

I28/07/P-003

ROZPRAWA DOKTORSKA

**Anteny ramowe w badaniach
emisyjności urządzeń**

**Loop antennas in tests of emissions
of devices**

AUTOR:
Waldemar E. Grzebyk

PROMOTOR:
Prof. dr hab. inż. Tadeusz W. Więckowski

Słowa kluczowe:
Kompatybilność elektromagnetyczna,
Metody badania emisyjności urządzeń,
Anteny ramowe.

SPIS TREŚCI

Wykaz stosowanych oznaczeń i skrótów	3
1. WSTĘP.....	7
2. METODY POMIARU ZABURZEŃ PROMIENIOWANYCH.....	12
2.1 . POLIGON POMIAROWY JAKO WZORZEC DLA BADAŃ ZAKŁÓCEŃ PROMIENIOWANYCH..	12
2.1.1 . <i>Komory bezodbiciowe jako rozszerzenie metody pomiaru na otwartym poligonie</i>	16
2.2 . ALTERNATYWNE METODY POMIARU ZAKŁÓCEŃ PROMIENIOWANYCH.....	18
2.2.1 . <i>Komora TEM i komora GTEM.....</i>	19
2.2.2 . <i>Komora rewerberacyjna</i>	27
2.2.3 . <i>Układ trzech wzajemnie prostopadłych podwójnie obciążonych okrągłych anten ramowych</i>	29
2.2.4 . <i>Półowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną.....</i>	31
3. CEL I ZAKRES PRACY.....	34
4. MODEL ZASTĘPCZY ŹRÓDŁA POŁA ELEKTROMAGNETYCZNEGO BADANEGO OBIEKTU	36
4.1 . POLE ELEKTROMAGNETYCZNE PROMIENIOWANE PRZEZ EKWIWALENTNY DIPOL ELEKTRYCZNY	39
4.2 . POLE ELEKTROMAGNETYCZNE PROMIENIOWANE PRZEZ EKWIWALENTNY DIPOL MAGNETYCZNY.....	43
4.3 . WYPADKOWE POLE ELEKTROMAGNETYCZNE	46
4.4 . REAKCJA ANTENY RAMOWEJ NA POLE ELEKTROMAGNETYCZNE	47
4.5 . REAKCJA PODWÓJNIE OBCIĄŻONEJ ANTENY RAMOWEJ NA POLE ELEKTROMAGNETYCZNE WZBUDZANE EKWIWALENTNYM DIPOLEM ELEKTRYCZNYM I MAGNETYCZNYM.....	51
4.6 . REAKCJA POŁOWY PODWÓJNIE OBCIĄŻONEJ ANTENY RAMOWEJ NAD DOSKONALE PRZEWODZĄCĄ PŁASZCZYZNĄ NA POLE ELEKTROMAGNETYCZNE WZBUDZANE EKWIWALENTNYM DIPOLEM ELEKTRYCZNYM I MAGNETYCZNYM.....	56
5. WYKORZYSTANIE ZASADY WZAJEMNOŚCI DO NUMERYCZNEJ ANALIZY REAKCJI PODWÓJNIE OBCIĄŻONEJ ANTENY RAMOWEJ NA POLE ELEKTROMAGNETYCZNE	60
5.1 . WSPÓLFAZOWE I PRZECIWFZOWE POBUDZENIE ANTENY RAMOWEJ DWOMA GENERATORAMI NAPIĘCIOWYMI	62
6. ANALIZA NIEPEWNOŚCI WYZNACZANIA FUNKCJI PRZEJŚCIA.....	65
6.1 . PORÓWNANIE METOD NUMERYCZNEGO WYZNACZANIA PARAMETRÓW STANOWISKA POMIAROWEGO	67
6.2 . WPLYW SKOŃCZONEJ PŁASZCZYZNY PRZEWODZĄCEJ	74
6.3 . WPLYW ROZMIARÓW BADANEGO URZĄDZENIA.....	79
6.4 . WPLYW POŁOŻENIA BADANEGO OBIEKTU WZGLĘDEM ANTENY POMIAROWEJ.....	84
7. WYZNACZANIE FUNKCJI PRZEJŚCIA STANOWISKA METODĄ POMIAROWĄ	90

7.1	. KALIBRACJA STANOWISKA POMIAROWEGO	92
7.1.1	. Wyznaczenie funkcji przejścia F_e i F_m	94
8.	PODSUMOWANIE	104
9.	LITERATURA	108
10.	DODATKI.....	114
10.1	. ZAŁĄCZNIK NR 1 – PORÓWNANIE WYNIKÓW OBLICZEŃ.....	114
10.1.1	. Porównanie metod numerycznego wyznaczania parametrów stanowiska pomiarowego.....	114
10.1.2	. Wpływ skończonej płaszczyzny przewodzącej	122
10.1.3	. Wpływ rozmiarów badanego urządzenia	130
10.1.4	. Wpływ położenia badanego obiektu względem anteny pomiarowej	138
10.2	. ZAŁĄCZNIK NR 2 – PROCEDURA WYZNACZANIA WSPÓŁCZYNNIKÓW $A(0)$ I $A(1)$ NA PODSTAWIE ROZKŁADU PRĄDU W ANTENIE	146
10.3	. ZAŁĄCZNIK NR 3 - WYKAZ DOROBKU NAUKOWEGO AUTORA	148

Wykaz stosowanych oznaczeń i skrótów

Oznaczenie	Opis
/skrót	
a	- Promień przewodu z którego wykonano antenę.
$a(0)$	- Zerowy współczynnik rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera.
$a(1)$	- Pierwszy współczynnik rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera.
$\bar{A}(r)$	- Wektorowy potencjał magnetyczny.
$\bar{A}_p(\vec{r})$	- Wektorowy potencjał magnetyczny ekwiwalentnego dipola elektrycznego.
$\bar{A}_m(\vec{r})$	- Wektorowy potencjał magnetyczny ekwiwalentnego dipola magnetycznego.
A_N	- Współczynnik tłumienia poligonu pomiarowego.
$\bar{A}(\vec{r})_q$	- Wektorowy potencjał magnetyczny kwadrupolowego momentu elektrycznego.
b	- Promień okrągłej anteny ramowej, połowy okrągłej anteny ramowej.
d	- Średnica okrągłej płaszczyzny przewodzącej.
$\bar{E}(\vec{r})$	- Natężenie pola elektrycznego.
E_z	- Natężenie składowej elektrycznej pola zakłóceń.
$E^i(b, \varphi)$	- Składowa pola elektrycznego styczna do powierzchni anteny wywołane polem elektromagnetycznym padającym na antenę.
$E(b, \varphi)$	- Składowa pola elektrycznego styczna do powierzchni anteny wywołane prądem płynącym w antenie.
$E_b(n)$	- Współczynniki rozkładu w wykładniczy szereg Fouriera pola elektrycznego stycznego do powierzchni anteny ramowej.
e_{0y}	- Znormalizowany współczynnik połowy.
f	- Częstotliwość.
F_e	- Funkcja przejścia wiążąca składową momentu dipola elektrycznego styczną do powierzchni anteny ramowej i prostopadłą do linii przechodzącej przez obciążenia anteny z różnicą prądów płynących przez te obciążenia.
F_m	- Funkcja przejścia wiążąca składową momentu dipola magnetycznego normalną do powierzchni anteny ramowej z sumą prądów płynących przez jej oba obciążenia.
$\bar{H}(\vec{r})$	- Natężenie pola magnetycznego.
H_z	- Natężenie składowej magnetycznej pola zakłóceń.
h_g	- Wysokość na jakiej umieszczono obiekt nad przewodzącą płaszczyzną.
I_d	- Różnica prądów płynących przez obciążenia anteny ramowej.
I_s	- Suma prądów płynących przez obciążenia anteny ramowej.
I_z	- Prąd zakłóceń.
$I(\varphi)$	- Funkcja rozkładu prądu płynącego w antenie ramowej.
$I(n)$	- Współczynniki rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera.

- $I(0)$ - Natężenia prądu płynącego przez obciążenie anteny ramowej umieszczone w punkcie $\varphi = 0$.
- $I(\pi)$ - Natężenia prądu płynącego przez obciążenie anteny ramowej umieszczone w punkcie $\varphi = \pi$.
- j - Jednostka urojona $\sqrt{-1}$.
- $\vec{J}(\vec{r})$ - Wektor gęstości prądu opisujący źródło pola elektromagnetycznego.
- $J_0(x)$ - Funkcja Bessla zerowego rzędu.
- k_0 - Stała propagacji w swobodnej przestrzeni.
- \vec{m} - Moment dipola magnetycznego.
- $\vec{m}_x, \vec{m}_y, \vec{m}_z$ - Składowe momentu dipola magnetycznego w kartezjańskim układzie współrzędnych.
- $\vec{m}_r, \vec{m}_\theta, \vec{m}_\varphi$ - Składowe momentu dipola magnetycznego w sferycznym układzie współrzędnych.
- \vec{p} - Moment dipola elektrycznego.
- $\vec{p}_x, \vec{p}_y, \vec{p}_z$ - Składowe momentu dipola elektrycznego w kartezjańskim układzie współrzędnych.
- $\vec{p}_r, \vec{p}_\theta, \vec{p}_\varphi$ - Składowe momentu dipola elektrycznego w sferycznym układzie współrzędnych.
- P_0, P_{cal} - Całkowita moc promieniowana przez źródło pola.
- P_z - Moc zakłóceń.
- \vec{r} - Odległość punktu obserwacji do środka źródła pola.
- RL - Tłumienność odbiciowa na wejściu anteny
- R_H - Wysokość zawieszenia anteny odbiorczej.
- S_{sk} - Powierzchnia skuteczna anteny.
- U_z - Napięcie zakłóceń.
- \vec{q} - Dwuwartościowy moment kwadrupola elektrycznego.
- $q_{\alpha\beta}$ - Składowe momentu kwadrupola elektrycznego dla którego $\alpha, \beta = x, y, z$.
- Y_0 - Admitancja anteny dla pola magnetycznego.
- Y_1 - Admitancja anteny dla pola elektrycznego.
- V_t^e - Generatory napięciowe ($t = 1..T$).
- V_0^e - Generator napięciowy umieszczony w punkcie $\varphi = 0$ anteny ramowej.
- V_1^e - Generator napięciowy umieszczony w punkcie $\varphi = \pi$ anteny ramowej.
- Z_{Dip} - Impedancje wejściowa dipola kalibracyjnego.
- Z_t - Impedancje obciążeń anteny ramowej ($t = 1..T$).
- Z_0 - Impedancje charakterystyczna linii transmisyjnej
- ϵ_0 - Przenikalność elektryczna swobodnej przestrzeni.
- μ_0 - Przenikalność magnetyczna swobodnej przestrzeni.
- λ - Długość fali.
- π_v - Potencjał Hertza.

- ζ_0 - Impedancja falowa swobodnej przestrzeni.
- $\bar{\mathbf{i}}$ - Wektor jednostkowy.
- $\bar{i}_x, \bar{i}_y, \bar{i}_z$ - Składowe wektora jednostkowego w kartezjańskim układzie współrzędnych.
- $\bar{i}_r, \bar{i}_\theta, \bar{i}_\varphi$ - Składowe wektora jednostkowego w sferycznym układzie współrzędnych.
- Γ - Współczynnik odbicia na wejściu anteny.

1. Wstęp

Poziom rozwoju cywilizacyjnego społeczeństw XXI wieku jest uzależniony od stopnia rozwoju elektroniki stosowanej zarówno w urządzeniach powszechnego użytku jak i specjalizowanych systemach teleinformatycznych i telekomunikacyjnych. Szczególną rolę odgrywają urządzenia i systemy służące do przesyłania magazynowania i przetwarzania informacji. Informacja we współczesnym świecie staje się najbardziej poszukiwanym i najlepiej chronionym towarem. Stosowane powszechnie urządzenia elektryczne i elektroniczne będące często elementami skomplikowanych systemów telekomunikacyjnych, teleinformatycznych, stanowią integralną część złożonych systemów gospodarczych i kulturowych. Bezpieczeństwo i niezawodność tych urządzeń i systemów warunkuje rozwój i prawidłowe funkcjonowanie gospodarki narodowej.

W okresie ostatnich kilkunastu lat gwałtowny wzrost popytu na coraz to nowsze, bardziej skomplikowane i oferujące coraz to większe możliwości urządzenia elektryczne i elektroniczne, stał się czynnikiem stymulującym rozwój technologiczny mikroelektroniki. Chcąc sprostać wymaganiom rynku, naukowcy opracowują rozwiązania techniczne i technologiczne pozwalające na miniaturyzację urządzeń, zwiększenie ich szybkości pracy oraz zmniejszenie pobieranej przez nie mocy. Cel ten jest osiągany zwykle poprzez zwiększanie skali integracji układów mikroprocesorowych i zwiększanie częstotliwości ich pracy oraz zmniejszenie poziomów sygnałów sterujących.

Efektem stosowania nowoczesnych technologii w elektronice jest wzrost liczby źródeł zakłóceń radiowych o coraz wyższych częstotliwościach. Praca urządzeń i systemów może być zakłócana przez czynniki zewnętrzne takie jak: pola elektromagnetyczne, wyładowania elektrostatyczne, wyładowania atmosferyczne itp. Urządzenia mogą również częściej ulegać uszkodzeniu w wyniku występowania zewnętrznych zakłóceń radioelektrycznych.

Otoczające nas środowisko elektromagnetyczne składa się przede wszystkim z naturalnego pola istniejącego wokół Ziemi, oraz pól będących wynikiem naturalnych zjawisk fizycznych i atmosferycznych zachodzących na Ziemi. Człowiek tworząc i eksploatując urządzenia i systemy elektryczne i elektroniczne wprowadził do środowiska elektromagnetycznego dodatkowe pola elektromagnetyczne. Część z nich wytwarzana jest celowo jak np. sygnały służące do przesyłania informacji w radiowych systemach telekomunikacyjnych i teleinformatycznych. Część natomiast jest niezamierzona i stanowi produkt uboczny działania wszystkich urządzeń i systemów elektrycznych i elektronicznych. Ten drugi rodzaj emisji nazywamy przemysłowymi zakłóceniami radioelektrycznymi. Powstają one w obwodach elektrycznych zawierających indukcyjności i pojemności (nawet, jeżeli są to tylko parametry resztkowe, czy pasożytnicze), w których mają miejsce nagłe zmiany przepływającego prądu, zmiany napięcia elektrycznego, fluktuacyjne zmiany gęstości nośników ładunku elektrycznego, dodatnie sprzężenie zwrotne lub występują rezystancje ujemne [1].

Zapewnienie współistnienia urządzeń i systemów w środowisku elektromagnetycznym, czyli osiągnięcie stanu, w którym rozpatrywany obiekt w znikomym stopniu oddziałuje na środowisko i jednocześnie jest mało podatny na oddziaływanie ze strony środowiska, stanowi przedmiot zainteresowania kompatybilności zewnętrznej [4]. Chodzi więc o ochronę środowiska elektromagnetycznego (w miarę możliwości) przed celowo i nie celowo wytwarzanymi polami elektromagnetycznymi z jednej strony, oraz zapewnienie prawidłowego funkcjonowania urządzeń, systemów i instalacji (zwłaszcza telekomunikacyjnych i teleinformatycznych) w rzeczywistym środowisku, z drugiej strony.

Wymagania dotyczące kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń, systemów i instalacji elektronicznych, telekomunikacyjnych i teleinformatycznych coraz częściej należą do kategorii wymagań podstawowych, takich jak odporność na narażenia mechaniczne i klimatyczne. W zastosowaniach specjalnych takich jak gospodarka narodowa oraz

bezpieczeństwo i ochrona państwa, wymagany jest podwyższony poziom kompatybilności elektromagnetycznej systemów teleinformatycznych zarówno w zakresie emisyjności jak i odporności na zakłócenia elektromagnetyczne.

Współczesne metody detekcji skrajnie słabych sygnałów obciążonych szumami i zakłóceniami o dużej intensywności umożliwiają wykrycie sygnałów o poziomach mniejszych o ponad 40 dB od poziomu szumów cieplnych w obwodach elektrycznych [26]. W systemach telekomunikacyjnych i teleinformatycznych detekcja transmitowanych sygnałów jest możliwa dzięki emisji wielu składowych widma transmitowanego sygnału. Bezpieczeństwo informacji w sieciach telekomunikacyjnych i teleinformatycznych zależy więc od dwóch zasadniczych czynników: poziomu emitowanych zakłóceń radioelektrycznych, oraz odporności na narażenia elektromagnetyczne (ciągłe i impulsowe) stosowanych urządzeń elektrycznych i elektronicznych. W systemach, które powinny być chronione przed możliwością elektromagnetycznej detekcji wiadomości, należy ograniczać emisyjność składowych widma przesyłanych wiadomości. W systemach, które powinny być chronione przed zniszczeniem lub zakłóceniem pracy (tzw. terroryzmem elektromagnetycznym [23], należy zwiększyć odporność urządzeń na emisję wysokoenergetycznych zakłóceń elektromagnetycznych.

Rozwój urządzeń i systemów elektronicznych, telekomunikacyjnych i teleinformatycznych niesie ze sobą również niebezpieczeństwa związane z oddziaływaniem celowo wytwarzanych przez człowieka pól elektromagnetycznych na organizmy żywe i inne urządzenia.

Podstawowym problemem staje się zrównoważenie wymagań dotyczących poziomów kompatybilności elektromagnetycznej, oraz kosztów jakie należy ponieść na ich spełnienie w fazie projektowania, produkcji i eksploatacji urządzeń, systemów i instalacji. Skala problemu zwiększa się wraz z lawinowo rosnącą liczbą urządzeń i instalacji. Na projektancie, producencie a czasami nawet użytkowniku spoczywa obowiązek zapewnienia prawidłowego funkcjonowania urządzenia i/lub systemu w środowisku elektromagnetycznym. Z tego względu kluczowym problemem staje się ujednoczenie metod badawczych oraz norm i zaleceń obowiązujących w różnych krajach. Tworzeniem norm i zaleceń zajmują się organizacje normalizacyjne i standaryzacyjne o różnym zasięgu.

W Europie decydującą rolę w ujednoczeniu metod badawczych odegrało utworzenie Unii Europejskiej. Unia w swych założeniach zakłada ujednoczenie prawodawstwa państw będących jej członkami. Dotyczy to również wymagań dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej. Efektem podjętych przez Unię w tym kierunku działań było utworzenie w 1973 roku organizacji CENELEC (*European Committee for Electrotechnical Standardization*). W jej ramach działa kilka ciał zajmujących się kompatybilnością elektromagnetyczną, a głównie Komitet Techniczny CLC/TC 210 on electromagnetic compatibility (EMC), oraz Komitety Przedmiotowe. Kolejnym krokiem było opracowanie i wydanie przez Radę Parlamentu Europejskiego w 1989 roku Dyrektywy 89/336/EEC [67] w sprawie zbliżenia ustawodawstwa Państw Członkowskich odnoszących się do kompatybilności elektromagnetycznej. Zgodnie z zaleceniami tej Dyrektywy od 1 stycznia 1996 roku w krajach Unii Europejskiej obowiązywały ujednoczone wymagania w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń [68].

W grudniu 2004 r. weszła w życie nowa Dyrektywa 2004/108/EC [69] w sprawie zbliżenia ustawodawstwa Państw Członkowskich odnosząca się do kompatybilności elektromagnetycznej oraz uchylająca dyrektywę 89/336/EEC. Zgodnie z jej zapisami Dyrektywa 89/336/EEC traci moc od dnia 20 lipca 2007 r.

Dyrektywa 89/336/EEC (2004/108/EC) jest dyrektywą „Nowego Podejścia” tzn. całkowita harmonizacja postanowień tej Dyrektywy zastępuje wszystkie odpowiednie przepisy krajowe, które powinny być uchylone. Dyrektywa ta odnosi się do grup wyrobów i określa tzw. zasadnicze wymagania w sposób ogólny. Harmonizacja ograniczona jest do wymagań zasadniczych. Szczegółowe specyfikacje techniczne są zawarte w normach zharmonizowanych.

W wymaganiach trudno doszukać się wskazówki co do konstrukcji i wykonania określonego urządzenia oraz metod pomiaru. Stąd w praktyce producenci korzystają z norm

zharmonizowanych z dyrektywą EMC oraz potwierdzają spełnianie wymagań przeprowadzanymi testami. Zharmonizowane normy, których numery opublikowano w Dzienniku Urzędowym Wspólnot Europejskich i które zostały przeniesione do zbioru norm krajowych uznaje się za zgodne z odpowiadającymi im wymaganiami zasadniczymi. Wykaz tytułów norm zharmonizowanych z Dyrektywą 89/336/EEC (2004/108/EC) zawarto w dokumencie „Commission communication under Directive 89/336/EEC” [66] wydanym w październiku 2005 r. Nie wszystkie normy zostały już przetłumaczone na język polski. Część przyjmowana jest przez Polski Komitet Normalizacyjny na zasadzie uznania, czyli z tekstem angielskim. Wśród tych norm są tzw. normy szczegółowe dotyczące określonych grup wyrobów. Jeśli jednak dla danego urządzenia nie ma normy szczegółowej, to można posłużyć się normami ogólnymi.

Jedynie wyroby spełniające wymagania zasadnicze mogą zostać wprowadzone na rynek i wprowadzone do użytku. Ocena zgodności jest obowiązkowa przed wprowadzeniem wyrobu do obrotu/lub użytkowania po raz pierwszy:

- dla wyrobów nowych pochodzących z krajów członkowskich UE,
- dla wyrobów zarówno nowych jak i używanych importowanych spoza UE.

Do urządzeń objętych Dyrektywą 89/336/EEC (2004/108/EC) zalicza się zarówno aparaturę jak i instalacje stacjonarne bez względu na miejsce ich pochodzenia (wyprodukowania). Sama aparatura jest przedmiotem swobodnego przepływu wewnątrz Wspólnoty. Producenci spoza Unii chcący wprowadzić na rynek Wspólnoty swoje wyroby, muszą spełnić wymagania obowiązujące w krajach Unii Europejskiej. Instalacje stacjonarne oznaczają kilka połączonych aparatów, zestawionych razem w określonym miejscu w celu wypełnienia szczególnego zadania jako jednej jednostki funkcjonalnej. Skład i przeznaczenie takich instalacji w większości przypadków odpowiadają szczególnym potrzebom ich użytkowników. Instalacje tego typu przed ich uruchomieniem wymagają przeprowadzenia oddzielnych badań z zakresu kompatybilności elektromagnetycznej.

W Polsce wymagania w sprawie dokonywania oceny zgodności aparatury z zasadniczymi wymaganiami dotyczącymi kompatybilności elektromagnetycznej oraz sposobu jej oznakowania reguluje Rozporządzenie Ministra Infrastruktury z dnia 2 kwietnia 2003 r. [59]. Jest ono zgodne z Dyrektywą 89/336/EEC. Terminologia dotycząca kompatybilności elektromagnetycznej zawarta jest w normie PN-T-01030:1996 [56] wzorowanej na normie międzynarodowej IEC 50 (161) pochodzącej z 1990 roku. W styczniu 1999 roku zatwierdzono zmianę do normy (PN-T-01030:1996/A1) [55]. Zmiana składa się z dwóch załączników A i B. W zasadzie cały dokument stanowi załącznik A, opracowany na podstawie Raportu Technicznego IEC 1000-1-1.

Oceny zgodności aparatury z zasadniczymi wymaganiami dotyczącymi kompatybilności elektromagnetycznej dokonuje się poprzez sprawdzenie jej poziomów emisji i odporności.

