i masztem o przekroju kołowym o promieniu zastępczym 0,236 m metodą dyfrakcyjną, wskazują, że w polu dalekim charakterystyki te niewiele się różnią. Natomiast zdecydowanie różnią się od charakterystyki tej samej anteny, ale bez uwzględnienia masztu – jest ona po prostu dookólna. Maszt sprawia, że w jego kierunku promieniowanie wytłumia się o ok. 6 - 8 dB, zaś w kierunku przeciwnym wzrasta zysk anteny o około 3 dB. W

charakterystyce pionowej (rys. 4.12), w zakresie listka głównego, różnice w poziomach natężeń pól są podobne, inaczej sprawy się mają w poziomach natężeń pól w kierunkach listków bocznych. Różnice te dochodzą do 7 dB, a dla przypadku gdy liczy się charakterystykę pionową anteny bez uwzględnienia wpływu masztu, są jeszcze większe, bo dochodzą nawet do 10 dB.



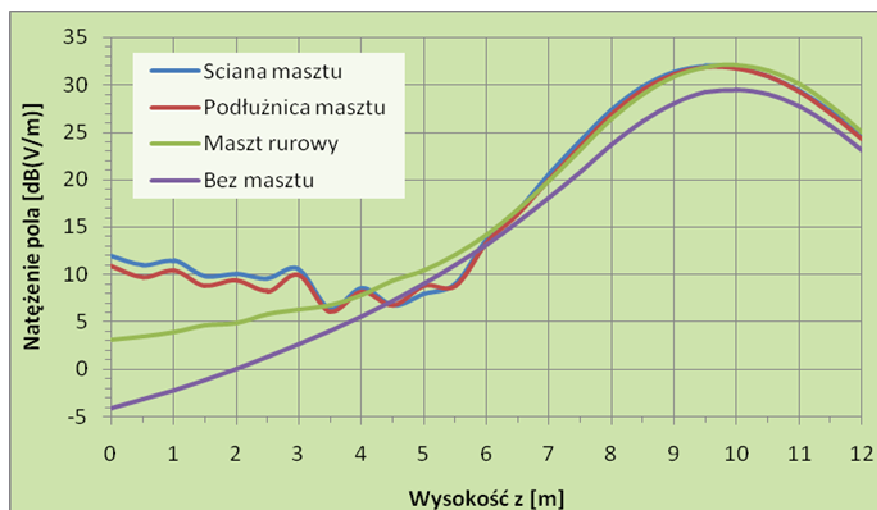
Rys. 4.11. Zmiana charakterystyki dipoli spowodowana wpływem masztu

Nas szczególnie interesuje pole bliskie tej anteny, a więc strefa w sąsiedztwie masztu u jego podstawy. Wykonano obliczenia rozkładu pola elektrycznego w funkcji wysokości w odległości 3 m od masztu w płaszczyźnie pionowej przechodzącej przez dipole i oś masztu. Obliczenia wykonano przy założeniu, że maszt anteny ma wysokość 12 m, a antena jest zasilana mocą 100 W.



Rys. 4.12. Charakterystyka pionowa anteny zależna od masztu

Wyniki obliczeń rozkładu pola dla poszczególnych sposobów podejścia do rozwiązania tego zagadnienia zaprezentowano na rys. 4.13.



Rys. 4.13. Rozkład pionowy pola elektrycznego w odległości 3 m od masztu

Jeśli nie uwzględniać obecności przewodzącego masztu, a obliczenia ograniczyć tylko do samej anteny, lub gdyby zastosowany maszt był nieprzewodzący, to natężenie pola u podstawy masztu o wysokości 12 m w odległości 3 m od niego wynosiłoby tylko -4 dB(V/m) (krzywa fioletowa). Stosując metodę analityczną opartą o zjawiska dyfrakcyjne uzyskuje się dla tego samego miejsca, natężenie pola większe od poprzedniego prawie o 7 dB (krzywa zielona). Natomiast wynik najbardziej zbliżony do rzeczywistego uzyskuje się uwzględniając kształt masztu, jego właściwości przewodzące, a także sposób mocowania na nim anten i stosując modelowanie cienkoprzewodowe, wykorzystując do obliczeń metodę momentów (aplikacja komputerowa MININEC Profesjonal). W tym przypadku, w interesującym nas miejscu badań, obliczone natężenie pola dla anteny o dipolach umieszczonych na podłużnicy masztu wynosi 11 dB(V/m), a gdy są one rozmieszczone na ścianie masztu – 12 dB(V/m). Jest dość oczywiste, skąd bierze się tak duże natężenie pola? Antena umieszczona wzdłuż przewodzącego masztu jest silnie z nim elektrycznie sprzężona, konsekwencją czego, jest indukowanie się w przewodach masztu prądów, które rozprzyskają się wzdłuż całego masztu, stając się źródłami jego wtórnego promieniowania.