Kontrola poziomu emisji podczas pracy urządzenia lub systemu zależy od wielu czynników, między innymi:

- sposobu wyznaczenia wartości dopuszczalnego poziomu emisji,
- stosowanych metod pomiaru poziomów emisji (często różniących się) i rzeczywistych zakłóceń pojawiających się podczas pracy,
- możliwości występowania dodatkowych zakłóceń pochodzących z kilku źródeł wzajemnie nakładających się.

Dla każdego urządzenia lub systemu istnieje potrzeba ustalenia pewnego poziomu emisji zakłóceń, który obowiązywałby wszystkie urządzenia pracujące w danym środowisku. Poziom ten zwany poziomem kompatybilności określa dla danego środowiska największy spodziewany poziom emisji zakłóceń, przy którym jest jeszcze możliwa kompatybilna praca całego systemu czy też wszystkich urządzeń pracujących w danym środowisku.

Znajomość poziomu kompatybilności urządzenia i systemu jest konieczna zarówno podczas projektowania systemu jak i eksploatacji, lub podczas usuwania niekompatybilności. Niezbędna jest również znajomość dróg, jakimi energia elektromagnetyczna przedostaje się do środowiska. Istnieją cztery drogi emisji zakłóceń elektromagnetycznych (EM) [4]:

- przez sprzężenia pojemnościowe (składowa elektryczna pola EM),
- przez sprzężenia indukcyjne (składowa magnetyczna pola EM),
- przez wypromieniowanie fali elektromagnetycznej,
- przez sprzężenia galwaniczne (prąd płynący w przewodach zasilających sygnałowych i interfejsowych).

Pod względem charakterystyk częstotliwościowych (widmowych) można rozróżnić dwie zasadnicze klasy emisji zaburzeń elektromagnetycznych:

- wąskopasmowe,
- szerokopasmowe.

Te ostatnie można podzielić na emisje o widmie:

- ciągłym - np. związane z iskrzeniem, ulotem w układzie wysokiego napięcia w monitorze,
- prążkowym - związane z kolejnymi harmonicznymi przebiegów okresowych (np. sygnały zegarowe i synchronizujące) lub przebiegów sinusoidalnych zniekształconych na elementach nieliniowych.

Ze względów czasowych można rozróżnić emisje zakłóceń elektromagnetycznych:

- ciągłe,
- krótkotrwałe (zwane także zakłóceniami impulsowymi lub trzaskami radioelektrycznymi).

Emisje ciągłe mogą być związane np. z pracą zasilaczy, układów zegarowych, układów synchronizacji i odchyłania monitorów.

Rozpraszanie krótkotrwałe jest na ogół związane z różnego rodzaju operacjami przełączania wewnątrz urządzeń lub sterowania urządzeniami zewnętrznymi. Można tu wyróżnić np. operacje przesyłania bloków danych do i z pamięci, sterowanie pracą drukarek, pamięci dyskowych itd.

Poziom zakłóceń wytwarzanych przez jedno źródło lub pewien zbiór źródeł jest definiowany w różny sposób ze względu na różne drogi przedostawania się energii zakłóceń do środowiska. [88]. Zwykle poziom wytwarzanych zakłóceń określa się przez podanie wartości jednej z następujących wielkości fizycznych:

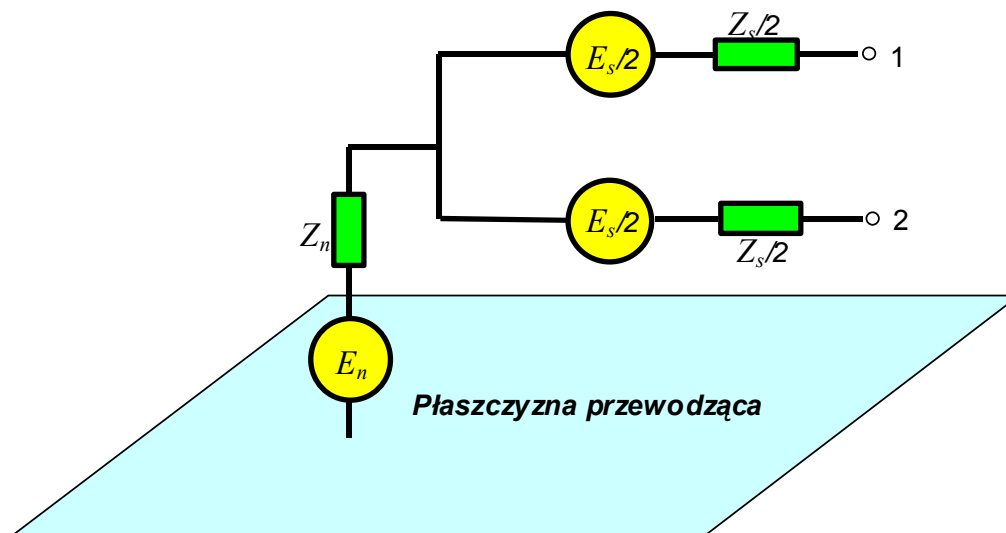
- mocy wypromieniowanej (P_z),
- natężenia pola elektromagnetycznego (E_z lub H_z) w określonej odległości od źródła,
- wartości napięcia (U_z), względnie prądu zakłóceń (I_z) zmierzonych w gałęzi obwodu o znanej impedancji.

Wartości te podaje się w funkcji częstotliwości, a więc w postaci charakterystyki częstotliwościowej. Jedynie w szczególnych przypadkach (zakłóceń impulsowych) podaje się inne wartości np. ilość impulsów napięcia lub prądu o określonej amplitudzie w ściśle zdefiniowanym przedziale czasu - ilość impulsów w ciągu jednej godziny.

Źródło zaburzeń elektromagnetycznych w zakresie wielkiej częstotliwości jest kombinacją sił elektromotorycznych oraz wypadkowych impedancji wewnętrznych [88]. Jedną z możliwych postaci źródła przedstawiono na rysunku (*Rys. 1.1.*).

Należy zdawać sobie sprawę, że określenie wartości sił elektromotorycznych zakłóceń E_n , E_s , i impedancji wewnętrznych źródła Z_n , Z_s metodą pomiarów czy też analitycznie dla rzeczywistych źródeł, które promieniują energię elektromagnetyczną, przewodzą zakłócenia,

są sprzężone pojemnościowo i/lub indukcyjnie z otoczeniem jest kłopotliwe i jest możliwe w skończonej liczbie przypadków i w ograniczonym zakresie częstotliwości. Znajomość tych parametrów umożliwia określenie poziomu emitowanych zakłóceń w różnych warunkach zewnętrznych, w połączeniu z innymi urządzeniami bez konieczności prowadzenia czasochłonnych i kosztownych pomiarów.



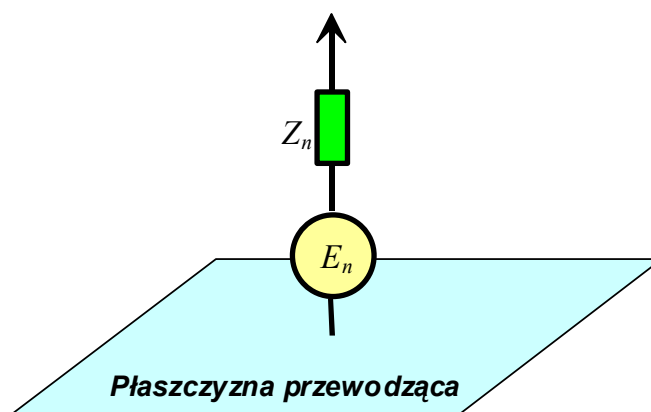
Rys. 1.1. Układ zastępczy urządzenia emitującego zakłócenia do otaczającego środowiska przez promieniowanie, gdzie:

E_n , E_s - odpowiednio składowa niesymetryczna i symetryczna siły elektromotorycznej zakłóceń,

Z_n , Z_s - impedancje wewnętrzne źródeł,

1, 2 - zaciski zewnętrzne urządzenia emitującego zakłócenia np.: punkty dołączania zasilania, przewodów antenowych czy też interfejsowych

W praktyce jeden ze sposobów przedostawania się energii ze źródła do środowiska dominuje nad pozostałymi. W takim przypadku układ zastępczy źródła emitującego zakłócenia do otaczającego środowiska (Rys. 1.1), znacznie się upraszcza (Rys. 1.2).



Rys. 1.2. Uproszczony układ zastępczy źródła emitującego zakłócenia do środowiska poprzez promieniowanie pola elektromagnetycznego

Określenie wartości E_n , Z_n , dla pewnej grupy źródeł - zwłaszcza urządzeń, których rozmiary są małe w porównaniu z długościami emitowanych fal elektromagnetycznych, oraz do których nie są dołączone długie przewody zasilające interfejsowe i sygnałowe - jest możliwe.

Istnieje wiele metod pomiaru i wyznaczania poziomów zakłóceń emitowanych do środowiska przez promieniowanie urządzeń. Jedną z nich – pomiar na **stanowisku zlokalizowanym na otwartym poligonie - OATS (Open Area Test Site)** [2], [15], [16], [17], [18], [47], [48], [49], [50], [52], [57] **nazywamy metodą podstawową (wzorcową)** Rozszerzeniem tej metody jest pomiar w komorach bezodbiciowych [10], [24], [28], [44] [75], [88]. Inne metody pomiaru emisyjności nazywamy „**alternatywnymi**” (**zastępczymi**) **w odniesieniu do metody podstawowej**. Najbardziej znane alternatywne metody pomiaru poziomów zakłóceń emitowanych do środowiska to:

- pomiar w komorach TEM [21], [22], [43], [53], [61], [71] i komorach GTEM [6], [29], [41], [45], [46], [53], [62], [76], [77], [78], [79], [87], [90], [92];
- pomiar w komorach rewerberacyjnych [54], [85], [13], [19], [20];
- pomiar układem trzech wzajemnie prostopadłych, podwójnie obciążonych anten ramowych [9], [25], [34], [35], [37], [36], [38], [81], [80], [86], [88];
- pomiar połową podwójnie obciążonej anteny ramowej, umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną [33], [35], [82], [83], [86], [88].

Bez względu na rodzaj stanowiska pomiarowego, wyniki pomiarów w celu porównania odnoszone są zawsze do pomiarów na poligonie pomiarowym. Właśnie dla pomiarów na poligonie oraz w komorach bezodbiciowych z przewodzącą podłogą zdefiniowano w normach dopuszczalne poziomy zakłóceń promieniowanych do środowiska.

Metody alternatywne mają zwykle pewne ograniczenia związane np. z zakresem częstotliwości pomiarowych, wymiarami stanowiska, wielkością badanego urządzenia itp. Aby mieć pewność, że badane obiekty spełniają wymagania stawiane przez normy w odniesieniu do poziomu natężenia promieniowanego pola elektromagnetycznego normy formułują również wymagania odnośnie: pola pomiarowego, konfiguracji układu pomiarowego, metod pomiaru oraz urządzeń pomiarowych. W przypadku metod alternatywnych, dzięki znajomości układu zastępczego urządzenia promieniującego zakłócenia (model dipolowy), istnieje możliwość przeliczenia zmierzonych wartości fizycznych na wartość odpowiadającą poziomowi promieniowania w swobodnej przestrzeni, nad przewodzącą płaszczyzną. Należy pamiętać, że wartość elementów układów zastępczych, w zakresie wielkich częstotliwości, zależą nie tylko od konstrukcji urządzenia, warunków jego pracy, ale również od warunków zewnętrznych np. od rozmieszczenia metalowych przedmiotów otaczających źródło.

2. Metody pomiaru zaburzeń promieniowanych

2.1. Poligon pomiarowy jako wzorzec dla badań zakłóceń promieniowanych

Otwarty poligon pomiarowy (OATS) zdefiniowano w normach CISPR 11 [15], CISPR 22 [18] i PN-EN 55022 [52]. Normy te definiują dopuszczalne poziomy zakłóceń promieniowanych do środowiska, jak również wymagania odnośnie: pola pomiarowego, konfiguracji układu pomiarowego, metod pomiaru oraz urządzeń pomiarowych. Stosowanie innych stanowisk pomiarowych, uwarunkowane jest posiadaniem przez nie odpowiedniego tzw. atestu zgodności.

Pomiar emisyjności na poligonie pomiarowym sprowadza się do wyznaczenia w zadanym paśmie częstotliwości, wartości natężenia pola elektromagnetycznego na kierunku maksymalnego promieniowania. Podczas pomiarów, nie jest znana charakterystyka promieniowania urządzenia i polaryzacja mierzonego pola elektrycznego. W celu określenia największej wartości natężenia pola, pomiary wykonuje się przy różnych polaryzacjach, kierunkach i wysokościach zawieszenia anteny.

Większość norm zaleca układ pomiarowy, którego ideę przedstawiono na rysunku (Rys. 2.1). Badany obiekt umieszcza się na izolowanej podstawie na wysokości:

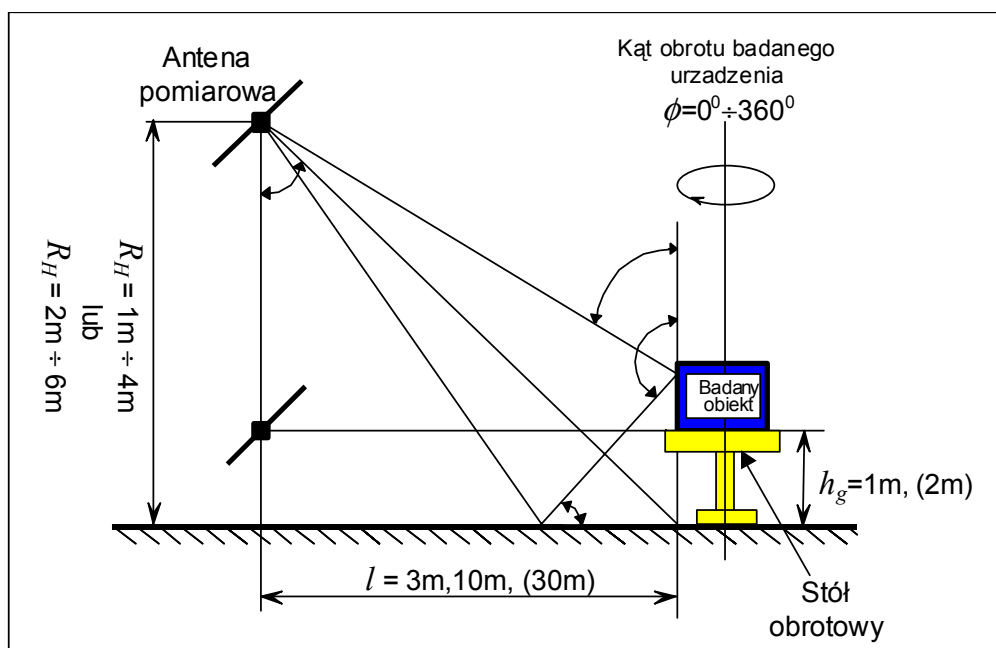
- $h_g = 1$ m nad ziemią odniesienia dla odległości pomiarowej $l = 3$ m i 10 m,
- $h_g = 2$ m nad ziemią odniesienia dla odległości pomiarowej $l = 30$ m.

Wyszukiwanie kierunku maksymalnego promieniowania odbywa się poprzez obrót badanego obiektu w płaszczyźnie poziomej w zakresie kąta ϕ od 0° do 360° oraz zmianę wysokości zawieszenia anteny odbiorczej R_H w przedziale:

- od 1 do 4 m dla odległości pomiarowej $l = 3$ m i 10 m,
- od 2 do 6 m dla odległości pomiarowej $l = 30$ m.

Pomiaru natężenia pola elektromagnetycznego dokonuje się dla obu polaryzacji: poziomej i pionowej.

Przewody pomiarowe oraz zasilające powinny być poprowadzone tak, aby ich wpływ na wynik pomiarów natężenia pola elektromagnetycznego był jak najmniejszy. Początkowo, przewód sygnałowy z wyjścia anteny należy prowadzić w płaszczyźnie ortogonalnej do mierzonych przez nią składowych pola elektrycznego. Ma to na celu zapewnienia symetrii układu antenowego względem ziemi. W odległości co najmniej 1m od anteny przewód należy prowadzić pionowo w kierunku ziemi. Po doprowadzeniu przewodu do powierzchni ziemi, pozostałą jego część należy prowadzić po lub pod powierzchnią ziemi. Przewody pomiarowe w zakresie częstotliwości pomiaru powinny charakteryzować się jak najmniejszą tłumiennością jednostkową.



Rys. 2.1. Zasada pomiaru zakłóceń promieniowanych

Do wyznaczenia wartości natężenia pola elektromagnetycznego w miejscu pomiaru konieczna jest znajomość funkcji przejścia F_p (krzywej kalibracji) anteny pomiarowej. Funkcja przejścia wiąże natężenie pola elektromagnetycznego z napięciem mierzonym na obciążeniu anteny. Do pomiarów na poligonie pomiarowym normy zalecają stosowanie:

- stojonego dipola półfalowego - dla zakresu częstotliwości od 30 MHz do 1000 MHz,
- dipola półfalowego o wymiarach odpowiadających połowie długości fali o częstotliwości 80 MHz - dla zakresu częstotliwości od 30 MHz do 80 MHz.

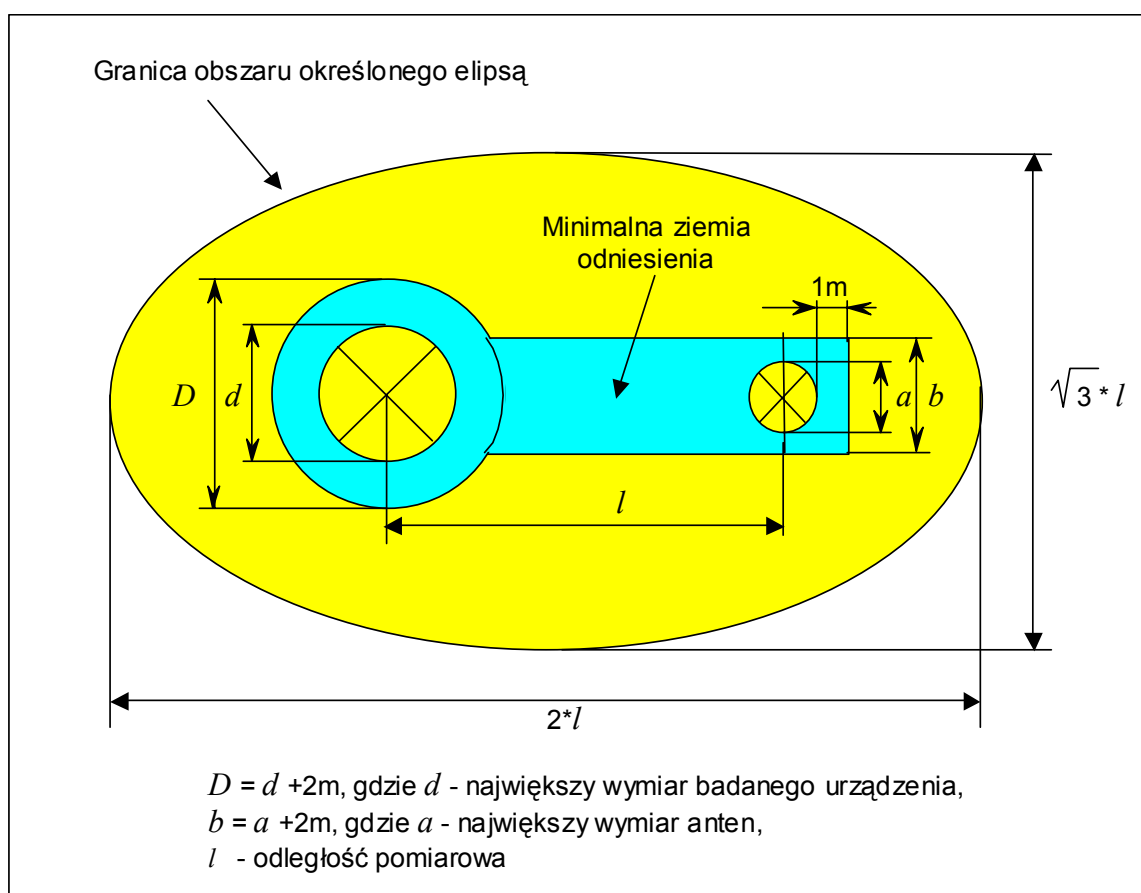
Niektóre normy dopuszczają również stosowanie innych anten np.:

- biconical - dla zakresu częstotliwości od 30 MHz do 300 MHz,
- log periodic - dla zakresu częstotliwości od 300 MHz do 2 GHz.

W przypadku stosowania tego typu anten otrzymane wyniki pomiarów należy odnieść do wyników uzyskiwanych za pomocą strojonego dipola półfalowego.

Wartość mierzonego natężenia pola elektromagnetycznego jest sumą wektorową natężenia pola promieniowanego na kierunku promienia bezpośredniego oraz promienia odbitego od powierzchni płaszczyzny odniesienia (Rys. 2.1). Wartości zmian pola zależą od kilku czynników:

- kształtu i wymiarów badanego obiektu,
- rozkładu źródeł zakłóceń wewnątrz badanego obiektu,
- odległości anteny pomiarowej od badanego obiektu (kąta padania fali) oraz polaryzacji fali,
- właściwości elektrycznych oraz rozmiaru „ziemi odniesienia”, nad którą wykonywany jest pomiar.



Rys. 2.2. Wymiary poligonu pomiarowego i płaszczyzny odniesienia wg CISPR 22 [18] (PN-EN 55022 [52])

Parametry elektryczne ziemi zależą od zmiennych warunków atmosferycznych. W celu wyeliminowania ich wpływu na pomiar natężenia pola elektromagnetycznego, większość norm zaleca stosowanie jako „ziemi odniesienia” metalowej płaszczyzny lub siatki wykonanej z materiałów nieferromagnetycznych (aluminium, miedzi, stopów nieferromagnetycznych). W przypadku stosowania siatki, jej oczka nie powinny być większe niż 1/10 najkrótszej długości fali elektromagnetycznej, dla której wykonywany jest pomiar.

Istotny wpływ na wartość mierzonego natężenia pola elektromagnetycznego ma również kształt i rozmiar „ziemi odniesienia”. Do określenia tych parametrów oraz do wyznaczenia najmniejszej odległości od innych obiektów odbijających można zastosować kryterium Fresnella [8], [17], [57]. Minimalny rozmiar „ziemi odniesienia” wyznacza się dla najniższej

częstotliwości pomiarowej - 30 MHz. Istnieją jednak rozbieżności w określeniu minimalnych wymiarów pola pomiarowego. Najmniejsze wymiary zaleca Publikacja nr 16 CISPR [17], największe normy amerykańskie: ANSI C63.7 [2] i ANSI C63-4 [1]. Publikacja nr 16 CISPR różnicuje również wymagania w zależności od wielkości badanego urządzenia. Inne wymagania są dla małych urządzeń, które podczas pomiarów ustawia się na stole pomiarowym o wysokości 1 m, a inne dla dużych urządzeń (stacjonarnych), które ustawia się bezpośrednio nad „ziemią odniesienia” na wysokości 10 cm¹⁾.

W normie PN-EN 55022 określono nie tylko minimalne rozmiary przewodzącej płaszczyzny, ale również jej kształt. Przykład takiej płaszczyzny odniesienia zobrazowano na rysunku (Rys. 2.2).

Pomiar emisyjności na otwartym poligonie pomiarowym ma wiele niedogodności. Do najważniejszych należą:

- wpływ otaczającego środowiska elektromagnetycznego, który zmusza do usytuowania poligonu w dużej odległości do potencjalnych źródeł zakłóceń.
- wpływ zmiennych warunków atmosferycznych na dostępność poligonu pomiarowego (dotyczy to w szczególności naszej strefy klimatycznej - przy złej pogodzie pomiar jest niemożliwy).

Chcąc ograniczyć wpływ otaczającego środowiska elektromagnetycznego na wyniki pomiarów, należy:

- zlokalizować poligon pomiarowy na odpowiednio rozległym i płaskim terenie daleko od terenów zurbanizowanych,
- zapewnić, by w pobliżu poligonu nie znajdowały się budynki lub konstrukcje stalowe powodujące odbicia fal elektromagnetycznych,
- zapewnić, by w pobliżu poligonu nie przebiegały napowietrzne linie energetyczne.

W rzeczywistych warunkach spełnienie takich wymagań jest bardzo trudne. Z tego względu stosuje się naturalne i sztuczne osłony (np.: wzniesienia kotlin górskich, wały ziemne, ściany budynków), które tłumią zewnętrzne zakłócenia. Muszą one jednak znajdować się wystarczająco daleko od poligonu pomiarowego (w odległości co najmniej 20 m), aby ewentualne odbicia od nich nie wpływały na wynik pomiarów natężenia pola elektromagnetycznego. Istotne znaczenia ma również odpowiednia odległość (co najmniej 3 m) przedmiotów odbijających znajdujących się nad poligonem pomiarowym (związanych np. z konstrukcją dachu osłaniającego pole pomiarowe) od najwyższej położonych elementów układu pomiarowego (zazwyczaj najwyższe położenie anteny pomiarowej).

Podczas pomiarów na poligonie poziom zakłóceń zewnętrznych powinien być co najmniej o 6 dB niższy od wypadkowego poziomu zakłóceń badanego urządzenia i zakłóceń zewnętrznych. Jeżeli kombinacja zakłóceń zewnętrznych i zakłóceń od badanego urządzenia przekracza dopuszczalne poziomy, to aby uznać urządzenie za spełniające wymagania, należy dla każdej częstotliwości pomiarowej wykazać ww. zależność. Jeżeli natomiast zmierzone podczas pomiarów wartości natężania pola elektromagnetycznego nie przekraczają dopuszczalnych wartości (określonych np. w normie EN 55022 [52]), to nie ma potrzeby uwzględniania wpływu pól zewnętrznych na wyniki pomiarów.

Na poligonie pomiarowym powtarzalność i odtwarzalność pomiaru natężenia pola elektromagnetycznego promieniowanego przez badane urządzenie są zdeterminowane konstrukcją poligonu, sposobem i warunkami przeprowadzania badań. Wyniki pomiarów promieniowanych pól elektromagnetycznych, uzyskiwane w różnych laboratoriach, nie powinny różnić się o więcej niż wynika to z dokładności użytych przyrządów pomiarowych i niedoskonałości stanowiska pomiarowego. Niedoskonałość stanowiska ocenia się na podstawie pomiaru wartości umownego współczynnika tłumienia A_n . Współczynnik ten jest wyznaczany jako straty mocy między generatorem sygnałowym z dołączoną anteną nadawczą, a odbiornikiem

¹⁾ Przeciętna grubość znormalizowanej euro-palety wykorzystywanej do transportu urządzeń i towarów

pomiarowym z dołączoną anteną odbiorczą. W świetle obowiązujących norm, różnica między wartością zmierzoną współczynnika tłumienia a wartością teoretyczną dla idealnego poligonu powinna się mieścić w zakresie $\pm 4\text{dB}$.



Rys. 2.3. Stanowisko OATS z osłoną przeciwdeszczową w Innovative constructions GmbH - Schfarzenfeld, Germany[32]

Chcąc ograniczyć wpływ zmiennych warunków atmosferycznych na dostępność poligonu pomiarowego należy wyposażyć go w dodatkowe osłony pogodowe (Rys. 2.3). Osłony powinny charakteryzować się stałymi parametrami elektrycznymi w funkcji czasu. Odległość osłon pogodowych od stanowiska pomiarowego podlega tym samym wymaganiom jak dla osłon tłumiących zakłócenia zewnętrzne. W przypadku osłon nad stanowiskiem pomiarowym (zadaszenia) odległość ta wynosi co najmniej 3 m od najwyższej położonych elementów układu pomiarowego. Należy zaznaczyć, że dodatkowym czynnikiem mogącym wprowadzać błędy pomiaru, jest stopień zabrudzenia osłony. Z tego względu powinien być on stale monitorowany.

2.1.1. Komory bezodbiciowe jako rozszerzenie metody pomiaru na otwartym poligonie

Budowa i utrzymanie poligonu pomiarowego wymaga poniesienia wysokich nakładów finansowych. Problem stanowi również znalezienie odpowiedniej lokalizacji, zapewniającej niski poziom zewnętrznych zakłóceń elektromagnetycznych, oraz uniezależnienie się od zmiennych warunków atmosferycznych. Komory bezodbiciowe, które są rozszerzeniem metody OATS nie rozwiązują problemu wysokich kosztów związanych z budową i utrzymaniem stanowiska pomiarowego. Mają natomiast inne bardzo ważne zalety. Komory bezodbiciowe to zamknięte pomieszczenia ekranowane, zabezpieczające przed wpływem zewnętrznych pól elektromagnetycznych i emisją pól na zewnątrz, wyłożone wewnątrz materiałami pochłaniającymi energię fal elektromagnetycznych. Dzięki takiej budowie, wewnątrz komory uzyskuje się wolną od zmiennych warunków atmosferycznych przestrzeń o znanych i

kontrolowanych warunkach propagacji fal elektromagnetycznych. Można wyróżnić trzy rodzaje komór bezodbiciowych [5], [10], [88]:

- komory ekranowane ze ścianami częściowo wyłożonymi materiałem pochłaniającym.
- komory ekranowane ze wszystkimi ścianami wyłożonymi materiałem pochłaniającym z wyjątkiem metalowej podłogi (*semi-anechoic chambers*),
- komory ekranowane ze wszystkimi ścianami i podłogą wyłożonymi materiałem pochłaniającym (*full anechoic chambers*),

Konstrukcja komory, a w szczególności jej rozmiary oraz zastosowane materiały ekranujące i pochłaniające, decydują o jej przydatności do pomiaru zakłóceń promieniowanych w danym zakresie częstotliwości. Komora powinna zapewniać odpowiednią skuteczność ekranowania i warunki pomiaru promieniowanego pola elektromagnetycznego zbliżone do poligonu pomiarowego. Komory mają zazwyczaj kształt prostopadłościanu. Dopuszcza się również stosowanie innych kształtów pod warunkiem zapewnienia odpowiednich warunków pomiaru. Obszar pomiarowy stanowiska wyznaczają odległości pomiędzy krawędziami materiału pochłaniającego na przeciwległych ścianach, ponieważ zastosowany absorber tłumi fale podające i odbite od metalowych ścian komory. Stosuje się dwa rodzaje absorberów:

- w postaci piramidalnych klinów wykonanych z materiału pochłaniającego energię elektromagnetyczną,
- w postaci płaskich ceramicznych płytek wykonanych z materiału ferrytowego.

Absorbery piramidalne wykonuje się na ogół z ognioodpornego spienionego materiału (np. pianki poliuretanowej) nasączonego węglem. Długość klinów decyduje o minimalnej częstotliwości pomiarowej komory bezodbiciowej. Chcąc uzyskać odpowiednie tłumienie fal elektromagnetycznych o częstotliwości 30 MHz należy zastosować kliny o długości odpowiadającej połowie długości fali tzn. 5 m. Duże wymiary absorberów piramidalnych dla niskich częstotliwości stanowią niedogodność w ich stosowaniu. Z tego względu, w celu ograniczenia rozmiarów absorberów oraz poprawienia właściwości komór bezodbiciowych w zakresie niskich częstotliwości, dodatkowo wykorzystuje się absorbery ferrytowe. Absorbery ferrytowe mają jednak inną wadę, nie pracują powyżej 1500 MHz. Dla wymiarów geometrycznych komory porównywalnych z połową długością fali (zazwyczaj powyżej 100 MHz) mogą pojawić się rezonanse. Materiał pochłaniający energię ma za zadanie częściowe wytłumienie tych rezonansów. Innym sposobem tłumienia rezonansów komory mogą być jej niesymetryczne kształty.

W pomiarach zakłóceń promieniowanych, komory ekranowane ze ścianami częściowo wyłożonymi materiałem pochłaniającym, stosowane są w ograniczonym zakresie. Wykorzystuje się je zazwyczaj do testów porównawczych urządzeń z urządzeniami zbadanymi na stanowiskach pomiarowych posiadających atest zgodności. Koszty budowy tego typu komór są wysokie.

Komory ekranowane ze wszystkimi ścianami wyłożonymi materiałem pochłaniającym z wyjątkiem metalowej podłogi (*semi-anechoic chambers*) stwarzają warunki pomiarowe zbliżone do otwartego poligonu. W tego typu komorach wymagane jest zapewnienie odpowiednio dużej przestrzeni pomiarowej o kontrolowanym, w zakresie natężenia i równomierności rozkładzie pola elektromagnetycznego. Duże rozmiary komory umożliwiają wykonanie pomiarów pola elektromagnetycznego promieniowanego przez duże obiekty, takie jak np.: samoloty, samochody, lokomotywy itp. Koszty budowy tego typu komór są bardzo wysokie.

Komory ekranowane ze wszystkimi ścianami i podłogą wyłożonymi materiałem pochłaniającym (*full anechoic chambers*), stwarzają warunki pomiarowe zbliżone do wolnej przestrzeni. Najczęściej wykorzystuje się je do pomiaru przestrzennych charakterystyk obiektów promieniujących, takich jak np.: anteny w zakresie częstotliwości powyżej setek MHz. Ponadto umożliwiają one budowę stanowisk pomiarowych do generacji równomiernych pól

elektromagnetycznych, dzięki czemu znajdują zastosowanie w badaniach odporności urządzeń elektronicznych na zakłócenia elektromagnetyczne.



Rys. 2.4. Stanowisko do pomiaru zaburzeń promieniowanych z wykorzystaniem komory bezodbiciowej w Instytucie Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej

W całkowicie bezodbiciowych komorach można również przeprowadzać badania promieniowania elektromagnetycznego urządzeń [24], [28], [75], [89]. Od kilku lat opracowywany jest europejski standard prEN 50147-3 [58], dotyczący tych zagadnień. Do uzyskania wyników odpowiadających wynikom pomiarów na stanowisku w otwartej przestrzeni niezbędne jest uwzględnienie odpowiednich współczynników korekcyjnych. Wartości tych współczynników wyznaczono dla komór o przestrzeni pomiarowej umożliwiającej pomiar emisyjności w odległości od 3 do 10 m od badanego obiektu. Z przeprowadzonych badań porównawczych [27] wynika, że pomiary emisyjności w komorach całkowicie bezodbiciowych charakteryzują się większą powtarzalnością niż na poligonie pomiarowym (OATS). Koszty budowy tego typu komór są również bardzo wysokie.

2.2. Alternatywne metody pomiaru zakłóceń promieniowanych

Budowa stanowisk do pomiaru zakłóceń promieniowanych na poligonie pomiarowym i w komorach bezodbiciowych wiąże się z bardzo wysokimi nakładami finansowymi. Stanowiska tego typu budowane są wyłącznie przez specjalistyczne instytucje badawcze oraz duże firmy produkcyjne. Pozostali producenci urządzeń skazani są na odpłatne wykonywanie badań w akredytowanych laboratoriach, dysponujących odpowiednimi stanowiskami pomiarowymi. Jest to szczególnie kosztowne na etapie projektowania i budowy prototypów urządzeń, gdyż wymaga przeprowadzenia wielu testów. Wyniki badań nie zawsze dostarczają niezbędnych informacji o przyczynach zbyt wysokich poziomów emisji urządzeń. Na poligonie pomiarowym i w komorze bezodbiciowej możemy badać całe urządzenia. Nie ma natomiast możliwości oceny emisyjności poszczególnych jego układów lub modułów. Powyższe przesłanki stały się inspiracją do poszukiwań szybkich i stosunkowo tanich metod pomiaru emisyjności

urządzeń. W efekcie prowadzonych prac badawczych opracowano szereg metod pomiarowych, pozwalających wyznaczyć poziom promieniowanego pola elektromagnetycznego przez badane urządzenie na podstawie parametrów zastępczych źródeł promieniowania [21], [42], [90], [91]. Znając parametry źródeł można obliczyć poziom promieniowania zakłóceń, odniesiony do wymaganych warunków i otoczenia. Zamiast mierzyć pole elektromagnetyczne promieniowane przez urządzenie można wyznaczyć parametry zastępczych źródeł tego pola i na podstawie odpowiednich zależności obliczyć poziom promieniowania urządzenia. Istnieje możliwość wyznaczenia poziomu promieniowanych zakłóceń w swobodnej przestrzeni, nad przewodzącą płaszczyzną lub w rzeczywistych warunkach pracy urządzenia. Metody wykorzystujące pomiar parametrów zastępczych źródeł promieniowania do wyznaczania poziomu promieniowanego pola elektromagnetycznego urządzeń nazywane są metodami alternatywnymi.

Pomiar parametrów różnych typów urządzeń wymaga stosowania odpowiednich metod pomiarowych nie zawsze prostych w implementacji, oraz wymagających zastosowania specjalistycznej aparatury pomiarowej. Dla niektórych typów urządzeń istnieje możliwość zastosowania uproszczonych metod pomiaru emisyjności. Należą do nich urządzenia:

- których wymiary geometryczne są małe w porównaniu z długościami promieniowanych fal elektromagnetycznych,
- do których nie są dołączone długie przewody zasilające, interfejsowe i sygnałowe.

Poniżej opisano cztery najbardziej znane alternatywne metody pomiaru poziomów zakłóceń emitowanych do środowiska:

- pomiar w komorach TEM i komorach GTEM,
- pomiar w komorach rewerberacyjnych,
- pomiar układem trzech wzajemnie prostopadłych podwójnie obciążonych anten ramowych,
- pomiar połową podwójnie obciążonej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną.

2.2.1. Komora TEM i komora GTEM

Komory TEM (*Transverse Electro-Magnetic*) i GTEM (*Gigahertz Transverse Electro-Magnetic*) są rodzajami symulatorów prowadzących falę pola elektromagnetycznego między dwoma przewodnikami.

Komora TEM typu Crawforda jest szerokopasmowym przetwornikiem o liniowej charakterystyce amplitudowo-fazowej, przetwarzającym pole elektromagnetyczne indukowane w jej wnętrzu na napięcie o częstotliwości radiowej, lub napięcie o częstotliwości radiowej na pole elektromagnetyczne.

Konstrukcyjnie, komora jest odcinkiem linii współosiowej o przekroju prostokątnym zakończonej po obu stronach transformatorami zapewniającymi dopasowanie impedancyjne linii do impedancji obciążeń. Rolę ekranu linii współosiowej pełni metalowa obudowa komory, natomiast rolę przewodu wewnętrznego metalowa płyta wewnątrz obudowy tzw. „septum”. Pomiedzy obudową komory i septum znajduje się przestrzeń robocza, w której podczas badań umieszcza się badane urządzenie (BU). W dużej części przestrzeni roboczej uzyskuje się prawie jednorodny rozkład pola elektrycznego tzn. wektor pola elektrycznego w centralnej części przestrzeni pomiarowej jest prostopadły do przewodników, natomiast pola magnetycznego równoległy. Dodatkową cechą charakterystyczną symulatorów z falą prowadzoną jest odizolowanie badanego urządzenia od wpływu zewnętrznego środowiska elektromagnetycznego.

Umieszczenie urządzenia wewnątrz komory wpływa na rozkład promieniowanego przez nie pola elektromagnetycznego oraz na parametry samej komory. Wpływ ten uwzględnia się, zastępując badane urządzenia wewnątrz komory TEM układem [42], [61]:

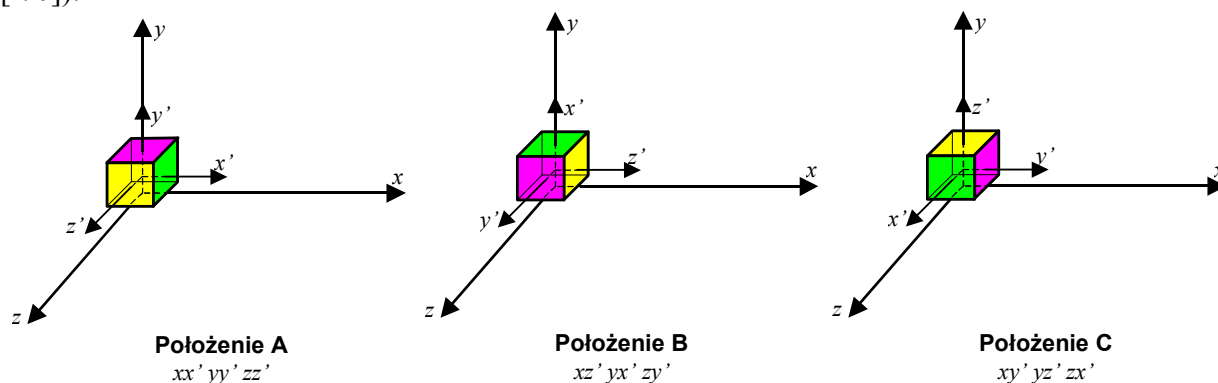
- trzech ekwiwalentnych wzajemnie ortogonalnych dipoli magnetycznych,
- trzech ekwiwalentnych wzajemnie ortogonalnych dipoli elektrycznych .



Rys. 2.5. Stanowisko do pomiaru emisyjności urządzeń z wykorzystaniem komory TEM w Instytucie Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej

Dla dwu-wejściowych komór TEM, pomiary na wejściach komory dają informację zarówno o amplitudzie jak i fazie mierzonego sygnału. Dzięki temu istnieje możliwość wyznaczenia zarówno amplitudy jak i fazy momentów ekwiwalentnych dipoli magnetycznych i elektrycznych z zależności uwzględniających powstające mody.

Amplitudy i fazy ekwiwalentnych dipoli magnetycznych i elektrycznych wyznacza się na podstawie pomiaru sumy i różnicy mocy sygnałów mierzonych na obciążeniach obu wyjść komory dla sześciu położenia badanego urządzenia [41] (rozszerzona metoda trzech położenia [70]).



Rys. 2.6. Trzy pierwotne ortogonalne położenia badanego urządzenia w pomiarach emisyjności

Wykonując pomiary w komorze TEM, badane urządzenie BU umieszcza się w przestrzeni pomiarowej komory w ten sposób, że:

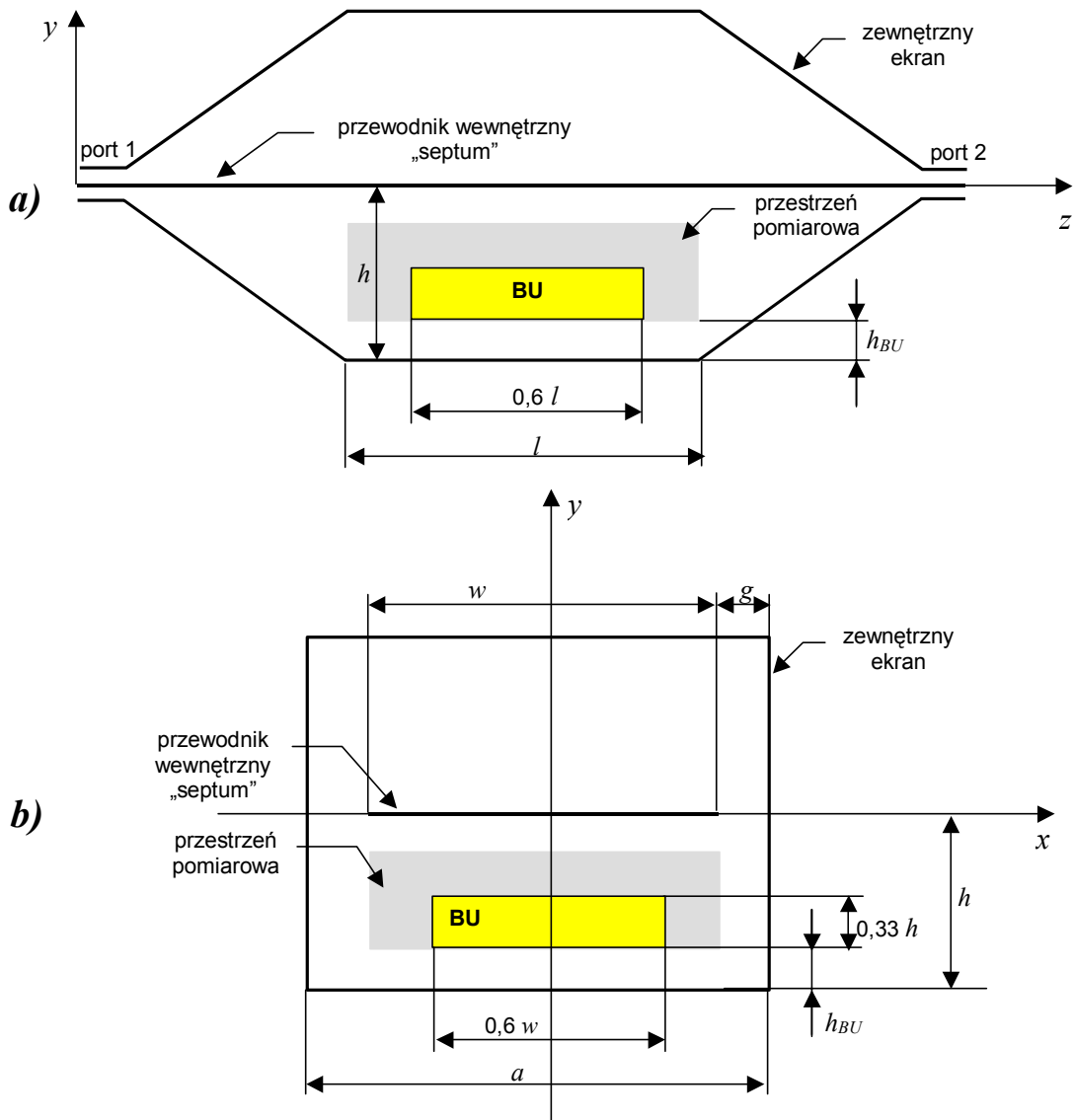
- środek geometryczny urządzenia znajduje się w środku przestrzeni pomiarowej,
- oś x' urządzenia jest równoległa do osi x komory,
- oś y' urządzenia pokrywała się z osią y komory,
- oś z' urządzenia pokrywała się z osią z komory.

Ten sposób ułożenia urządzenia określa się pojęciem pierwotnego (Rys. 2.6 – położenie A). Kolejne dwa położenia uzyskuje się obracając urządzenie wokół osi z' , przechodzącej przez środek badanego obiektu, o kąty $\pi/4$ oraz $3\pi/4$.

Następne położenie badanego urządzenia jest ortogonalne względem położenia pierwotnego (Rys. 2.6 – położenie B), po czym jest ono ponownie obracane o kąty $\pi/4$ oraz $3\pi/4$ względem osi x' urządzenia. Analogicznie uzyskuje się trzecie położenie ortogonalne względem

położenia pierwotnego (Rys. 2.6 – położenie C), oraz dokonuje obrotu względem osi y' o kąty $\pi/4$ oraz $3\pi/4$.

Wymagania dotyczące wymiarów geometrycznych stanowiska pomiarowego z wykorzystaniem komory TEM przedstawiono na rysunku (Rys. 2.7).