Jak z tego widać, z punktu widzenia ochrony środowiska nie jest obojętne, jaki sposób podejścia zastosujemy do oceny właściwości elektrycznych danej anteny, nawet tak prostej jak rozważana powyżej. Niewłaściwie zastosowany sposób podejścia do oceny intensywności promieniowania danej anteny w polu bliskim, może doprowadzić do błędnego wyniku nawet o 15 dB(V/m), jak np. w rozważanym przypadku.

4.3. Anteny płaszczyznowe i układy antenowe z nich zbudowane

4.3.1. Anteny płaszczyznowe stosowane w radiokomunikacji

(niepublikowane)

4.3.2. Anteny płaszczyznowe telewizyjne

(niepublikowane)

4.3.3. Układy antenowe

(niepublikowane)

5. Zakończenie

Projektowanie anten nadawczych radiofonicznych, telewizyjnych, radiokomunikacyjnych, itp. sprowadza się głównie do tego, aby zapewnić dobre warunki odbioru nadawanego programu lub łączności radiowej na założonym obszarze. Zwykle chodzi o ukształtowanie wymaganej przestrzennej charakterystyki promieniowania anteny (poziomej i pionowej), a także uzyskanie właściwego zysku energetycznego.

Narzędzia obliczeniowe wykorzystywane przy projektowaniu anten, często służą również do obliczania rozkładu pola elektromagnetycznego wokół projektowanej anteny. Rodzi się pytanie, czy są one wystarczające z punktu widzenia ochrony środowiska, gdzie ważny jest rozkład pola EM w obszarze pola bliskiego anteny nadawczej.

W niniejszej pracy starano się odpowiedzieć na to pytanie. W tym celu dla przykładowo wybranych wielu typowych anten/układów antenowych, wyznaczano rozkłady pól w ich otoczeniu, ograniczając się głównie do obszaru pola bliskiego z zastosowaniem różnych metod obliczeń rozkładu pola EM. Wykorzystano różne aplikacje komputerowe, bądź już dostępne, bądź też nowe, utworzone głównie dla potrzeb tej pracy, jednakże z myślą o ich przyszłościowym wykorzystywaniu w analizach nowo budowanych obiektów nadawczych pod kątem spełnienia wymagań ochrony środowiska.

Z przeprowadzonych w pracy analiz wynika, że w polu dalekim anten nadawczych, gdzie mamy do czynienia z jednorodną falą płaską, wskazane w pracy metody obliczania rozkładu pola EM mogą być dowolnie wykorzystywane, ponieważ wszystkie one dają porównywalne wyniki obliczeń.

W polu bliskim pole elektromagnetyczne ma strukturę bardzo złożoną m.in. ze względu na to, że pola elektryczne i magnetyczne nie są monotonicznie malejące.

Z uwagi na to, w celu analizy tych pól nie można stosować związków między wektorami natężenia pola elektrycznego i magnetycznego, wykorzystywanymi w polu dalekim promieniowania, w którym do wyznaczenia gęstości mocy wystarczy znajomość wartości skutecznej natężenia składowej elektrycznej fali.

W celu wyznaczenia rozkładu pola EM w polu bliskim anteny należy wyznaczyć wartość natężenia składowej elektrycznej i składowej magnetycznej, a w skrajnym przypadku wszystkich trzech składowych przestrzennych. Rozkład pola EM w tym polu charakteryzuje się występowaniem licznych „enklaw” i maksimów lokalnych, w których natężenia pól mają wartości wyższe, aniżeli w obszarach sąsiednich lub bliższych anteny.

Wyniki obliczeń rozkładów pola EM w polu bliskim, według metod stosowanych dla obszaru dalekiego są obarczone istotnym błędem. Dlatego metody numeryczne stosowane w polu bliskim anten odwołują się do podstaw elektrodynamiki z wykorzystaniem metody momentów, co pokazano w niniejszej pracy.