Rys. 2.7. Wymiary geometryczne stanowiska pomiarowego z wykorzystaniem komory TEM [53]:

- a) przekrój podłużny,
b) przekrój poprzeczny

Parametry źródła promieniowania badanego urządzenia (amplitudy i fazy momentów ekwiwalentnych dipoli elektrycznych p i magnetycznych m) można wyznaczyć na podstawie zmierzonych wartości sum P_{si} i różnic P_{di} mocy sygnału wielkiej częstotliwości na obu wejściach komory TEM dla sześciu położen badanego urządzenia z następujących zależności:

$$p_x^2 = (P_{s1} + P_{s2} - P_{s3} - P_{s4} + P_{s5} + P_{s6}) / (2s^2), \quad (2.1)$$

$$p_y^2 = (P_{s1} + P_{s2} + P_{s3} + P_{s4} - P_{s5} - P_{s6}) / (2s^2), \quad (2.2)$$

$$p_z^2 = (-P_{s1} - P_{s2} + P_{s3} + P_{s4} + P_{s5} + P_{s6}) / (2s^2), \quad (2.3)$$

$$\cos(\phi_{px} - \phi_{py}) = (P_{s1} - P_{s2}) / (2s^2 p_x p_y), \quad (2.4)$$

$$\cos(\phi_{py} - \phi_{pz}) = (P_{s3} - P_{s4}) / (2s^2 p_y p_z), \quad (2.5)$$

$$\cos(\phi_{pz} - \phi_{px}) = (P_{s5} - P_{s6}) / (2s^2 p_z p_x), \quad (2.6)$$

$$m_x^2 = (P_{d1} + P_{d2} - P_{d3} - P_{d4} + P_{d5} + P_{d6}) / (2k^2 s^2), \quad (2.7)$$

$$m_y^2 = (P_{d1} + P_{d2} + P_{d3} + P_{d4} - P_{d5} - P_{d6}) / (2k^2 s^2), \quad (2.8)$$

$$m_z^2 = (-P_{d1} - P_{d2} + P_{d3} - P_{d4} + P_{d5} + P_{d6}) / (2k^2 s^2), \quad (2.9)$$

$$\cos(\phi_{mx} - \phi_{my}) = (P_{d1} - P_{d2}) / (2s^2 m_x m_y), \quad (2.10)$$

$$\cos(\phi_{my} - \phi_{mz}) = (P_{d3} - P_{d4}) / (2s^2 m_y m_z), \quad (2.11)$$

$$\cos(\phi_{mz} - \phi_{mx}) = (P_{d5} - P_{d6}) / (2s^2 m_z m_x). \quad (2.12)$$

gdzie: s - natężenie pola elektrycznego (pola normalizacji) w punkcie umieszczenia źródła pola badanego urządzenia, odpowiadające jednostkowej mocy 1 W sygnału wielkiej częstotliwości na wejściu komory TEM.

Wartość natężenia pola elektrycznego s można wyznaczyć doświadczalnie lub poprzez symulację numeryczną [61]. Weryfikację metody pomiaru w komorze TEM opisano w [60]. Znając momenty elektryczne ekwiwalentnych dipoli elektrycznego i magnetycznego jesteśmy w stanie wyznaczyć z zależności (4.60) i (4.62) pełne charakterystyki promieniowania badanych urządzeń.

Zastosowanie komór TEM do pomiarów emisyjności urządzeń wiąże się z pewnymi ograniczeniami. Ograniczenia te wynikają z powstawania dodatkowych modów promieniowanej fali elektromagnetycznej dla częstotliwości, dla których długości fali są porównywalne z wymiarami geometrycznymi przekroju poprzecznego komory. Częstotliwość ograniczająca zakres pomiarowy komory TEM nazywana jest częstotliwością graniczną. Dla częstotliwości 1 GHz rozmiar przestrzeni pomiarowej nie przekracza 7,5 cm. Z kolei rozmiary komory determinują wielkość badanych urządzeń. Co prawda istnieje możliwość zwiększenia zakresu częstotliwości pomiarowych komory powyżej jej częstotliwości granicznej (uzyskuje się to poprzez częściowe wyłożenie ścian komory materiałem absorpcyjnym), jednak tego typu rozwiązanie ma pewną wadę. Nie są prawdziwe założenia przyjmowane do wyprowadzania zależności wiążących moce sygnałów wyjściach komory z parametrami źródła promieniowania badanego urządzenia (momentami ekwiwalentnych dipoli elektrycznych i magnetycznych).

Znacznie szerszy zakres częstotliwości pomiarowych mają komory GTEM. Konstrukcyjnie, komora GTEM ma kształt ostrosłupa o przekroju prostokątnym zakończonego u wierzchołka wejściem pomiarowym (Rys. 2.8). Rolę ekranu pełni metalowa obudowa komory, natomiast rolę przewodu wewnętrznego metalowa płyta wewnątrz obudowy tzw. „septum”. Pomiedzy obudową komory i septum znajduje się przestrzeń robocza, w której podczas badań umieszcza się badane urządzenie (BU). Obciążenie impedancyjne komory dla niskich częstotliwości stanowi specjalna matryca rezystorowa. Dla wyższych częstotliwości rolę obciążenia pełni materiał absorpcyjny pokrywający tylną ścianę komory (podstawę ostrosłupa). Absorber pochłania energię promieniowaną przez badane urządzenie, eliminując zjawisko odbicia od tylnej ściany komory. Dzięki swojej konstrukcji i właściwościom, komory GTEM można stosować do pomiaru emisyjności urządzeń w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 1 GHz.

Pomiar emisyjności urządzeń w komorach GTEM podobnie jak w komorach TEM sprowadza się do pomiaru mocy na wejściu komory dla kilkunastu (dwunastu [53], dziewięciu [12] lub siedmiu [14]) położen badanego urządzenia. Emisyjność urządzeń wyznacza się na

podstawie opracowanego zastępczego modelu promieniowania [29],[90],[91]. Zastępczy model urządzenia składa się z:

- trzech ekwiwalentnych wzajemnie ortogonalnych dipoli elektrycznych,
- trzech ekwiwalentnych wzajemnie ortogonalnych dipoli magnetycznych,
- jednego kwadrupola - pomijanego dla elektrycznie małych urządzeń.



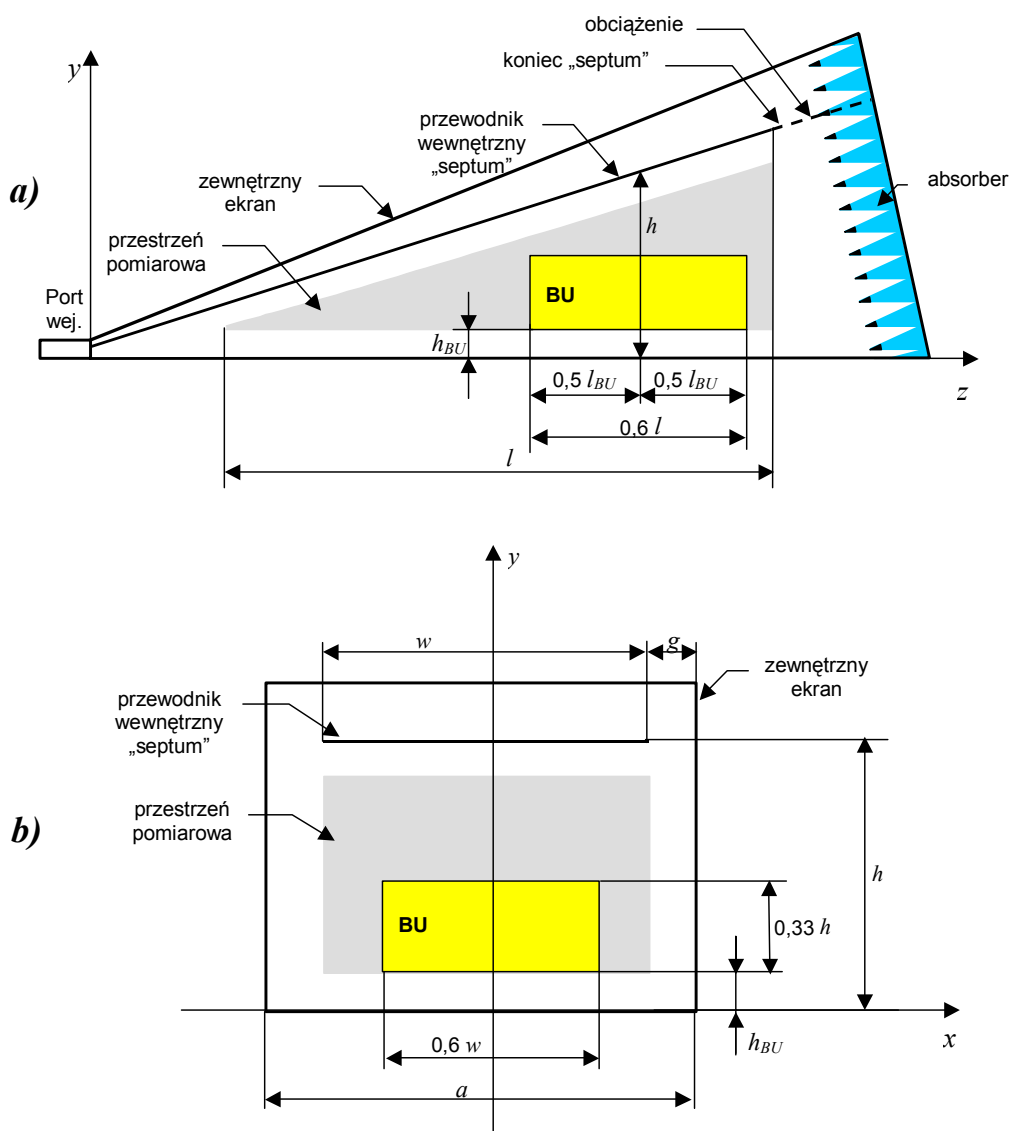
Rys. 2.8. Stanowisko do pomiaru emisyjności urządzeń z wykorzystaniem komory GTEM w Instytucie Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej

Położenia badanego urządzenia podczas pomiarów dobierane są tak, aby każda składowa była silnie sprzężona z pionową składową pola elektrycznego i poziomą składową pola magnetycznego występującego w komorze GTEM. Ponieważ komora GTEM jest urządzeniem jednoportowym (jednowrotnikiem), na podstawie pomiarów nie można wyznaczyć faz

między składowymi modelu źródła promieniowania badanego urządzenia [63], [91], [92]. Do wyznaczania zależności teoretycznych przyjmuje się, że fazy momentów ekwiwalentnych dipoli są takie same (równe zero) [72]. Nie można zatem zasymulować szczegółowych wzorów opisujących zastępczy model promieniowania.

Wymagania dotyczące wymiarów geometrycznych stanowiska pomiarowego z wykorzystaniem komory GTEM przedstawiono na rysunku (Rys. 2.9).

W metodzie pomiaru emisyjności urządzeń w komorze GTEM dla dwunastu położen badanego urządzenia [53], trzy podstawowe (ortogonalne) położenia są takie same jak dla pomiarów w komorze TEM (Rys. 2.6) . Pozostałe dziewięć położen uzyskuje się przez obrót badanego urządzenia w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara o kąty $\pi/4$, $\pi/2$ i $3\pi/4$ wokół jego osi pionowej, dla każdego z trzech położen podstawowych: A ($xx' yy' zz'$), B ($xz' yx' zy'$) i C ($xy' yz' zz'$).



Rys. 2.9. Wymiary geometryczne stanowiska pomiarowego z wykorzystaniem komory GTEM [53]:

- a) przekrój podłużny,
- b) przekrój poprzeczny

W wyniku pomiaru emisyjności urządzenia w komorze GTEM, dla określonej częstotliwości uzyskujemy następujące wartości mocy sygnałów:

- $P_A(0), P_A(\pi/4), P_A(\pi/2), P_A(3\pi/4),$
- $P_B(0), P_B(\pi/4), P_B(\pi/2), P_B(3\pi/4),$
- $P_C(0), P_C(\pi/4), P_C(\pi/2), P_C(3\pi/4).$

Wartości te zależą od położenia badanego urządzenia w przestrzeni pomiarowej komory. Należy je unormować używając czynnika normującego N [90], którego wartość jest równa połowie natężenia pola elektrycznego w punkcie umieszczenia badanego urządzenia dla sygnału w.cz. o mocy 1 W, doprowadzonego do wejścia komory:

$$N = -\frac{1}{2} e_{0_y}(\bar{o}). \quad (2.13)$$

Natężenie pola elektrycznego w punkcie umieszczenia badanego urządzenia e_{0_y} (znormalizowany współczynnik polowy) można wyznaczyć eksperymentalnie poprzez pomiar składowej y pola elektrycznego E_y dla pustej komory, przy położeniu (x,y,x) źródła pola elektromagnetycznego badanego urządzenia w środku przestrzeni pomiarowej o znanej mocy P_i wyrażonej w watach.

$$e_{0_y} = \frac{E_y(x,y)}{\sqrt{P_i}} \left[\frac{\sqrt{\Omega}}{m} \right], \quad (2.14)$$

Innym sposobem wyznaczenia współczynnika polowego jest metoda analityczna. Dla jednowęjsiowej komory TEM o asymetrycznym przekroju poprzecznym np. komory GTEM przybliżoną wartość znormalizowanego modu TEM można wyznaczyć z zależności analitycznej:

$$e_{0_y}(\bar{o}) = \frac{4}{a} \sqrt{Z_c} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{\cosh(My)}{\sinh(Mh)} \cdot \cos(Mx) \cdot \sin\left(M \frac{a}{2}\right) \cdot J_0(Mg) \right) \left[\frac{\sqrt{\Omega}}{m} \right], \quad (2.15)$$

gdzie (Rys. 2.9):

$$M = m \frac{\pi}{a}, \quad m = 1,3,5,\dots, \infty, \quad \text{w } [1/m], \quad (2.16)$$

a – szerokość przekroju poprzecznego komory w $[m]$,

h – odstęp przewodnika wewnętrznego (septum) od ściany dolnej komory w $[m]$,

g – odstęp przewodnika wewnętrznego (septum) od ściany bocznej komory w $[m]$,

x,y,z - współrzędne położenia źródła pola elektromagnetycznego badanego urządzenia w $[m]$,

$$J_0(x) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{1}{(k!)^2} \left(\frac{x}{2} \right)^{2k} - \text{funkcja Bessla zerowego rzędu.} \quad (2.17)$$

Znając unormowane wartości mocy sygnału \tilde{P} na wejściu komory możemy wyznaczyć:

- trzy składowe momentu elektrycznego ekwiwalentnego dipola magnetycznego:

$$m_x^2 = \frac{M_{3A} M_{3C}}{k_0^2 M_{3B}}, \quad (2.18)$$

$$m_y^2 = \frac{M_{3C} M_{3B}}{k_0^2 M_{3A}}, \quad (2.19)$$

$$m_z^2 = \frac{M_{3B} M_{3A}}{k_0^2 M_{3C}}, \quad (2.20)$$

- trzy składowe momentu elektrycznego ekwiwalentnego dipola elektrycznego:

$$p_{x'} = M_{1B} - k_0^2 m_z^2 = M_{2xB} - k_0^2 m_{y'}^2, \quad (2.21)$$

$$p_{y'} = M_{1A} - k_0^2 m_x^2 = M_{2xA} - k_0^2 m_z^2, \quad (2.22)$$

$$p_{z'} = M_{1C} - k_0^2 m_{y'}^2 = M_{2xC} - k_0^2 m_x^2, \quad (2.23)$$

gdzie:

$$M_{1A} = \tilde{P}_A(0), \quad M_{1B} = \tilde{P}_B(0), \quad M_{1C} = \tilde{P}_C(0), \quad (2.24)$$

$$M_{2A} = \tilde{P}_A(\pi/2), \quad M_{2B} = \tilde{P}_B(\pi/2), \quad M_{2C} = \tilde{P}_C(\pi/2), \quad (2.25)$$

$$M_{3A} = \frac{P_A(\pi/4) - P_A(3\pi/4)}{2}, \quad M_{3B} = \frac{P_B(\pi/4) - P_B(3\pi/4)}{2}, \quad M_{3C} = \frac{P_C(\pi/4) - P_C(3\pi/4)}{2}. \quad (2.26)$$

Z kolei znając momenty elektryczne ekwiwalentnych dipoli elektrycznego i magnetycznego, jesteśmy w stanie wyznaczyć z zależności (4.60) i (4.62) pełne charakterystyki promieniowania badanych urządzeń.

W praktyce znajomość pełnych charakterystyk promieniowania badanego urządzenia często nie jest konieczna. Istotna jest natomiast informacja o całkowitej mocy promieniowanej przez badane urządzenie. Dzięki niej można obliczyć maksymalne wartości natężenia składowych pola elektrycznego w dowolnym punkcie w otoczeniu urządzenia. Całkowitą moc P_{cal} promieniową przez badane urządzenie można wyznaczyć na podstawie następującej zależności [90]:

$$P_{cal} = 10k_0^2 [M_{1A} + M_{1B} + M_{1C}] = 10k_0^2 [M_{2A} + M_{2B} + M_{2xC}]. \quad (2.27)$$

Aby wyznaczyć całkowitą moc promieniowaną przez badane urządzenie wystarczy zmierzyć napięcia na wejściu komory GTEM dla jego trzech podstawowych położeń (Rys. 2.6). Wówczas maksymalną promieniowaną moc P_0 na wyjściu komory można wyznaczyć z zależności [52]:

$$P_0 = \frac{\zeta_0}{3\pi} \cdot \frac{k_0^2}{e_{0,y}^2 Z_c} \cdot S^2 \quad [W], \quad (2.28)$$

gdzie:

$$S = \sqrt{V_{p1}^2 + V_{p2}^2 + V_{p3}^2} \quad [V], \quad (2.29)$$

$$S = \sqrt{10^{\frac{V_{p1}^2|_{dB} - 120}{10}} + 10^{\frac{V_{p2}^2|_{dB} - 120}{10}} + 10^{\frac{V_{p3}^2|_{dB} - 120}{10}}} \quad \text{gdzie: } V_p^2|_{dB} \text{ w } [dB\mu V], \quad (2.30)$$

V_{p1}, V_{p2}, V_{p3} - zmierzone napięcia dla trzech położeń badanego urządzenia w [V],

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ - współczynnik falowy w [1/m],

$\zeta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi\Omega = 377\Omega$ - impedancja falowa swobodnej przestrzeni w [Ω],

Z_c - impedancja charakterystyczna falowodu TEM [Ω] (typowa wartość 50 Ω),

$e_{0,y}$ - znormalizowany współczynnik polowy.

Obliczenia natężenia pola elektrycznego można wykonać zarówno dla modeli umieszczonych w swobodnej przestrzeni:

$$E_{\max} = g_{\max} \cdot \sqrt{\frac{3\eta_0}{4\pi}} P_0 \cdot \left[\frac{V}{m} \right], \quad (2.31)$$

oraz nad przewodzącą płaszczyzną:

$$E_{\max} = g_{\max} \cdot \frac{\eta_0 k_0}{2\pi \cdot e_{0y}} \cdot \frac{S}{\sqrt{Z_c}} \cdot \left[\frac{V}{m} \right], \quad (2.32)$$

przy czym:

- dla polaryzacji poziomej

$$g_{\max} = \left| \frac{e^{jk_0 r_1}}{r_1} - \frac{e^{jk_0 r_2}}{r_2} \right|_{\max} = \left| \frac{1}{r_1 r_2} [r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos k_0 (r_2 - r_1)]^{1/2} \right|_{\max} \left[\frac{1}{m} \right], \quad (2.33)$$

- dla polaryzacji pionowej

$$g_{\max} = \left| \frac{S^2}{r_1^2} \cdot \frac{e^{jk_0 r_1}}{r_1} - \frac{S^2}{r_2^2} \cdot \frac{e^{jk_0 r_2}}{r_2} \right|_{\max} = \left| \frac{S^2}{r_1^3 r_2^3} [r_1^6 + r_2^6 - 2r_1^3 r_2^3 \cos k_0 (r_2 - r_1)]^{1/2} \right|_{\max} \left[\frac{1}{m} \right], \quad (2.34)$$

oraz (Rys. 2.1):

$r_1 = \sqrt{l^2 + (R_H - h_g)^2}$ - odległość badanego urządzenia od anteny pomiarowej [m],

$r_2 = \sqrt{l^2 + (R_H + h_g)^2}$ - odległość obrazu badanego urządzenia od anteny pomiarowej [m],

l - znormalizowana odległość anteny pomiarowej: 30 m, 10 m i 3 m,

h_g - wysokość umieszczenia badanego urządzenia nad płaszczyzną ziemi [m],

R_H - wysokość zawieszenia anteny pomiarowej nad płaszczyzną ziemi - zwykle od 1m do 4 m.

W sytuacji gdy wyznaczone z powyższych zależności poziomy promieniowanego pola, odniesione do stanowiska w otwartej przestrzeni (OATS), są niższe od dopuszczalnych w normach poziomów to przyjmuje się, że badane urządzenie spełnia stawiane wymagania. W przeciwnym przypadku pomiary należy powtórzyć dla dwunastu położenia badanego urządzenia w przestrzeni pomiarowej komory GTEM i wtedy podjąć decyzję czy badane urządzenie spełnia wymagania, czy też nie [31].

Wśród wielu metod alternatywnego pomiaru emisyjności urządzeń, komory GTEM są bardzo często wykorzystywane do badań.

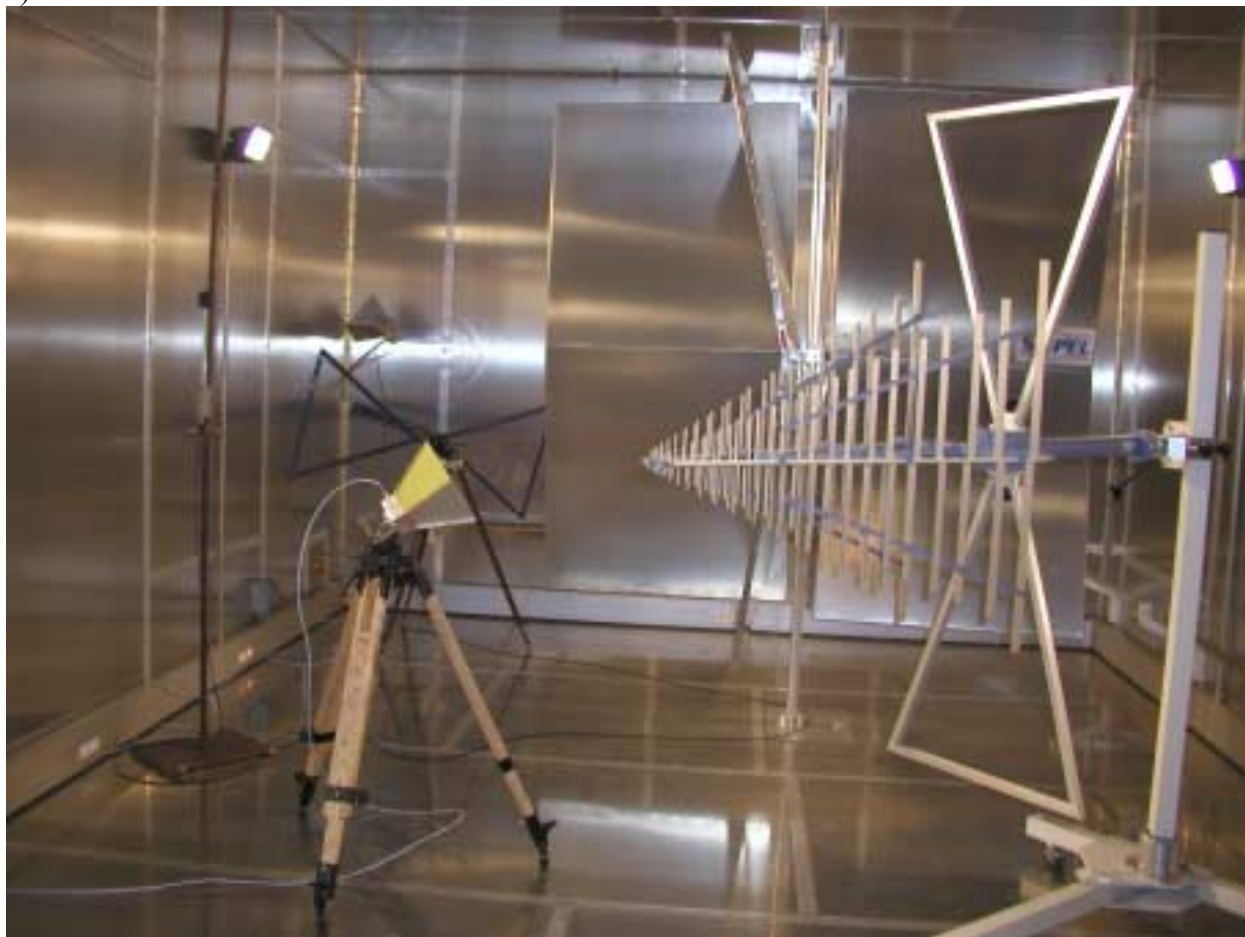
2.2.2. Komora rewerberacyjna

Rozszerzenie zakresu pomiarowego emisyjności urządzeń do częstotliwości rzędu kilkudziesięciu GHz można uzyskać, wykorzystując w pomiarach stanowisko z komorą rewerberacyjną [85], [13], [19], [20]. Komory rewerberacyjne są kabinami ekranowanymi o dużej skuteczności ekranowania. Wewnętrzne ściany komór nie są wyłożone materiałem absorpcyjnym pochłaniającym energię. Zwykle składają się z dwóch oddzielnych pomieszczeń: właściwej komory rewerberacyjnej oraz pomieszczenia kontrolno-aparaturowego, w którym przebywa personel podczas badań. Duża skuteczność ekranowania komory (powyżej 100 dB) osiągana jest dzięki specjalnej wielowarstwowej budowie ścian i odpowiedniej technice ich łączenia za pomocą specjalnych uszczelki. Wnętrze kabiny wykonuje się z połączonych płyt aluminiowych, natomiast zewnętrzną część komory z płyt stalowych. Materiały przewodzące zastosowane w panelach ścian cechuje duża konduktywność.

Komory rewerberacyjne charakteryzują się dużą dobrocią Q podobną do rezonatorów. Wyposażone są w metalowe, obracane mieszadła o odpowiednio ukształtowanych ramionach,

które poruszając się zmieniają warunki brzegowe dla pola elektromagnetycznego indukowanego w ich wnętrzu (Rys. 2.10). Inaczej mówiąc, na skutek obrotu mierzadła pole elektromagnetyczne promieniowane przez badane urządzenie ulega wielokrotnym odbiciom, powodując zmianę położenia miejsc powstawania rezonansów. W ten sposób dla częstotliwości powyżej 100 MHz można uzyskać w komorze statystycznie jednorodne środowisko elektromagnetyczne zbliżone do rzeczywistego.

a)



b)



c)



Rys. 2.10. Stanowiska do pomiaru emisyjności urządzeń z wykorzystaniem komory rewerberacyjnej: a), b) Instytut Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, c) Otto-von-Guericke-University Magdeburg, Niemcy

Pomiar mocy promieniowanej przez badane urządzenie został opisany w zaleceniu PN-EN 61000-4-21 [54]. Dla każdej częstotliwości mierzone jest tłumienie sprzężenia w obecności badanego urządzenia. Główne zalety komór rewerberacyjnych to ich stosunkowo nieduży koszt budowy i eksploatacji. Ponadto pomiary emisyjności urządzeń na stanowisku z komorą rewerberacyjną są prostsze niż na stanowisku w otwartej przestrzeni [13].

2.2.3. Układ trzech wzajemnie prostopadłych podwójnie obciążonych okrągłych anten ramowych

W badaniach emisyjności urządzeń stosuje się dwa rodzaje stanowisk z układem trzech wzajemnie prostopadłych anten ramowych. Konstrukcja pierwszego z nich została opisana w normie PN-EN 55015 [51]. Stanowisko to służy do wyznaczania emisyjności urządzeń oświetleniowych poprzez pomiar natężenia prądu indukowanego w antenach za pomocą sond prądowych. Sondy umieszczane są w miejscach najmniejszego ich oddziaływania na impedancję anten ramowych. Na podstawie znanych funkcji przejścia anten oraz zmierzonych wartości natężeń prądów indukowanych w każdej z anten można wyznaczyć natężenie pola magnetycznego w określonej odległości od badanego urządzenia lub moment ekwiwalentnego dipola magnetycznego [7], [11]. W celu zminimalizowania wpływu składowej elektrycznej pola promieniowanego przez badane urządzenie na wyniki pomiarów, natężenie pola magnetycznego wyznacza się dla częstotliwości do 30 MHz. Dopuszczalne limity natężenia pola magnetycznego promieniowanego przez badane urządzenia określone są poprzez wartości natężenia prądu indukowanego w antenie o średnicy 2, 3 lub 4 m.

Koncepcja drugiego rodzaju stanowiska pomiarowego z układem trzech wzajemnie prostopadłych anten ramowych została opisana w [25] i [86]. Zakłada ona wykorzystanie podwójnie obciążonych anten ramowych do wyznaczania parametrów źródła pola elektromagnetycznego badanego urządzenia na podstawie pomiaru prądów płynących przez obciążenia anten ramowych. Wyniki analizy teoretycznej metody i jej weryfikacji doświadczalnej przedstawił M. Kanda w [37], [36], [38] i Z. Jóskiewicz w [35]. Zgodnie z nimi dla elektrycznie małego urządzenia umieszczonego w środku anteny pracującej w płaszczyźnie $(x, y, 0)$:

- prąd I_s , będący sumą prądów $I(0)$, $I(\pi)$ płynących przez dwa wzajemnie przeciwległe obciążenia anteny ramowej $Z_1(0) = Z_2(\pi) = Z_L$, zależy jedynie od składowej momentu m_z ekwiwalentnego dipola magnetycznego, normalnej do powierzchni anteny ramowej:

$$I_s = I(0) + I(\pi) = 4b \cdot \frac{m_z \cdot g_m}{[1 + 2Y_0 Z_L] \cdot j\zeta a(0)}, \quad (2.35)$$

- prąd I_d , będący różnicą prądów $I(0)$, $I(\pi)$ płynących przez dwa wzajemnie przeciwległe obciążenia anteny ramowej $Z_1(0) = Z_2(\pi) = Z_L$, zależy jest jedynie od składowej momentu p_y ekwiwalentnego dipola elektrycznego, stycznej do powierzchni anteny ramowej:

$$I_d = I(0) - I(\pi) = 4b \cdot \frac{p_y \cdot g_e}{[1 + 2Y_1 Z_L] \cdot j\zeta a(1)}, \quad (2.36)$$

gdzie: Y_0 - admitancja dla pola magnetycznego,

Y_1 - admitancja dla pola elektrycznego,

Z_L - impedancje obciążeń,

b - promień anteny,

g_e, g_m - składowe pola elektrycznego stycznego do powierzchni anteny ramowej wzbudzonego przez ekwiwalentne dipole.

Na podstawie sumy i różnicy prądów płynących przez obciążenia anteny można wyznaczyć składową m_z momentu ekwiwalentnego dipola magnetycznego oraz składową p_y momentu ekwiwalentnego dipola elektrycznego:

$$m_z = I_s \cdot F_m, \quad (2.37)$$

$$p_x = I_d \cdot F_e, \quad (2.38)$$

gdzie:

F_m - funkcja przejścia, wiążąca składową momentu m_z dipola magnetycznego normalną do powierzchni anteny ramowej z sumą prądów I_s płynących przez obciążenia anteny:

$$F_m = \frac{[1 + 2Y_0 Z_L] \cdot j\zeta\alpha(0)}{4bg_m}, \quad (2.39)$$

F_e - funkcja przejścia, wiążąca składową momentu p_y dipola elektrycznego styczną do powierzchni anteny ramowej i prostopadłą do linii przechodzącej przez obciążenia anteny z różnicą prądów I_d płynących przez oba obciążenia:

$$F_e = \frac{[1 + 2Y_1 Z_L] \cdot j\zeta\alpha(1)}{4bg_e}. \quad (2.40)$$



Rys. 2.11. Stanowisko do pomiaru emisyjności urządzeń z wykorzystaniem układu trzech wzajemnie prostopadłych, podwójnie obciążonych anten ramowych w Instytucie Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej

Pozostałe składowe m_x, m_y, p_x, p_z , momentów ekwiwalentnych dipoli elektrycznego i magnetycznego można wyznaczyć, stosując zamiast jednej podwójnie obciążonej anteny ramowej, układ trzech wzajemnie prostopadłych anten ramowych.

Metoda ta może być stosowana do pomiaru emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych do częstotliwości 30 MHz, co wykazał M. Kanda w [38], lub powyżej tej częstotliwości, co wykazał Z. Jóskiewicz w [35]. Górna częstotliwość pomiarowa nie jest uzależniona od wymiarów geometrycznych anteny ramowej, lecz wielkości badanego urządzenia które musi być mniejsze od najmniejszej długości promieniowanej fali elektromagnetycznej.

Pomiar emisyjności urządzeń za pomocą układu trzech wzajemnie prostopadłych podwójnie obciążonych okrągłych anten ramowych w porównaniu z pomiarami innymi metodami alternatywnymi posiada wiele zalet. Podstawową zaletą tej metody jest pomijalnie mały wpływ anten ramowych o dużych średnicach na charakterystyki promieniowania badanych urządzeń. Ponadto wyznaczanie parametrów źródła pola elektromagnetycznego badanego urządzenia nie wymaga zmiany jego położenia podczas pomiarów. Warunki propagacyjne wewnątrz przestrzeni pomiarowej zbliżone są do warunków w wolnej przestrzeni.

2.2.4. Połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną

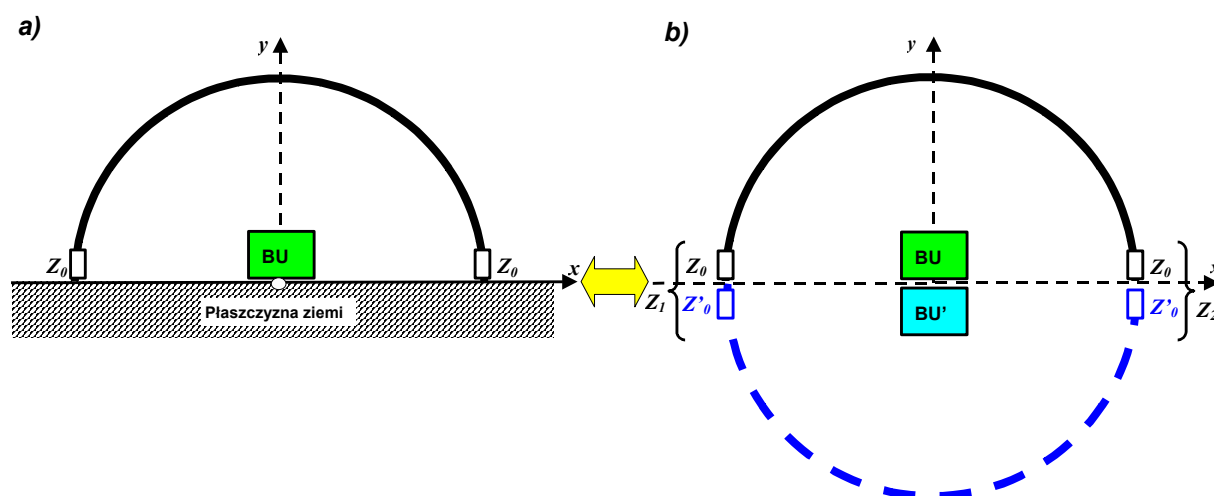
Zasada pomiaru emisyjności urządzeń na stanowisku z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną została opisana w [82], [83], [35]. Jest to jedna z najnowszych metod pomiaru emisyjności.

Konstrukcja stanowiska umożliwia pomiar emisyjności:

- kompletnych urządzeń elektrycznych i elektronicznych oraz ich części,
- urządzeń zasilanych bateryjnie lub z sieci energetycznej.

Możliwy jest również pomiar urządzeń wymagających doprowadzenia sygnałów sterujących. Ma to szczególne znaczenie, gdy do sterowania urządzeniem wykorzystywane są nietypowe rodzaje złączy lub przewodów transmisyjnych.

Do wyznaczenia reakcji anteny na pole elektromagnetyczne wzbudzone przez badane urządzenie (BU) wykorzystano zasadę odbić zwierciadlanych. Model zastępczy anteny (Rys. 2.12) uwzględnia zarówno połowa okrągłej anteny ramowej i badany obiekt jak i ich lustrzane odbicia względem płaszczyzny ziemi.



Rys. 2.12. Połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad doskonale przewodzącą płaszczyzną a) i jej model zastępczy b)

Badane urządzenie reprezentowane jest przez ekwiwalentne dipole: elektryczny i magnetyczny oraz ich zwierciadlane odbicia względem płaszczyzny przewodzącej. Impedancje obciążające zastępczy model anteny ramowej Z_1 i Z_2 w dwóch wzajemnie przeciwstawnych punktach są sobie równe oraz dwa razy większe od impedancji Z_0 obciążających połowę anteny ramowej.

Parametry źródła promieniowania pola elektromagnetycznego badanego urządzenia na stanowisku z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad idealnie przewodzącą płaszczyzną wyznacza się podobnie jak dla całej anteny ramowej na podstawie pomiaru sumy I_s , i różnicy I_d prądów płynących przez obciążenia anteny:

$$I_s = I(0) + I(\pi) = 8b \cdot \frac{m_z \cdot g_m}{[1 + 4Y_0 Z_L] \cdot j\zeta a(0)}, \quad (2.41)$$

$$I_d = I(0) - I(\pi) = 8b \cdot \frac{p_y \cdot g_e}{[1 + 4Y_1 Z_L] \cdot j\zeta a(1)}, \quad (2.42)$$

Dla elektrycznie małego urządzenia umieszczonego w środku stanowiska pomiarowego w płaszczyźnie $(x,y,0)$ do określenia składowych momentów ekwiwalentnych dipoli elektrycznego p_x i magnetycznego m_z , niezbędna jest również znajomość funkcji przejścia F_e i F_m :

$$m_z = I_s \cdot F_m, \quad (2.43)$$

$$p_x = I_d \cdot F_e. \quad (2.44)$$



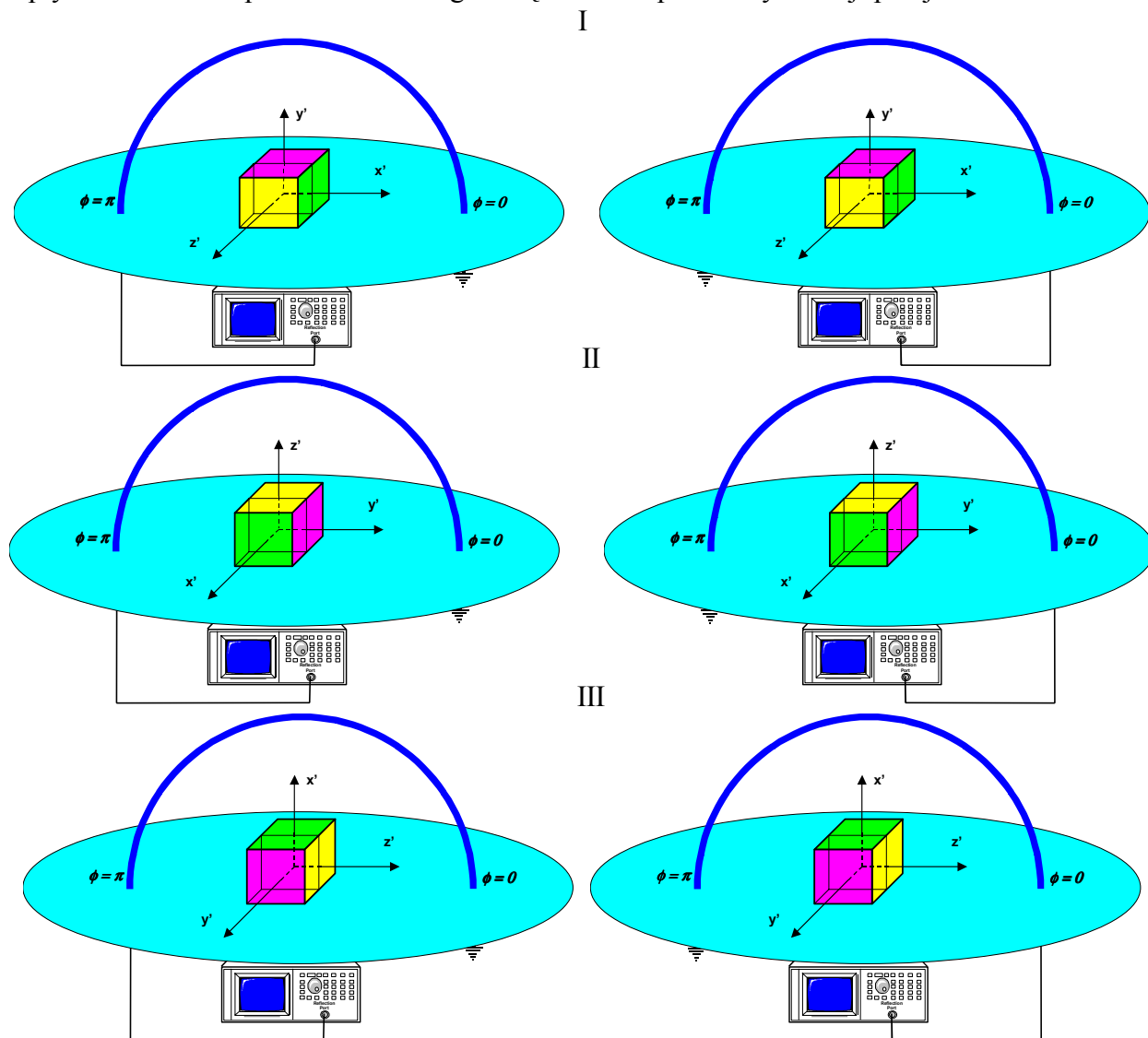
Rys. 2.13. Stanowisko do pomiaru emisyjności urządzeń z wykorzystaniem połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad przewodzącą płaszczyzną w Instytucie Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej

Funkcje przejścia stanowiska wyznacza się na podstawie analizy modelu zastępczego anteny ramowej umieszczonej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną. Definicje tych funkcji są inne niż dla okrągłej anteny ramowej i przyjmują postać:

$$F_e = \frac{[1 + 4Y_1 Z_L] \cdot j\zeta a(1)}{8bg_e}, \quad (2.45)$$

$$F_m = \frac{[1 + 4Y_0 Z_L] \cdot j\zeta a(0)}{8bg_m}. \quad (2.46)$$

Funkcje przejścia stanowiska nie uwzględniają wpływu wielkości płaszczyzny przewodzącej i badanego urządzenia, oraz otoczenia i lokalnego środowiska elektromagnetycznego na parametry elektryczne stanowiska pomiarowego. Można je wyznaczyć na podstawie obliczeń numerycznych lub doświadczalnie. Pomiar funkcji przejścia stanowiska uwzględnienia większość jego niedoskonałości związanych ze skończonymi rozmiarami płaszczyzny przewodzącej i środowiskiem elektromagnetycznym. Nie uwzględnia natomiast wpływu wielkości badanego urządzenia i jego położenia na wynik pomiaru. Z tego względu niepewność pomiaru należy określać na podstawie kalibracji stanowiska i analizy numerycznej wpływu wielkości i położenia badanego urządzenia na parametry funkcji przejścia.



Rys. 2.14. Sposób pomiaru emisyjności badanego urządzenia dla trzech ortogonalnych położeń

Kalibracja stanowiska polega na:

- pobudzeniu wzorcowego dipola elektrycznego i magnetycznego (krótka antena liniowa i niewielka antena ramowa) o znanych momentach, umieszczonych w przestrzeni pomiarowej stanowiska,
- pomiarze różnicy i sumy prądów wzbudzonych w antenie i przepływających przez obciążenia anteny ramowej.

Metodę numeryczną do analizy wpływu wielkości płaszczyzny przewodzącej i badanego urządzenia, oraz jego położenia w przestrzeni pomiarowej na parametry funkcji przejścia (niepewność pomiaru), zaproponowano w niniejszej rozprawie doktorskiej.

Przykład stanowiska do pomiaru emisyjności urządzeń z wykorzystaniem połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad przewodzącą płaszczyzną przedstawiono na rysunku (Rys. 2.13).

Ponieważ dla jednego położenia badanego urządzenia stanowisko pomiarowe umożliwia wyznaczenie tylko dwóch parametrów źródła promieniowania (jedną składową momentu ekwiwalentnego dipola elektrycznego p_x i jedną składową momentu ekwiwalentnego dipola magnetycznego m_z), pomiary należy wykonać dla trzech wzajemnie ortogonalnych położenia badanego urządzenia (Rys. 2.14).

3. Cel i zakres pracy

Niniejsza rozprawa doktorska jest analizą właściwości jednej z najnowszych metod alternatywnego pomiaru emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych - metody wykorzystującej stanowisko pomiarowe składające się z połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną.

Celem niniejszej rozprawy jest:

1. Przeprowadzenie analizy własności stanowiska pomiarowego.
2. Opracowanie i zaprezentowanie metody pozwalającej na ocenę wpływu rozmiarów płaszczyzny przewodzącej, badanego obiektu oraz jego położenia względem anteny na niepewność wyznaczania funkcji przejścia.

Zakres pracy obejmuje:

1. Opracowanie modeli numerycznych stanowiska pomiarowego z połową podwójnie obciążonej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną do obliczeń rozkładu prądu w antenie metodą momentów.
2. Wyznaczenie zależności analitycznych i opracowanie procedur numerycznych, pozwalających na przeprowadzenie obliczeń wartości funkcji przejścia stanowiska pomiarowego w oparciu o rozkład prądu w antenie dla różnych konfiguracji stanowiska.
3. Wykonanie fizycznego modelu stanowiska pomiarowego i weryfikacja doświadczalna zaproponowanej metody wyznaczania funkcji przejścia.

Mając na uwadze cel i zakres pracy oraz obecny stan wiedzy w analizowanym zakresie zagadnień można sformułować następującą tezę:

Hybrydowa metoda obliczeniowa, wiążąca metody numeryczne i analityczne, polegająca na wyznaczeniu metodą momentów rozkładu prądu płynącego w połowie podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną, oraz na jego podstawie analitycznym wyznaczeniu parametrów funkcji przejścia stanowiska pomiarowego, pozwala na ocenę wpływu rozmiarów płaszczyzny przewodzącej, badanego obiektu oraz jego położenia względem anteny na niepewność wyznaczania funkcji przejścia.

Udowodnienie postawionej w rozprawie tezy wymagało od autora:

- przeprowadzenia analizy teoretycznej wyznaczenia składowych pola elektrycznego i magnetycznego w strefie bliskiej, dla zastępczego modelu źródła pola elektromagnetycznego badanego urządzenia,
- określenia odpowiedzi połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad doskonale przewodzącą płaszczyzną na pole elektromagnetyczne wzbudzone przez zastępczy model badanego urządzenia umieszczony w środku geometrycznym stanowiska pomiarowego.

Przy analizie wykorzystano zasadę wzajemności, która mówi, że parametry anten oraz wpływ czynników zewnętrznych jest taki sam dla anten nadawczych i odbiorczych.

Uzyskane w ten sposób wyniki analizy teoretycznej zostały zweryfikowane przy wykorzystaniu dwóch metod numerycznych:

- bazującej na zależnościach analitycznych opisujących zastępczy model źródła promieniowania,
- hybrydowej (momentów i bazującą na zależnościach wyprowadzonych przez autora).