Reasumując, w wyniku szeregu analiz przeprowadzonych w niniejszej pracy:

- wykazano, że tylko metody oparte na opisanym sumowaniu wektorowym natężeń pól cząstkowych, pochodzących od podstawowych elementów promieniujących (jednostek antenowych, dipoli), odzwierciedlają poprawny rozkład pola EM w polu bliskim anteny,
- wykazano, że w przypadku anten nadawczych telewizyjnych i radiofonicznych dużej mocy instalowanych na wysokich masztach lub wieżach, do obliczeń rozkładów pól w sąsiedztwie anteny mogą być wykorzystywane metody uproszczone, polegające na traktowaniu anteny nadawczej, jako źródła punktowego o określonym zysku i określonej pionowej charakterystyce promieniowania,
- wykazano, że w przypadku anten radiokomunikacyjnych cyfrowej telefonii komórkowej usytuowanych na dachach budynków w aglomeracji miejskiej, ze względu na dużą typowość stosowanych anten panelowych, powtarzające się długości,

zyski, obsługiwane sektory, można stosować wyprowadzone, dość proste wzory, które pozwalają z dokładnością kilku procent obliczać rozkład pola EM w otoczeniu tych anten, ale z wyłączeniem obszaru listków bocznych blisko anteny,

- wykazano, że w przypadku anten nadawczych UKF-FM i telewizyjnych budowanych z podstawowych jednostek antenowych, rozmieszczanych wzdłuż i wokół masztu o niewielkiej długości fizycznej, instalowanych na wysokościowcach w dużych miastach można stosować uproszczone wzory, podane w niniejszej pracy.

Z uwagi na to, że profesjonalne programy obliczeniowe, oparte np. na metodzie FDTD lub metodzie momentów wymagają profesjonalnej wiedzy i posiadania kosztownego oprogramowania przedstawione w niniejszej pracy algorytmy mogą służyć z wystarczającym przybliżeniem do obliczania rozkładu pola elektromagnetycznego w otoczeniu stacji nadawczych: radiofonicznych, telewizyjnych i radiokomunikacyjnych usytuowanych w aglomeracjach miejskich na dachach wysokich budynków, jednak nie w obszarze listków bocznych blisko anteny.

Bibliografia

- [1] D.J. Bem, Anteny i rozchodzenie się fal radiowych, WN-T, Warszawa 1973.
- [2] P. Bieńkowski, Pole elektromagnetyczne-rzeczywistość metrologiczna w świetle obowiązujących norm i przepisów ochronnych, KKRRiT, Gdańsk 2002.
- [3] C.A. Balanis, Antenna Theory, John Wiley & Sons, New York 1997.
- [4] W. Hołubowicz, GSM Cyfrowy System Telefonii Komórkowej, Poznań 1997.
- [5] A.M. Fusco, M.V. Smith, A Three-Dimensional FDTD Algorithm in Curvilinear Coordinates, Antennas and Propagation, Volume 39, October 1991.
- [6] M. Kałuski, P. Tyrawa, Badanie pola bliskiego i dalekiego w otoczeniu źródeł pól elektromagnetycznych w aspekcie narażeń elektromagnetycznych i zarządzania widmem elektromagnetycznym, Praca statutowa nr IŁ/P21/21 30 003 4/04, Wrocław 2004.
- [7] R. F. Harrington, Matrix Methods for Field Problems, *Proc. IEEE*, Vol. AP-29, pp. 136 – 149, February, 1967.
- [8] Marek Kałuski, Lech Stasierski, Electromagnetic Field Estimation in the Vicinity of Panel Antenna System for FM and TV Broadcasting, *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 41, No. 4, pp. 136-142, December 1995.
- [9] Marek Kałuski, Marta Macher, Paweł Scharoch, Lech Stasierski, EM Field Estimation in the Vicinity of Multiple Panel Antenna Systems for FM and TV Broadcasting, Thirteenth International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility June 25-28, 1996, pp. 79-84, published by the Institute of Telecommunications, Wrocław 1996.
- [10] M. Kałuski, M. Macher, Modelowanie numeryczne rozkładu pola elektromagnetycznego wokół stacji nadawczych w świetle aktualnych przepisów ochronnych, KKRRiT, 2002.