Do analizy numerycznej metodą momentów opracowano kilkanaście cyfrowych modeli stanowiska pomiarowego, uwzględniających: różne rozmiary płaszczyzny przewodzącej, wielkości badanego urządzenia oraz jego położenia względem środka geometrycznego anteny. Dla tak opracowanych modeli przeprowadzono obliczenia numeryczne rozkładu prądu płynącego w antenie oraz admitancji wejściowej anteny.

Bazując na wyznaczonych przez autora zależnościach wiążących rozkład prądu płynącego w antenie ze współczynnikami $a(n)$ jego rozkładu w szereg Fouriera, określony został wpływ biernych elementów zewnętrznych stanowiska i układu pomiarowego (wielkości płaszczyzny przewodzącej i badanego urządzenia oraz jego położenia względem środka geometrycznego stanowiska pomiarowego) na parametry elektryczne anteny - niepewność wyznaczania funkcji przejścia.

W celu praktycznej weryfikacji metody pomiarowej opracowano i wykonano rzeczywisty model stanowiska pomiarowego oraz przeprowadzono pomiary jego funkcji przejścia. Uzyskane wyniki porównano z wartościami wyznaczonymi metodami numerycznymi. Potwierdziły one poprawność przeprowadzonej przez autora analizy teoretycznej oraz wyprowadzonych przez niego zależności.

Zaproponowana w pracy hybrydowa metoda obliczeń numerycznych parametrów funkcji przejścia stanowiska pomiarowego, pozwala uwzględnić wpływ biernych elementów zewnętrznych stanowiska i układu pomiarowego na parametry elektryczne anteny - niepewność wyznaczania funkcji przejścia. Metoda ta może być również stosowana dla stanowiska z podwójnie obciążoną okrągłą anteną ramową.

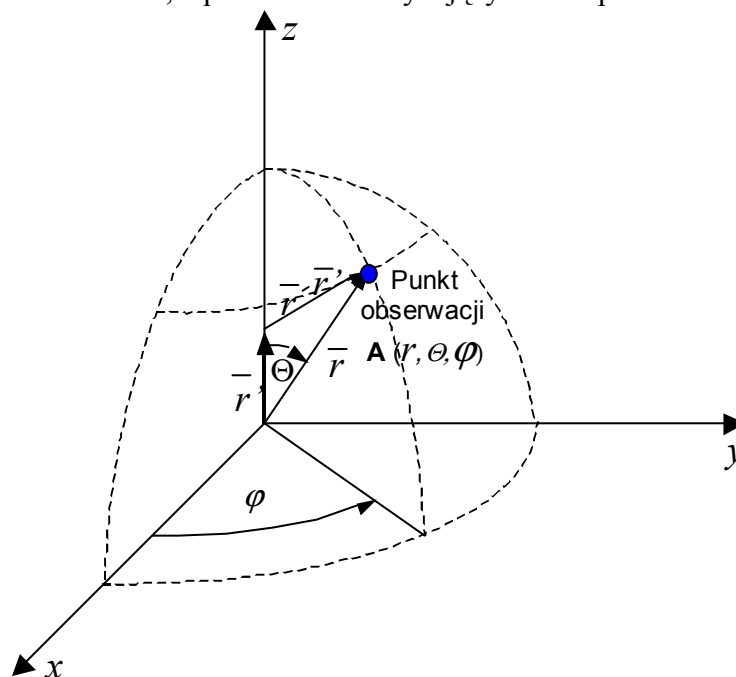
Znajomość dokładnej wartości funkcji przejścia stanowiska pomiarowego rozszerza zakres stosowalności metody pomiaru emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych na stanowisku z połową okrągłej podwójnie obciążonej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną. Wpływ wielkości płaszczyzny przewodzącej i badanego urządzenia oraz jego położenia względem środka geometrycznego stanowiska pomiarowego można uwzględnić wyznaczając wartość funkcji przejścia metodami numerycznymi. Górna częstotliwość nie jest uzależniona od wymiarów geometrycznych anteny ramowej, lecz wielkości badanego urządzenia, które musi być mniejsze od długości fali odpowiadającej maksymalnej częstotliwości pomiarowej.

4. Model zastępczy źródła pola elektromagnetycznego badanego obiektu

Poziom natężenia pola elektromagnetycznego promieniowanego przez urządzenie elektryczne lub elektroniczne można wyznaczyć na podstawie pomiarów lub parametrów źródła pola. Parametry źródła pola elektromagnetycznego można wyznaczyć w oparciu o jego model zastępczy. W przypadku niektórych typów obiektów - szczególnie o małych wymiarach w porównaniu z długością najkrótszej fali promieniowanego pola ($l < \lambda$) - badane urządzenie możemy zastąpić ekwiwalentnym dipolem elektrycznym i magnetycznym [90].

Wyniki pomiaru zdeterminowane są warunkami, w jakich wykonywany jest pomiar oraz otoczeniem badanego obiektu (np. pomiar w swobodnej przestrzeni, nad przewodzącą płaszczyzną, w komorze ekranowanej). Znając parametry źródła pola elektromagnetycznego, możemy określić poziom promieniowania badanego obiektu dla dowolnych warunków i dowolnego otoczenia.

Rozważmy obiekt będący źródłem pola elektromagnetycznego umieszczony w wolnej przestrzeni, ze środkiem umieszczonym w początku sferycznego układu współrzędnych (r, θ, φ) (Rys. 4.1). Położenie punktu obserwacji leżącego w odległości r od środka układu współrzędnych określa wektor \vec{r} , a punkt charakteryzujący źródło pola określa wektor \vec{r}' .



Rys. 4.1 Model źródła pola elektromagnetycznego w sferycznym układzie współrzędnych.

W punkcie obserwacji „A” składowe pola elektromagnetycznego promieniowanego przez źródło można określić, korzystając z równań Maxwella [39]. Dla takiego przypadku przyjmują one postać:

$$j\omega\epsilon_0\vec{E}(r) = \nabla \times \vec{H}(r), \quad (4.1)$$

$$\mu_0\vec{H}(r) = \nabla \times \vec{A}(r), \quad (4.2)$$

gdzie:

ϵ_0 - przenikalność elektryczna swobodnej przestrzeni,

μ_0 - przenikalność magnetyczna swobodnej przestrzeni,

r - odległość punktu obserwacji od środka badanego obiektu,

$\vec{A}(r)$ - wektorowy potencjał magnetyczny opisujący źródło pola elektromagnetycznego.

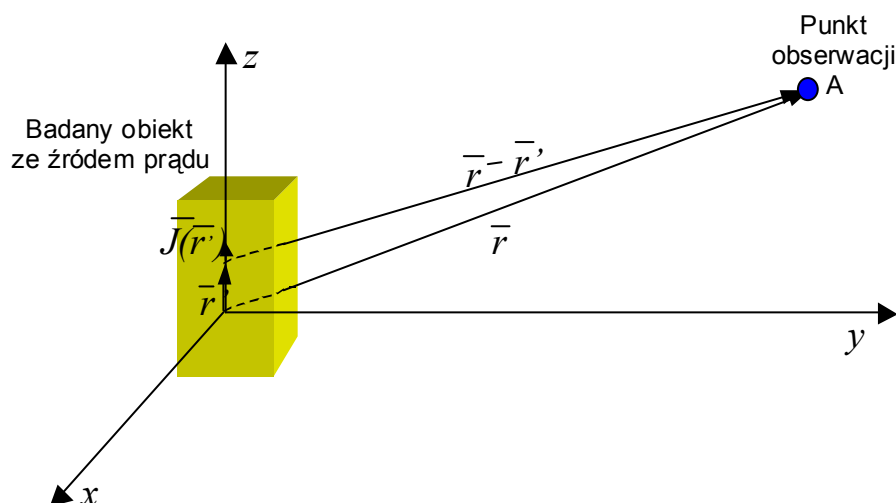
Wektorowy potencjał magnetyczny $\vec{A}(r)$ określony jest zależnością:

$$\vec{A}(r) = \mu_0 \frac{1}{4\pi} \int_V \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dv', \quad (4.3)$$

gdzie:

k_0 – stała propagacji w swobodnej przestrzeni,

$\vec{J}(\vec{r}')$ - wektor prądu opisujący źródło pola elektromagnetycznego.



Rys. 4.2. Model źródła pola elektromagnetycznego

Zakładając, że punkt obserwacji „A” leży w strefie pola dalekiego, można przyjąć że odległość punktu obserwacji od punktu źródła pola elektromagnetycznego wyraża się przybliżoną zależnością [39] :

$$|\vec{r} - \vec{r}'| \cong r - \vec{1}_r \cdot \vec{r}', \quad (4.4)$$

gdzie:

$\vec{1}_r$ – wektor jednostkowy wzdłuż promienia r .

Oznacza to, że kierunek wyznaczony przez punkt obserwacji „A” i środek badanego urządzenia oraz kierunek wyznaczony przez punkt obserwacji „A” i punkt źródła pola są w przybliżeniu równoległe.

Podstawiając do zależności (4.3) przybliżoną wartość odległości punktu obserwacji od punktu źródła pola z zależności (4.4), otrzymujemy następujące wyrażenie, określające wektorowy potencjał magnetyczny $\vec{A}(r)$:

$$\vec{A}(r) = \frac{\mu_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_V \vec{J}(\vec{r}') e^{-jk_0 \vec{1}_r \cdot \vec{r}'} dv'. \quad (4.5)$$

Podcałkową funkcję wykładniczą $e^{-jk_0 \vec{1}_r \cdot \vec{r}'}$ można rozwinąć w szereg Taylora. Zakładając, że wymiary geometryczne badanego urządzenia są małe w porównaniu z najkrótszą długością fali promieniowanego pola elektromagnetycznego ($l < \lambda$), można przyjąć że tylko dwa pierwsze wyrazy szeregu są istotne. Zależność (4.5) przyjmie wtedy postać [90]:

$$\begin{aligned}\bar{A}(r) &\approx \frac{\mu_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_V \bar{J}(\bar{r}') [1 + jk_0 \bar{1}_r \cdot \bar{r}'] dv' = \\ &= \frac{\mu_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_V \left\{ \bar{J}(\bar{r}') + \frac{jk_0}{2} [(\bar{r}' \times \bar{J}(\bar{r}') \times \bar{1}_r + (\bar{1}_r \cdot \bar{r}') \bar{J}(\bar{r}') + (\bar{1}_r \cdot \bar{J}(\bar{r}')) \bar{r}'] \right\} dv',\end{aligned}\quad (4.6)$$

Badany obiekt, który jest źródłem zakłóceń promieniowanych, można zastąpić równoważnym modelem zbudowanym z: dipola elektrycznego, dipola magnetycznego i kwadrupola. Model ten wymaga zdefiniowania:

- momentu dipola elektrycznego \bar{p} - zależnością:

$$\bar{p} = \int_V \bar{J}(\bar{r}') dv', \quad (4.7)$$

- momentu dipola magnetycznego \bar{m} - zależnością:

$$\bar{m} = \frac{1}{2} \int_V [\bar{r}' \times \bar{J}(\bar{r}')] dv', \quad (4.8)$$

- dwuargumentowego momentu kwadrupola elektrycznego $\bar{\bar{q}}$ - zależnością:

$$\bar{\bar{q}}_{\alpha\beta} = \int_V [\alpha' J_{\beta}(\bar{r}') + \beta' J_{\alpha}(\bar{r}')] dv'; \quad \alpha, \beta = x, y, z. \quad (4.9)$$

Wtedy zależność (4.6) można przedstawić również w postaci [90]:

$$\bar{A}(r) = \frac{\mu_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left[\bar{p} - jk_0 \bar{1}_r \times \bar{m} + \frac{jk_0}{2} \bar{\bar{q}} \cdot \bar{1}_r \right]. \quad (4.10)$$

Całkowitą moc P_0 sygnału promieniowanego przez badany obiekt można wyznaczyć z zależności [90]:

$$P_0 = 10k_0^2 \left\{ |\bar{P}|^2 + k_0^2 |\bar{M}|^2 + \frac{k_0^2}{20} \bar{\bar{Q}} \right\}, \quad (4.11)$$

gdzie:

- $\bar{P} = (P_x, P_y, P_z)$ - wypadkowy moment dipola elektrycznego,
- $\bar{M} = (M_x, M_y, M_z)$ - całkowity moment dipola magnetycznego,
- $\bar{\bar{Q}} = (3q_1 + q_2)$ - całkowity dwuargumentowy moment kwadrupola elektrycznego dla którego składowe q_1 i q_2 wyrażone są zależnościami:

$$q_1 = |q_{xy}|^2 + |q_{yz}|^2 + |q_{zx}|^2, \quad (4.12)$$

$$q_2 = |q_{xx}|^2 + |q_{yy}|^2 + |q_{zz}|^2 + \text{Re}\{q_{xx}q_{yy}^* + q_{yy}q_{zz}^* + q_{zz}q_{xx}^*\}. \quad (4.13)$$

W niektórych przypadkach wartość wektorowego potencjału magnetycznego $\bar{A}(r)$ charakteryzującego badany obiekt można wyznaczyć na podstawie dwóch parametrów modelu źródła pola: dipola elektrycznego i dipola magnetycznego [42], [30], [90], [91]. Dotyczy to sytuacji gdy badany obiekt jest elektrycznie krótki, tzn. największy jego wymiar jest mniejszy od najmniejszej długości fali promieniowanego przez ten obiekt pola elektromagnetycznego. Dla takiego przypadku całkowity wektorowy potencjał magnetyczny $\bar{A}(r)$ w punkcie obserwacji można wyrazić jako superpozycję wektorowych potencjałów magnetycznych [90]:

$$\bar{A}(\bar{r}) = \frac{\mu_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} [\bar{p} - jk_0 \bar{1}_r \times \bar{m}] = \frac{\mu_0}{4\pi} [\bar{A}_p(\bar{r}) - jk_0 \bar{A}_m(\bar{r})], \quad (4.14)$$

gdzie :

$\bar{A}_p(\bar{r})$ - wektorowy potencjał magnetyczny pochodzący od ekwiwalentnego dipola elektrycznego o momencie \bar{p} :

$$\bar{A}_p(\bar{r}) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \bar{p}, \quad (4.15)$$

$\bar{A}_m(\bar{r})$ - wektorowy potencjał magnetyczny pochodzący od ekwiwalentnego dipola magnetycznego o momencie \bar{m} :

$$\bar{A}_m(\bar{r}) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} [\bar{1}_r \times \bar{m}]. \quad (4.16)$$

Całkowitą moc P_0 sygnału promieniowanego przez badany obiekt można wyznaczyć wtedy z zależności [90]:

$$P_0 = 10k_0^2 \left\{ |\bar{P}|^2 + k_0^2 |\bar{M}|^2 \right\}. \quad (4.17)$$

4.1. Pole elektromagnetyczne promieniowane przez ekwiwalentny dipol elektryczny

Wartości pola magnetycznego $\bar{H}(r)$ i elektrycznego $\bar{E}(r)$ w otoczeniu dipola elektrycznego o momencie \bar{p} można wyznaczyć z równań Maxwella (4.1) i (4.2). Przyjmując założenie, że całkowity wektorowy potencjał magnetyczny $\bar{A}(r)$ w punkcie obserwacji jest zależny wyłącznie od wektorowego potencjału magnetycznego pochodzącego od ekwiwalentnego dipola elektrycznego o momencie \bar{p} , zależność (4.14) przyjmie postać:

$$\bar{A}(\bar{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \bar{A}_p(\bar{r}) = \frac{\mu_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \bar{p}, \quad (4.18)$$

w której moment dipola elektrycznego \bar{p} w kartezjańskim układzie współrzędnych (x,y,z) opisany jest zależnością:

$$\bar{p} = \bar{1}_x \bar{p}_x + \bar{1}_y \bar{p}_y + \bar{1}_z \bar{p}_z. \quad (4.19)$$

Analizę dla ekwiwalentnego dipola umieszczonego w swobodnej przestrzeni wygodnie jest rozpocząć w sferycznym układzie współrzędnych (r, Θ, φ) . W tym przypadku, korzystając ze związków pomiędzy wersorami w sferycznym i współrzędnymi w kartezjańskim układach współrzędnych [93], moment dipola elektrycznego \bar{p} możemy opisać zależnością:

$$\begin{aligned} \bar{p} = & \bar{1}_r (\sin \Theta \cdot \cos \varphi \cdot p_x + \sin \Theta \cdot \sin \varphi \cdot p_y + \cos \Theta \cdot p_z) + \\ & + \bar{1}_\Theta (\cos \Theta \cdot \cos \varphi \cdot p_x + \cos \Theta \cdot \sin \varphi \cdot p_y - \sin \Theta \cdot p_z) + \\ & + \bar{1}_\varphi (-\sin \varphi \cdot p_x + \cos \varphi \cdot p_y). \end{aligned} \quad (4.20)$$

Składową magnetyczną $\bar{H}_p(r)$ pola promieniowanego przez dipol elektryczny o momencie \bar{p} można wyznaczyć na podstawie zależności (4.2), (4.18) (4.20) i opisać wyrażeniem [35] :

$$\bar{H}_p(r) = \nabla \times \bar{A}(r) = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \bar{p} = \bar{1}_r H_r + \bar{1}_\Theta H_\Theta + \bar{1}_\varphi H_\varphi, \quad (4.21)$$

gdzie:

$$H_r = 0, \quad (4.22)$$

$$H_\Theta = -\frac{jk_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r}\right) \cdot (p_x \sin \varphi - p_y \cos \Theta), \quad (4.23)$$

$$H_\varphi = -\frac{jk_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r}\right) \cdot (p_x \cdot \cos \Theta \cdot \cos \varphi + p_y \cdot \cos \Theta \cdot \sin \varphi - p_z \cdot \sin \Theta). \quad (4.24)$$

Korzystając z zależności wiążących składowe pola elektromagnetycznego dla fali płaskiej (pole dalekie):

$$\frac{E_\Theta}{H_\varphi} = \zeta_0, \quad \frac{E_\varphi}{H_\Theta} = -\zeta_0, \quad (4.25)$$

gdzie:

ζ_0 - impedancja charakterystyczna wolnej przestrzeni,

składową elektryczną $\bar{E}_p(r)$ pola promieniowanego przez dipol elektryczny o momencie \bar{p} można wyznaczyć na podstawie zależności (4.1), (4.21), (4.25) i opisać wyrażeniem [35]:

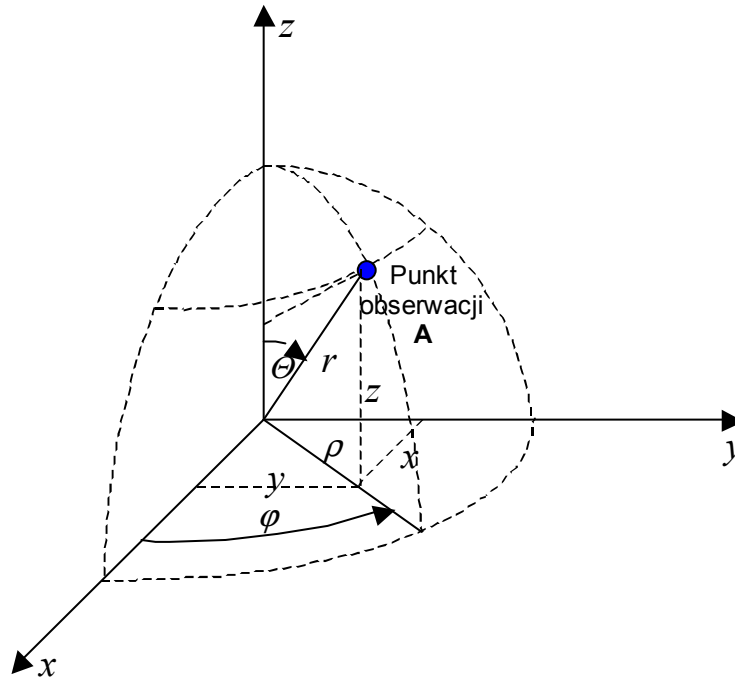
$$\bar{E}_p(r) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \nabla \times \bar{H}(r) = \bar{1}_r E_r + \bar{1}_\Theta E_\Theta + \bar{1}_\varphi E_\varphi, \quad (4.26)$$

gdzie:

$$E_r = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left(-\frac{j}{k_0 r} - \frac{1}{(k_0 r)^2} \right) \cdot (-p_x \cdot \cos \Theta \cdot \sin \varphi - p_y \cdot \sin \Theta \cdot \sin \varphi - p_z \cdot \cos \Theta), \quad (4.27)$$

$$E_\Theta = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r} - \frac{1}{(k_0 r)^2} \right) \cdot (p_x \cdot \cos \Theta \cdot \cos \varphi + p_y \cdot \cos \Theta \cdot \sin \varphi - p_z \cdot \sin \Theta), \quad (4.28)$$

$$E_\varphi = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r} - \frac{1}{(k_0 r)^2} \right) \cdot (-p_x \cdot \sin \varphi + p_y \cdot \cos \varphi). \quad (4.29)$$



Rys. 4.3 Parametry punktu obserwacji w kartezjańskim i sferycznym układach współrzędnych

Korzystając ze związków wiążących wektory jednostkowe $\bar{l}_r, \bar{l}_\Theta, \bar{l}_\varphi$ w sferycznym układzie współrzędnych z wektorami jednostkowymi $\bar{l}_x, \bar{l}_y, \bar{l}_z$ w kartezjańskim układzie współrzędnych [93]:

$$\bar{l}_r = \bar{l}_x \cdot \sin \Theta \cdot \cos \varphi + \bar{l}_y \cdot \sin \Theta \cdot \sin \varphi + \bar{l}_z \cdot \cos \Theta, \quad (4.30)$$

$$\bar{l}_\Theta = \bar{l}_x \cdot \cos \Theta \cdot \cos \varphi + \bar{l}_y \cdot \cos \Theta \cdot \sin \varphi - \bar{l}_z \cdot \sin \Theta, \quad (4.31)$$

$$\bar{l}_\varphi = -\bar{l}_x \cdot \sin \varphi + \bar{l}_y \cdot \cos \varphi, \quad (4.32)$$

oraz własności (Rys. 4.3):

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2}, \quad r = \sqrt{\rho^2 + z^2}, \quad (4.33)$$

$$\sin \Theta = \frac{\rho}{r}, \quad \cos \Theta = \frac{z}{r}, \quad \sin \varphi = \frac{y}{\rho}, \quad \cos \varphi = \frac{x}{\rho}, \quad (4.34)$$

można uzyskać ogólną zależność na składową natężenia pola elektrycznego w biegunowym układzie współrzędnych:

$$\bar{E}(\bar{r}) = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cdot \bar{F}_p(\bar{r}, \bar{p}), \quad (4.35)$$

w której funkcja przejścia \bar{F}_p wyraża się zależnością:

$$\bar{F}_p(\bar{r}, \bar{p}) = \bar{l}_x \bar{F}_{p_x}(\bar{r}, \bar{p}) + \bar{l}_y \bar{F}_{p_y}(\bar{r}, \bar{p}) + \bar{l}_z \bar{F}_{p_z}(\bar{r}, \bar{p}). \quad (4.36)$$

Poszczególne składowe równania (4.36), opisujące natężenie pola elektrycznego promieniowanego przez ekwiwalentny dipol elektryczny w prostokątnym układzie współrzędnych, zostały wyprowadzone przez Zbigniewa Jóskiewicza i zawarte w jego rozprawie doktorskiej [35].

Do obliczeń wartości natężenia pola praktyczne znaczenie mają zwykle dwie zależności:

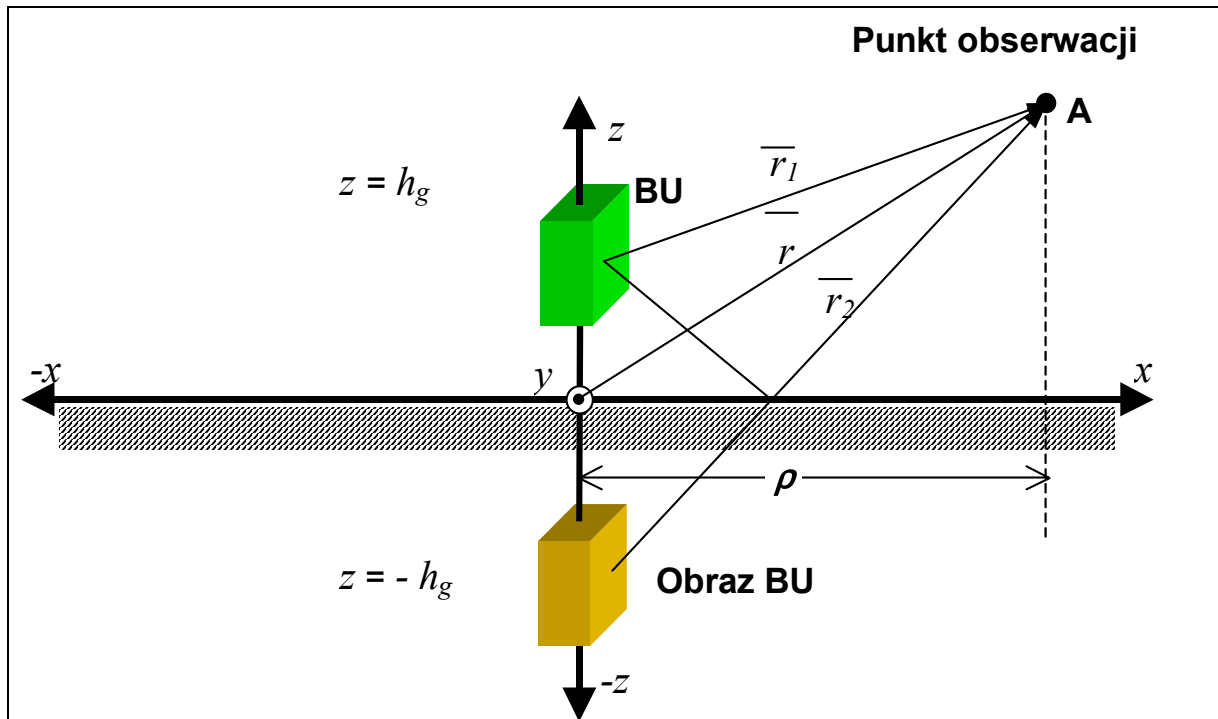
$$E_V = E_z = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cdot F_{p_z}(\bar{r}, \bar{p}), \quad (4.37)$$

$$E_H = E_\varphi = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r} - \frac{1}{(k_0 r)^2} \right) \cdot \left(-p_x \cdot \frac{y}{\rho} + p_y \cdot \frac{x}{\rho} \right). \quad (4.38)$$

Pierwsza z nich opisuje składową pionową pola w kartezjańskim układzie współrzędnych, druga składową poziomą pola w sferycznym układzie współrzędnych. Wynika to z faktu, że pomiary wykonuje się zazwyczaj dla dwóch polaryzacji: poziomej i pionowej.

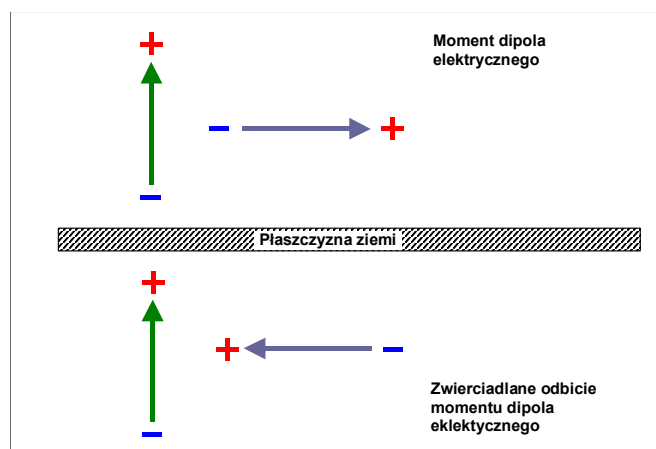
Badania emisyjności urządzeń przeprowadza się nad przewodzącą płaszczyzną. Z tego względu niezbędna jest znajomość zależności pozwalających obliczyć promieniowanie ekwiwalentnego dipola elektrycznego o momencie \bar{p} umieszczonego nad doskonale przewodzącą ziemią. Rozważmy zatem przypadek, w którym badane urządzenie (BU) znajduje się na wysokości $z=h$ nad powierzchnią ziemi, a płaszczyzna ziemi pokrywa się z płaszczyzną $(x,y,z=0)$. Wykorzystując metodę odbić zwierciadlanych względem płaszczyzny ziemi, otrzymujemy obiekt pozorny badanego urządzenia znajdujący się na wysokości $z=-h$ poniżej powierzchni ziemi. Odległości pomiędzy punktem obserwacji i badanym urządzeniem oraz punktem obserwacji i obiektem pozornym opisują odpowiednio wektory \bar{r}_1, \bar{r}_2 . (Rys. 4.4).

Dla tak skonstruowanego modelu, natężenie pola elektrycznego w punkcie obserwacji A jest superpozycją natężeń pól promieniowanych przez obiekt rzeczywisty i jego obraz pozorny (odpowiednik pola odbitego od płaszczyzny ziemi).



Rys. 4.4 Badane urządzenie nad doskonale przewodzącą ziemią

Badane urządzenie możemy zastąpić ekwiwalentnym dipolem elektrycznym o momencie \bar{p} i dwóch składowych równoległej i prostopadłej do powierzchni ziemi. Odpowiednikiem źródła pozornego jest lustrzane odbicie ekwiwalentnego dipola elektrycznego względem powierzchni ziemi o momencie \bar{p}_1 . Składowe prostopadłe momentu i jego zwierciadlanego odbicia mają zwroty zgodne. Natomiast obraz momentu równoległego do powierzchni ziemi jest zorientowany przeciwnie do momentu dipola rzeczywistego (Rys. 4.5). Zatem w kartezjańskim układzie współrzędnych obrazem momentu \bar{p} ekwiwalentnego dipola elektrycznego o składowych (p_x, p_y, p_z) jest moment pozorny \bar{p}' o składowych $(-p_x, -p_y, p_z)$.



Rys. 4.5. Moment ekwiwalentnego dipola elektrycznego umieszczonego nad doskonale przewodzącą ziemią i jego zwierciadlane odbicie

Wypadkowe natężenie pola elektrycznego $\bar{E}_p(\bar{r})$ promieniowanego przez ekwiwalentny dipol elektryczny w punkcie obserwacji A jest superpozycją dwóch składowych:

$$\bar{E}_p(\bar{r}) = \bar{E}_p(\bar{r}_1) + \bar{E}_{p'}(\bar{r}_2) = -\frac{jk_0\zeta_0}{4\pi} \cdot \left[\bar{F}_p(\bar{r}_1, \bar{p}) \frac{e^{-jk_0r_1}}{r_1} + \bar{F}_{p'}(\bar{r}_2, \bar{p}') \frac{e^{-jk_0r_2}}{r_2} \right], \quad (4.39)$$

gdzie:

$\bar{E}_p(\bar{r}_1)$ - natężenie pola pochodzącego od źródła rzeczywistego,

$\bar{E}_{p'}(\bar{r}_2)$ - natężenie pola pochodzącego od źródła pozornego (pola odbitego).

Ponieważ badany obiekt znajduje się na wysokości h nad powierzchnią ziemi, należy pamiętać aby w zależnościach dla prostokątnego układu współrzędnych za zmienną z podstawić wartość $z-h$ lub w przypadku obiektu pozornego $z+h$.

Uwzględniając, że:

$$r_1 = \sqrt{\rho^2 + (z-h)^2}, \quad \bar{r}_1 = \bar{1}_x x + \bar{1}_y y + \bar{1}_z (z-h), \quad (4.40)$$

$$r_2 = \sqrt{\rho^2 + (z+h)^2}, \quad \bar{r}_2 = \bar{1}_x x + \bar{1}_y y + \bar{1}_z (z+h). \quad (4.41)$$

zależności (4.37) i (4.38) na składowe pola elektrycznego o polaryzacji pionowej i poziomej przyjmą postać [35]:

$$E_V = \frac{jk_0\zeta_0}{4\pi} \cdot \left[\frac{e^{-jk_0r_1}}{r_1} \bar{F}_{p_z}(\bar{r}_1, \bar{p}) + \frac{e^{-jk_0r_2}}{r_2} \bar{F}_{p_z'}(\bar{r}_2, \bar{p}') \right], \quad (4.42)$$

$$E_H = -\frac{jk_0\zeta_0}{4\pi} \cdot \left[\frac{e^{-jk_0r_1}}{r_1} \left(1 - \frac{j}{k_0r_1} - \frac{1}{(k_0r_1)^2} \right) \cdot \left(-p_x \cdot \frac{y}{\rho} + p_y \cdot \frac{x}{\rho} \right) - \frac{e^{-jk_0r_2}}{r_2} \left(1 - \frac{j}{k_0r_2} - \frac{1}{(k_0r_2)^2} \right) \cdot \left(-p_x \cdot \frac{y}{\rho} + p_y \cdot \frac{x}{\rho} \right) \right]. \quad (4.43)$$

4.2. Pole elektromagnetyczne promieniowane przez ekwiwalentny dipol magnetyczny

Wartości natężenia pola magnetycznego $\bar{H}(r)$ i elektrycznego $\bar{E}(r)$ w otoczeniu dipola magnetycznego o momencie \bar{m} można wyznaczyć z równań Maxwella (4.1) i (4.2). Przyjmując założenie, że całkowity wektorowy potencjał magnetyczny $\bar{A}(r)$ w punkcie obserwacji jest zależny wyłącznie od wektorowego potencjału magnetycznego pochodzącego od ekwiwalentnego dipola magnetycznego o momencie \bar{m} , zależność (4.14) przyjmie postać:

$$\bar{A}(\bar{r}) = -\frac{\mu_0 j k_0}{4\pi} \bar{A}_m(\bar{r}) = -\frac{\mu_0 j k_0 e^{-jk_0r}}{4\pi r} \cdot \bar{1}_r \times \bar{m}, \quad (4.44)$$

w której moment dipola magnetycznego \bar{m} w kartezjańskim układzie współrzędnych (x, y, z) opisany jest zależnością:

$$\bar{m} = \bar{1}_x \bar{m}_x + \bar{1}_y \bar{m}_y + \bar{1}_z \bar{m}_z. \quad (4.45)$$

Analizę dla ekwiwalentnego dipola umieszczonego w swobodnej przestrzeni wygodnie jest rozpocząć w sferycznym układzie współrzędnych (r, Θ, φ) . W tym przypadku, korzystając ze

związków pomiędzy wersorami w sferycznym i współrzędnymi w kartezjańskim układach współrzędnych [93], moment dipola magnetycznego \bar{m} możemy opisać zależnością:

$$\begin{aligned}\bar{m} = & \bar{1}_r (\sin \Theta \cdot \cos \varphi \cdot \bar{m}_x + \sin \Theta \cdot \sin \varphi \cdot \bar{m}_y + \cos \Theta \cdot \bar{m}_z) + \\ & + \bar{1}_\Theta (\cos \Theta \cdot \cos \varphi \cdot \bar{m}_x + \cos \Theta \cdot \sin \varphi \cdot \bar{m}_y - \sin \Theta \cdot \bar{m}_z) + \\ & + \bar{1}_\varphi (-\sin \varphi \cdot \bar{m}_x + \cos \varphi \cdot \bar{m}_y) .\end{aligned}\quad (4.46)$$

Składową magnetyczną $\bar{H}_m(r)$ pola promieniowanego przez dipol magnetyczny o momencie \bar{m} można wyznaczyć na podstawie zależności (4.2), (4.44), (4.46) i opisać wyrażeniem [35] :

$$\bar{H}_m(r) = -\nabla \times \bar{A}(r) = \frac{jk_0^2 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \bar{1}_r \times \bar{m} = \bar{1}_r H_r + \bar{1}_\Theta H_\Theta + \bar{1}_\varphi H_\varphi , \quad (4.47)$$

gdzie:

$$H_r = -\frac{jk_0^2 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left(-\frac{j}{k_0 r} - \frac{1}{(k_0 r)^2} \right) \cdot (\bar{m}_x \cdot \sin \Theta \cdot \cos \varphi + \bar{m}_y \cdot \sin \Theta \cdot \sin \varphi - \bar{m}_z \cdot \cos \Theta) , \quad (4.48)$$

$$H_\Theta = -\frac{k_0^2 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r} - \frac{1}{(k_0 r)^2} \right) \cdot (\bar{m}_x \cdot \cos \Theta \cdot \cos \varphi + \bar{m}_y \cdot \cos \Theta \cdot \sin \varphi - \bar{m}_z \cdot \sin \Theta) , \quad (4.49)$$

$$H_\varphi = -\frac{k_0^2 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r} \right) \cdot (\bar{m}_x \cdot \sin \varphi + \bar{m}_y \cdot \cos \varphi) . \quad (4.50)$$

Korzystając z zależności (4.25) wiążących składowe pola elektromagnetycznego dla fali płaskiej (pole dalekie), składową elektryczną $\bar{E}_p(r)$ pola promieniowanego przez dipol magnetyczny o momencie \bar{m} można wyznaczyć na podstawie zależności (4.1), (4.47) i opisać wyrażeniem [35]:

$$\bar{E}_m(r) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \nabla \times \bar{H}(r) = \bar{1}_r E_r + \bar{1}_\Theta E_\Theta + \bar{1}_\varphi E_\varphi , \quad (4.51)$$

gdzie:

$$E_r = 0 , \quad (4.52)$$

$$E_\Theta = \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r} \right) \cdot (\bar{m}_x \cdot \sin \varphi - \bar{m}_y \cdot \cos \varphi) , \quad (4.53)$$

$$E_\varphi = \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r} \right) \cdot (\bar{m}_x \cdot \cos \Theta \cdot \cos \varphi + \bar{m}_y \cdot \cos \Theta \cdot \sin \varphi - \bar{m}_z \cdot \sin \Theta) . \quad (4.54)$$

Wykorzystując związki (4.30) ÷ (4.34) oraz zależności (4.51) ÷ (4.54), można uzyskać ogólną zależność na składową natężenia pola elektrycznego w prostokątnym układzie współrzędnych:

$$\bar{E}(\bar{r}) = \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cdot \bar{F}_m(\bar{r}, \bar{m}) , \quad (4.55)$$

w której funkcja przejścia \bar{F}_m wyraża się zależnością:

$$\bar{F}_m(\bar{r}, \bar{m}) = \bar{1}_x \bar{F}_{m_x}(\bar{r}, \bar{m}) + \bar{1}_y \bar{F}_{m_y}(\bar{r}, \bar{m}) + \bar{1}_z \bar{F}_{m_z}(\bar{r}, \bar{m}) . \quad (4.56)$$

Poszczególne składowe równania (4.56), opisujące natężenie pola elektrycznego promieniowanego przez ekwiwalentny dipol magnetyczny w prostokątnym układzie współrzędnych, zostały wyprowadzone przez Zbigniewa Jóskiewicza i zawarte w jego rozprawie doktorskiej [35].

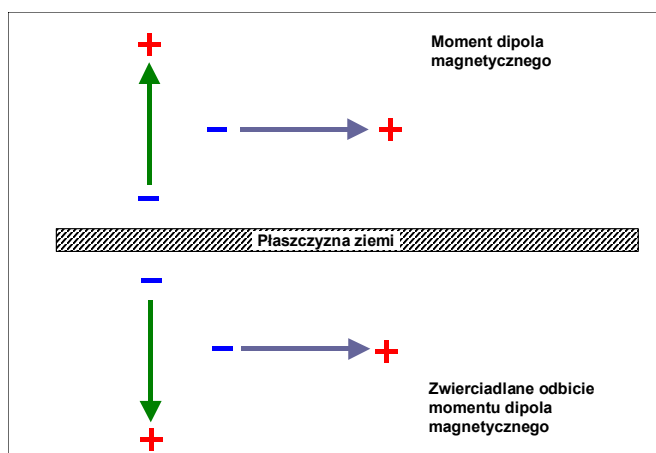
Do obliczeń wartości natężenia pola praktyczne znaczenie mają zwykle dwie zależności:

$$E_V = E_z = \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cdot F_{m_z}(\bar{r}, \bar{m}), \quad (4.57)$$

$$E_H = E_\varphi = \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \left(1 - \frac{j}{k_0 r}\right) \cdot \left(m_x \cdot \frac{xz}{r\rho} + m_y \cdot \frac{zy}{r\rho} - m_z \cdot \frac{\rho}{r}\right). \quad (4.58)$$

Pierwsza z nich opisuje składową pionową pola w kartezjańskim układzie współrzędnych, druga składową poziomą pola w sferycznym układzie współrzędnych. Wynika to z faktu, że pomiary wykonuje się zazwyczaj dla dwóch polaryzacji: poziomej i pionowej:

Przeprowadzając analizę analogicznie jak dla dipola elektrycznego, badane urządzenie możemy zastąpić ekwiwalentnym dipolem magnetycznym o momencie \bar{m} o dwóch składowych równoległej i prostopadłej do powierzchni ziemi. Odpowiednikiem źródła pozornego jest lustrzane odbicie ekwiwalentnego dipola magnetycznego względem powietrzni ziemi o momencie \bar{m}' . W tym przypadku składowe prostopadłe momentu i jego zwierciadlanego odbicia mają zwroty przeciwne. Natomiast obraz momentu równoległego do powierzchni ziemi jest zorientowany tak samo jak moment dipola rzeczywistego (Rys. 4.6). Zatem w kartezjańskim układzie współrzędnych obrazem momentu \bar{m} ekwiwalentnego dipola magnetycznego o składowych (m_x, m_y, m_z) jest moment \bar{m}' o składowych $(m_x, m_y, -m_z)$.



Rys. 4.6. Moment ekwiwalentnego dipola magnetycznego umieszczonego nad doskonale przewodzącą ziemią i jego zwierciadlane odbicie

Wypadkowe natężenie pola elektrycznego $\bar{E}_m(\bar{r})$ promieniowanego przez ekwiwalentny dipol magnetyczny w punkcie obserwacji A , jest superpozycją dwóch składowych:

$$\bar{E}_m(\bar{r}) = \bar{E}_m(\bar{r}_1) + \bar{E}_{m'}(\bar{r}_2) = \frac{k_0^2 \zeta_0}{4\pi} \cdot \left[\bar{F}_m(\bar{r}_1, \bar{m}) \frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} + \bar{F}_{m'}(\bar{r}_2, \bar{m}') \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \right], \quad (4.59)$$

gdzie:

$\bar{E}_m(\bar{r}_1)$ - natężenie pola pochodzącego od źródła rzeczywistego,

$\bar{E}_{m'}(\bar{r}_2)$ - natężenie pola pochodzącego od źródła pozornego (pola odbitego),

Należy pamiętać, że badany obiekt znajduje się na wysokości h nad powierzchnią ziemi, tak więc w zależnościach dla prostokątnego układu współrzędnych za zmienną z trzeba podstawiać wartość $z-h$ lub w przypadku obiektu pozornego $z+h$ oraz uwzględnić związki (4.40) i (4.41).

4.3. Wypadkowe pole elektromagnetyczne

Z przeprowadzonej na podstawie literatury analizy wynika, że:

1. Każdy obiekt będący źródłem pola elektromagnetycznego można zastąpić równoważnym modelem złożonym z trzech elementów:
 - ekwiwalentnego dipola elektrycznego,
 - ekwiwalentnego dipola magnetycznego,
 - ekwiwalentnego kwadrupola elektrycznego;
2. W sytuacji, gdy wymiary geometryczne badanego urządzenia są małe w porównaniu z najmniejszą długością fali promieniowanego pola elektromagnetycznego ($l < \lambda$), można przyjąć że tylko dwa pierwsze elementy (ekwiwalentny dipol elektryczny o momencie \bar{p} i ekwiwalentny dipol magnetyczny o momencie \bar{m}) wystarczają do określenia wartości pola;
3. Gdy badane urządzenie znajduje się w wolnej przestrzeni, wypadkowe natężenie promieniowanego przez nie pola elektrycznego $\bar{E}(\bar{r})$ jest superpozycją pól wytwarzanych przez ekwiwalentny dipol elektryczny i ekwiwalentny dipol magnetyczny:

$$\bar{E}(\bar{r}) = \bar{E}_p(\bar{r}) + \bar{E}_m(\bar{r}) = \frac{k_0^2 \mathcal{S}_0}{4\pi} \cdot \left[\frac{e^{-jk_0 r}}{r} \bar{F}_p(\bar{r}, \bar{p}) + jk_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \bar{F}_m(\bar{r}, \bar{m}) \right]; \quad (4.60)$$

4. Gdy badane urządzenie znajduje się nad przewodzącą płaszczyzną, wypadkowe natężenie promieniowanego przez nie pola elektrycznego $\bar{E}(\bar{r})$ jest zarówno superpozycją pól wytwarzanych przez ekwiwalentny dipol elektryczny i ekwiwalentny dipol magnetyczny jak i ich zwierciadlane odbicia:

$$\bar{E}(\bar{r}) = \bar{E}_p(\bar{r}_1) + \bar{E}_p(\bar{r}_2) + \bar{E}_m(\bar{r}_1) + \bar{E}_m(\bar{r}_2), \quad (4.61)$$

$$\bar{E}(\bar{r}) = -j \frac{k_0 \mathcal{S}_0}{4\pi} \cdot \left[\begin{aligned} & \left[\frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} \bar{F}_p(\bar{r}_1, \bar{p}) + jk_0 \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \bar{F}_p(\bar{r}_2, \bar{p}') \right] + \\ & + jk_0 \left[\frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} \bar{F}_m(\bar{r}_1, \bar{m}) + jk_0 \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \bar{F}_m(\bar{r}_2, \bar{m}') \right] \end{aligned} \right]. \quad (4.62)$$

Alternatywne metody pomiaru emisyjności urządzeń bazują na opisanym powyżej modelu dipolowym źródła promieniowania, w którym do określenia poziomu natężenia promieniowanego pola wykorzystuje się zastępczy model źródła. Parametry modelu wyznaczone są dla każdej analizowanej częstotliwości na podstawie pomiarów. Pomiary przeprowadza się na stanowiskach badawczych, charakterystycznych dla danej metody alternatywnej oraz w warunkach i odległościach, które precyzują normy. Znajomość parametrów zastępczego modelu źródła oraz zależności wiążących te parametry, pozwala na obliczenie charakterystyk częstotliwościowych promieniowania badanego urządzenia.