- [11] Marta Macher, Marek Kałuski, Problemy inwestycji telekomunikacyjnych a ochrona środowiska w dobie społeczeństwa informacyjnego, *Przegląd Telekomunikacyjny*, Nr 2-3/2008, str. 104-108.
- [12] P. Tyrawa, Projektowanie, modelowanie, analiza i pomiary anten radiokomunikacyjnych i pól elektromagnetycznych oraz ochrona przed narażeniami elektromagnetycznymi, Praca statutowa nr 21 30 003 2, Wrocław 2002.
- [13] P. Tyrawa, Kompatybilność anten zlokalizowanych blisko siebie, Praca statutowa nr 21 3 07 6, Wrocław 1996.
- [14] A. Taflove, K.R. Umashankar, Detailed ED-TD Analysis of Electromagnetic Field Penetrating Narrow Slots and Lapped Joints in Thick Conducting Screens, *Antennas and Propagation*, Volume 36, February 1988.
- [15] A. Karwowski, M. Surma, Morfologia pola elektromagnetycznego w bliskim sąsiedztwie anteny stacji bazowej, KKRRiT Poznań 2000.
- [16] E.A. Wolff, *Antenna Analysis*, John Wiley & Sons, New York 1966.
- [17] Fixed and Base Station Antennas, National Institute of Justice, Standard-0204.02.
- [18] A. Marciniak, Turbo Pascal 5.5, Nakom, Poznań 1991.
- [19] P. Szulkin, Podstawy teorii pola elektromagnetycznego, WN-T, Warszawa 1964.
- [20] A. Karwowski, P. Buda, Metoda prognozowania stref ochronnych wokół długo- i średnionfalowych nadawczych anten radiofonicznych, *Prace Instytutu Łączności*, NR 94, Warszawa 1987.
- [21] A. Karwowski, P. Szaroch, Podstawy numerycznych technik rozwiązywania zagadnień dyfrakcji fal elektromagnetycznych na cienkich przewodach, *Prace Instytutu Łączności*, NR 96, Warszawa 1989.
- [22] A. Kucharski, Metody wyznaczania pola elektromagnetycznego w otoczeniu obiektów nadawczych, Warsztaty EMC – Wrocław 2001.
- [23] D. Wójcik, Poprawa efektywności metody FDTD w modelowaniu pola bliskiego anten, KKRRiT, Kraków 2005.
- [24] Transmitting Antenna Characteristics at VHF and UHF, ITU Document 10/8-E. 1994.
- [25] J. Szóstka, FALE I ANTENY, WKŁ, Warszawa 2006.

Polskie akty prawne

- [1] Rozporządzenie Ministra Pracy i Polityki Społecznej z dnia 29 listopada 2002 r. w sprawie najwyższych dopuszczalnych stężeń i natężeń czynników szkodliwych dla zdrowia w środowisku pracy (Dz. U. Nr 217, poz. 1833, z późn. zmianami).
- [2] Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 30 października 2003 roku w sprawie dopuszczalnych poziomów pól elektromagnetycznych w środowisku oraz sposobów sprawdzania dotrzymania tych poziomów (Dz. U. Nr 192, poz. 1883).

- [3] Rozporządzenie Rady Ministrów z dnia 9 listopada 2004 r. w sprawie określenia rodzajów przedsięwzięć mogących znacząco oddziaływać na środowisko oraz szczegółowych uwarunkowań związanych z kwalifikowaniem przedsięwzięć do sporządzenia raportu o oddziaływaniu na środowisko (Dz. U. Nr 257, poz. 2573, z późn. zmianami).
- [4] Ustawa z dnia 18 maja 2005 r. o zmianie ustawy – Prawo ochrony środowiska oraz niektórych innych ustaw z późniejszymi zmianami (Dz. U. Nr 113 poz.954).
- [5] Rozporządzenie Rady Ministrów z dnia 21 sierpnia 2007 r. zmieniające rozporządzenie w sprawie określenia rodzajów przedsięwzięć mogących znacząco oddziaływać na środowisko oraz szczegółowych uwarunkowań związanych z kwalifikowaniem przedsięwzięć do sporządzenia raportu o oddziaływaniu na środowisko (Dz. U. Nr 158, poz. 1105).