4.4. Reakcja anteny ramowej na pole elektromagnetyczne

Rozważmy okrągłą antenę ramową o promieniu b wykonaną z materiału przewodzącego o przekroju poprzecznym w kształcie okręgu o średnicy $2a$, umieszczoną w jednorodnym, bezstratnym ośrodku, który opisują rzeczywiste parametry ϵ_r , μ_r , σ . Załóżmy, że środek symetrii anteny został umieszczony w początku kartezjańskiego układu współrzędnych (x,y,z) w płaszczyźnie (x,y) (tzn. $z=0$). Antena pobudzana jest punktowym generatorem V_1^e w punkcie $\varphi=0$. Średnica $2a$ przekroju poprzecznego przewodnika, z którego jest wykonana antena, powinna być dużo mniejsza w stosunku do promienia b anteny:

$$a^2 \ll b^2, \quad (4.63)$$

oraz

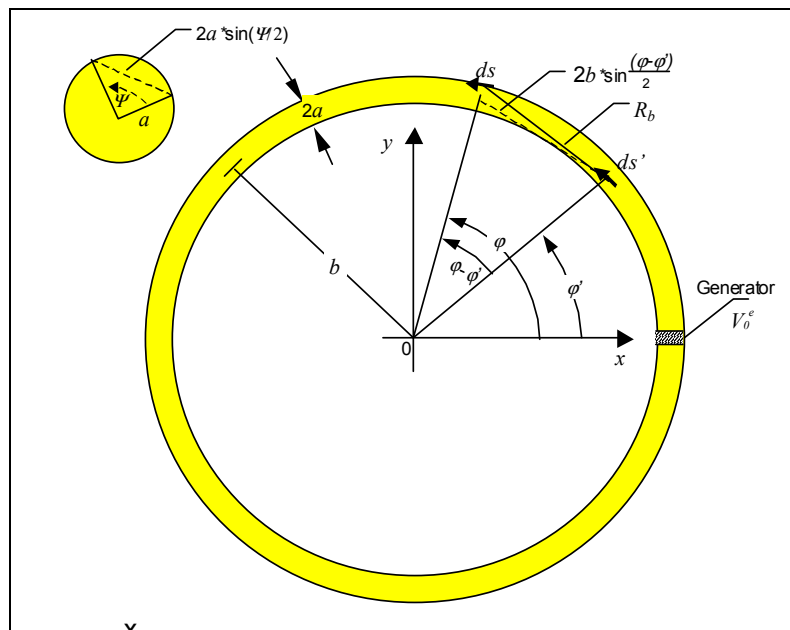
$$|ka^2| \ll 1, \quad (4.64)$$

gdzie: k - stała propagacji ośrodka:

$$k = \beta + j\alpha. \quad (4.65)$$

Dla wolnej przestrzeni $\alpha = 0$ i $k = k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$.

Wypadkowe pole elektryczne na powierzchni anteny ramowej jest sumą pola padającego na antenę i pola wywołanego prądem płynącym w antenie. Natomiast pole promieniowane przez antenę ramową jest superpozycją pól wzbudzonych przez elementarne prądy $I_n(\varphi')$ płynące w antenie (elementarne dipole elektryczne $ds' = bd\varphi'$ rozmieszczone równomiernie wzdłuż anteny).



Rys. 4.7. Okrągła antena ramowa pobudzana generatorem punktowym

Zakładając nieskończenie dużą przewodność przewodu, do wyznaczenia rozkładu prądu $I(\varphi')$ wzbudzonego w antenie generatorem V_0^e , można wykorzystać warunek brzegowy na powierzchni przewodu (zerowanie się składowych stycznych pola elektrycznego na powierzchni anteny). Aby w punkcie obserwacji $A(b,\varphi)$ warunek brzegowy był spełniony, natężenia pól elektrycznych stycznych do powierzchni anteny:

- $E^i(b,\varphi)$ wywołanego polem elektromagnetycznym padającym na antenę,
- $E(b,\varphi)$ wywołanego prądem płynącym w antenie,

powinny mieć taką samą wartość i przeciwne fazy [39]:

$$E^i(b, \varphi) + E(b, \varphi) = 0. \quad (4.66)$$

Prąd płynący w antenie można zamodelować elementarnymi dipolami elektrycznymi rozmieszczonymi równomiernie wzdłuż anteny i opisać w kartezjańskim układzie współrzędnych ($x, y, z=0$) dwoma składowymi [86]:

$$ds'_x = b \cdot \sin \varphi' d\varphi', \quad (4.67)$$

$$ds'_y = b \cdot \cos \varphi' d\varphi'. \quad (4.68)$$

Do przeprowadzenia dalszej analizy wykorzystana została znana zależność opisująca składową pionową pola w kartezjańskim układzie ($x, y, z=0$) [39]:

$$dE_v(b, \varphi) = \frac{1}{b} \operatorname{div} \pi_v + k_0^2 \pi_{v\varphi}, \quad v = x, y, 0, \quad (4.69)$$

gdzie: $\pi_{v\varphi}$ – składowa potencjału Hertza, styczna do powierzchni anteny w punkcie $A(b, \varphi)$ dla której π_v wyrażone jest zależnością [86]:

$$\bar{\pi}_v = \bar{1}_v \cdot \frac{\omega \mu I(\varphi')}{j 4 \pi k_0^2} \cdot \frac{e^{-jk_0 R_b}}{R_b} \cdot ds'_v \quad v = x, y, 0. \quad (4.70)$$

Odległość R_b określa zależność (Rys. 4.7)[39]:

$$R_b = \sqrt{4b^2 \sin^2 \left(\frac{\varphi - \varphi'}{2} \right) + 4a^2 \sin^2 \left(\frac{\Psi}{2} \right)} \cong \sqrt{4b^2 \sin^2 \left(\frac{\varphi - \varphi'}{2} \right) + a^2}. \quad (4.71)$$

Przekształcając odpowiednio równanie (4.69) oraz całkując po kącie φ' w zakresie od $-\pi$ do π , otrzymujemy zależność opisującą pole elektryczne styczne do powierzchni anteny ramowej [86]:

$$bE(b, \varphi) = -\frac{j \zeta_0}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} M^b(\varphi - \varphi') I(\varphi') d\varphi', \quad (4.72)$$

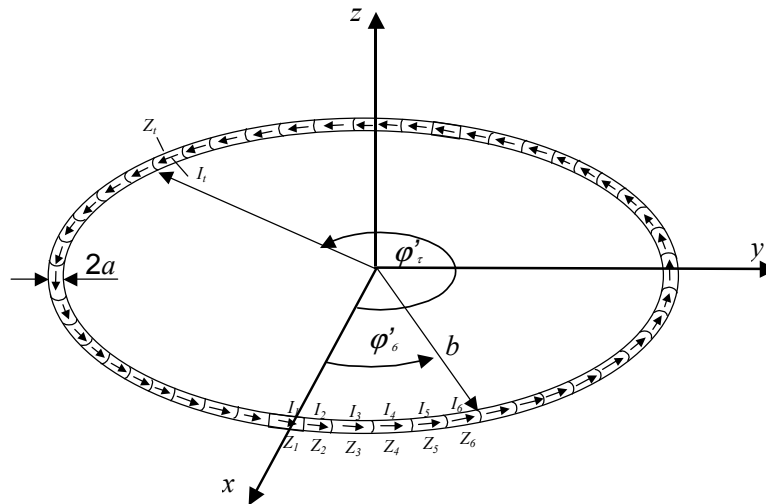
gdzie:

$$M^b(\varphi - \varphi') = \left[k_0 b \cos(\varphi - \varphi') - \frac{1}{k_0 b} \frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \varphi'} \right] \cdot G_0(\varphi - \varphi'), \quad (4.73)$$

$$G_0(\varphi - \varphi') = \frac{b e^{-jk_0 R_b}}{R_b}, \quad (4.74)$$

$$\zeta_0 = \frac{\omega \mu_0}{k_0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}. \quad (4.75)$$

Na podstawie znajomości rozkładu pola wokół anteny ramowej oraz warunku brzegowego zachodzącego na powierzchni anteny, można wyznaczyć równanie całkowe (4.72), określające wypadkowy prąd płynący w antenie w dowolnym środowisku stratnym ($\epsilon_r, \mu_r, \sigma$).



Rys. 4.8. Dekompozycja anteny ramowej na elementarne odcinki o impedancji Z_i przez które płynie prąd $I(\varphi')$

Anteny ramowe wykonuje się z przewodnika charakteryzującego się pewną skończoną jednorodnością, jak również stosuje się układy dopasowujące mające na celu kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej anteny. Ma to wpływ na wartość rozkładu prądu $I(\varphi')$ indukowanego w antenie, ze względu na zmienność impedancji Z anteny w funkcji długości przewodu. Chcąc uwzględnić ten wpływ, należy potraktować antenę jako zbiór elementarnych impedancji Z_i ($t = 1, 2, 3 \dots T$), przez które płyną prądy cząstkowe $I(\varphi'_t)$ (Rys. 4.8). Zastępując iloczyn impedancji i prądu równoważnymi generatorami typu delta [40]. :

$$V_t^e = Z_t I(\varphi_t), \quad (4.76)$$

równanie (4.72) przyjmuje postać:

$$bE(b, \varphi) = bE^i(b, \varphi) - \sum_{t=1}^T V_t^e \delta(\varphi - \varphi_t), \quad (4.77)$$

$$bE^i(b, \varphi) - \sum_{t=1}^T Z_t I(\varphi_t) \delta(\varphi - \varphi_t) = -\frac{j\zeta}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} M^b(\varphi - \varphi') I(\varphi') d\varphi' . \quad (4.78)$$

Jedną z najprostszych i najszybszych metod rozwiązania równania całkowego (4.78) – a co za tym idzie uzyskanie zależności analitycznych pomiędzy prądem płynącym w antenie przez obciążenia, a padającym na nią polem elektromagnetycznym - jest metoda rozwinięć w szereg Fouriera [40]. Warunkiem koniecznym zastosowania tej metody jest rozkładalność w szereg Fouriera wszystkich składników równania (4.78):

- $M^b(\varphi - \varphi')$ - jądra równania całkowego,
- $I(\varphi)$ - prądu płynącego w antenie,
- $E^i(b, \varphi)$ - funkcji opisującej pole elektryczne styczne do powierzchni anteny.

Po rozwinięciu w szereg Fouriera jądra równania całkowego $M^b(\varphi - \varphi')$, przyjmuje ono postać [86]:

$$M^b(\varphi - \varphi') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a(n) e^{-jn(\varphi - \varphi')} , \quad (4.79)$$

gdzie:

$$a(n) = a(-n) = \frac{k_0 b}{2} [\mu(n+1) + \mu(n-1)] - \frac{n^2}{k_0 b} \mu(n), \quad (4.80)$$

przy czym:

$$\mu(n) = \mu(-n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{b e^{-jk_0 R_b}}{R_b} e^{-jn(\varphi-\varphi')} d\varphi'. \quad (4.81)$$

Po rozwinięciu w szereg Fouriera funkcji prądu $I(\varphi)$ płynącego w antenie przyjmuje on postać [86]:

$$I(\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I(n) e^{-jn\varphi}, \quad (4.82)$$

gdzie:

$$I(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I(\varphi') e^{-jn\varphi'} d\varphi'. \quad (4.83)$$

Po rozwinięciu w szereg Fouriera funkcji $E^i(b, \varphi)$, opisującej pole elektryczne styczne do powierzchni anten, przyjmuje ona postać:

$$E^i(b, \varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E_b(n) e^{-jn\varphi}, \quad (4.84)$$

gdzie:

$$E_b(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} E^i(b, \varphi') e^{-jn\varphi'} d\varphi'. \quad (4.85)$$

Uwzględniając zależności (4.79), (4.82) i (4.84), równanie całkowe (4.78) można zastąpić wykładniczym szeregiem Fouriera:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} b E_b(n) e^{-jn\varphi} - \sum_{t=1}^T Z_t I(\varphi_t) \delta(\varphi - \varphi_t) = -\frac{j\zeta}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a(n) I(n) e^{-jn\varphi}, \quad (4.86)$$

$$\sum_{t=1}^T Z_t I(\varphi_t) \delta(\varphi - \varphi_t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[b E_b(n) - \frac{j\zeta}{2} a(n) I(n) \right] e^{-jn\varphi}. \quad (4.87)$$

Po pomnożeniu obu stron równania (4.87) przez $e^{-jn\varphi}$ oraz scałkowaniu po koncie φ w zakresie od $-\pi$ do π , otrzymujemy zależność:

$$\frac{1}{2\pi} \sum_{t=1}^T Z_t I(\varphi_t) \delta(\varphi - \varphi_t) \cdot e^{-jn\varphi} = b E_b(n) - \frac{j\zeta}{2} a(n) I(n), \quad (4.88)$$

z której można wyznaczyć współczynniki rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera:

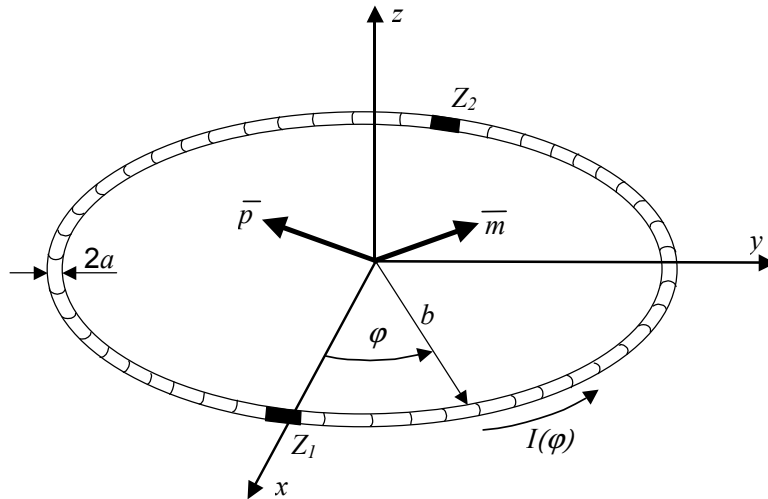
$$I(n) = \frac{1}{j\pi\zeta a(n)} \left[2\pi b E_b(n) - \sum_{t=1}^T Z_t I(\varphi_t) e^{-jn\varphi_t} \right]. \quad (4.89)$$

Chcąc wyznaczyć rozkład prądu w antenie ramowej składającej się z T elementarnych odcinków o impedancjach Z_t , należy skorzystać z zależności (4.82). W takim przypadku [86]:

$$I(\varphi) = \frac{1}{j\pi\zeta} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{a(n)} \left[2\pi b E_b(n) e^{-jn\varphi} - \sum_{t=1}^T Z_t I(\varphi_t) e^{-jn(\varphi-\varphi_t)} \right]. \quad (4.90)$$

4.5. Reakcja podwójnie obciążonej anteny ramowej na pole elektromagnetyczne wzbudzone ekwiwalentnym dipolem elektrycznym i magnetycznym

Z analizy przeprowadzonej w rozdziałach 0 ÷ 4.3 wynika, że urządzenia których wymiary są małe w porównaniu z najmniejszą długością fali promieniowanego przez nie pola elektromagnetycznego ($l < \lambda$), można zastąpić równoważnym modelem złożonym z dwóch ekwiwalentnych dipoli: elektrycznego i magnetycznego. Dzięki tej właściwości, umieszczając źródło pola elektromagnetycznego w środku anteny ramowej oraz wykorzystując zależność (4.90), możemy wyznaczyć funkcję wiążącą składowe momentów elektrycznych dipoli elektrycznego i magnetycznego z prądami płynącymi w antenie ramowej składającej się z T elementarnych odcinków o impedancjach Z_i .



Rys. 4.9. Podwójnie obciążona antena ramowa pobudzana dipolem elektrycznym o momencie \bar{p} i dipolem magnetycznym o momencie \bar{m}

Do dalszych rozważań wykorzystany zostanie model, w którym (Rys. 4.9):

1. Antena ramowa o promieniu b i średnicy przewodu $2a$, obciążona dwiema impedancjami Z_1, Z_2 w dwóch wzajemnie przeciwstawnych punktach $\varphi_1 = 0, \varphi_2 = \pi$, jest umieszczona w swobodnej przestrzeni w płaszczyźnie $(x, y, z=0)$ kartezjańskiego układu współrzędnych.
2. Urządzenie będące źródłem pola elektromagnetycznego zastępujemy ekwiwalentnymi dipolami: elektrycznym i magnetycznym umieszczonymi w początku kartezjańskiego układu współrzędnych w płaszczyźnie $(x, y, z=0)$. Momenty dipoli są opisane zależnościami (4.19) i (4.45).

Dla tak skonstruowanego modelu składową pola elektrycznego $E^i(b, \varphi)$ styczną do powierzchni anteny możemy wyznaczyć z zależności :

$$E^i(b, \varphi) = E_p^i(b, \varphi) + E_m^i(b, \varphi), \quad (4.91)$$

w której składowa $E_p^i(b, \varphi)$ jest opisana zależnością (4.29), natomiast $E_m^i(b, \varphi)$ zależnością (4.54). Po ich podstawieniu do równania (4.91) i uwzględnieniu że $\Theta = 0$ otrzymujemy :

$$E^i(b, \varphi) = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 b}}{4\pi b} \cdot \left(1 - \frac{j}{k_0 b} - \frac{1}{(k_0 b)^2} \right) \cdot (-p_x \sin \varphi + p_y \cos \varphi) + \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 b}}{4\pi b} \cdot \left(1 - \frac{j}{k_0 b} \right) \cdot m_z. \quad (4.92)$$

Tak więc zależność (4.92) możemy zapisać w postaci:

$$E^i(b, \varphi) = A_0 + A_1 \cos \varphi + B_1 \sin \varphi, \quad (4.93)$$

gdzie :

$$A_0 = m_z g_m, \quad A_1 = p_y g_y, \quad B_1 = -p_y g_e, \quad (4.94)$$

$$g_m = \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 b}}{4\pi b} \cdot \left(1 - \frac{j}{k_0 b}\right), \quad (4.95)$$

$$g_e = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 b}}{4\pi b} \cdot \left(1 - \frac{j}{k_0 b} - \frac{1}{(k_0 b)^2}\right). \quad (4.96)$$

Uwzględniając zależność (4.84), równanie (4.93) możemy zapisać w postaci dwóch pierwszych elementów szeregu Fouriera:

$$E^i(b, \varphi) = \sum_{n=0}^1 E_b(n) e^{-jn\varphi} = E_b(0) + E_b(1) e^{-j\varphi}. \quad (4.97)$$

Współczynniki $E_b(0)$ i $E_b(1)$ szeregu wyznaczone z zależności (4.85), wynoszą odpowiednio:

$$E_b(0) = A_0 = m_z \cdot g_m, \quad (4.98)$$

$$E_b(1) = \frac{A_1 + j \cdot B_1}{2} = g_e \cdot \frac{p_y - j \cdot p_x}{2}. \quad (4.99)$$

Funkcja rozkładu prądu $I(\varphi)$ w antenie, wyrażona zależnością (4.90), przyjmie dla naszego przypadku postać:

$$I(\varphi) = \frac{2\pi b}{j\pi\zeta_0} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{E_b(n)}{a(n)} e^{-jn\varphi} - \frac{1}{j\pi\zeta_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{a(n)} [Z_1 I(0) e^{-jn\varphi} + Z_2 I(\pi) e^{-jn(\varphi-\pi)}]. \quad (4.100)$$

Chcąc wyznaczyć natężenie prądu płynącego przez każde z dwóch obciążeń anteny, należy podstawić do zależności (4.100) wartość kąta φ równą 0 lub π :

$$I(0) = \frac{2\pi b}{j\pi\zeta_0} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{E_b(n)}{a(n)} - \frac{1}{j\pi\zeta_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{a(n)} [Z_1 I(0) + Z_2 I(\pi) e^{-jn\pi}], \quad (4.101)$$

$$I(\pi) = \frac{2\pi b}{j\pi\zeta_0} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{E_b(n)}{a(n)} e^{-jn\pi} - \frac{1}{j\pi\zeta_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{a(n)} [Z_1 I(0) e^{-jn\pi} + Z_2 I(\pi)]. \quad (4.102)$$

Podstawiając do równań (4.101) i (4.102) zależności (4.98) i (4.99) oraz wiedząc, że :

$$E_b(-1) = \frac{A_1 - j \cdot B_1}{2} = g_e \cdot \frac{p_y + j \cdot p_x}{2}, \quad (4.103)$$

$$E_b(n) = 0 \quad \text{dla } n < -1 \text{ i } n > 1, \quad (4.104)$$

oraz [86] :

$$a(n) = a(-n), \quad (4.105)$$

otrzymujemy układ równań, którego rozwiązanie dla impedancji obciążeń $Z_1(0) = Z_2(\pi) = Z_L$ względem $I(0)$ i $I(\pi)$ daje nam zależności opisujące prądy na obciążeniach okrągłej anteny ramowej pobudzonej polem elektromagnetycznym wytwarzanym przez ekwiwalentny dipol elektryczny o momencie \bar{p} i ekwiwalentny dipol magnetyczny o momencie \bar{m} [84]:

$$I(0) = \frac{2b}{j\zeta_0} \left[\frac{m_z \cdot g_m}{[1 + 2Y_0 Z_L] \cdot a(0)} + \frac{p_y \cdot g_e}{[1 + 2Y_1 Z_L] \cdot a(1)} \right], \quad (4.106)$$

$$I(\pi) = \frac{2b}{j\zeta_0} \left[\frac{m_z \cdot g_m}{[1 + 2Y_0 Z_L] \cdot a(0)} - \frac{p_y \cdot g_e}{[1 + 2Y_1 Z_L] \cdot a(1)} \right], \quad (4.107)$$

gdzie:

$$Y_0 = \frac{1}{j\pi\zeta_0} \left[\frac{1}{a(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{a(2n)} \right], \quad (4.108)$$

$$Y_1 = \frac{2}{j\pi\zeta_0} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{a(2n-1)} \right], \quad (4.109)$$

są admitancjami anteny odpowiednio dla pola magnetycznego i pola elektrycznego.

Po zsumowaniu prądów $I(0)$, $I(\pi)$ płynących przez dwa wzajemnie przeciwległe obciążenia anteny ramowej $Z_1(0) = Z_2(\pi) = Z_L$, uzyskuje się wypadkowy prąd I_s zależny jedynie od składowej momentu m_z ekwiwalentnego dipola magnetycznego, normalnej do powierzchni anteny ramowej:

$$I_s = I(0) + I(\pi) = 4b \cdot \frac{m_z \cdot g_m}{[1 + 2Y_0 Z_L] \cdot j\zeta_0 a(0)}. \quad (4.110)$$

Natomiast odejmując prądy $I(0)$, $I(\pi)$ płynące przez dwa wzajemnie przeciwległe obciążenia anteny ramowej $Z_1(0) = Z_2(\pi) = Z_L$, uzyskuje się wypadkowy prąd I_d zależny jedynie od składowej momentu p_y ekwiwalentnego dipola elektrycznego, stycznej do powierzchni anteny ramowej:

$$I_d = I(0) - I(\pi) = 4b \cdot \frac{p_y \cdot g_e}{[1 + 2Y_1 Z_L] \cdot j\zeta_0 a(1)}. \quad (4.111)$$

Znając sumę I_s i różnicę I_d prądów płynących przez obciążenia anteny, w prosty sposób możemy wyznaczyć zależności na składowe momentów m_z i p_y odpowiednio dipola magnetycznego i elektrycznego:

$$m_z = I_s \cdot F_m, \quad (4.112)$$

$$p_x = I_d \cdot F_e, \quad (4.113)$$

gdzie:

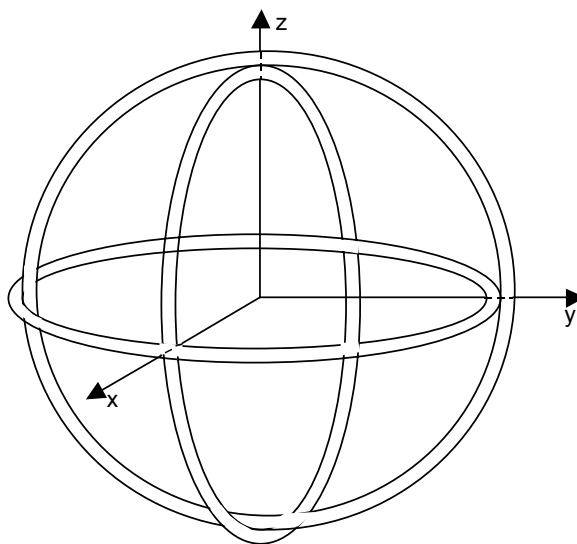
$$F_m = \frac{[1 + 2Y_0 Z_L] \cdot j\zeta_0 a(0)}{4bg_m}, \quad (4.114)$$

jest funkcją przejścia wiążącą składową momentu m_z dipola magnetycznego normalną do powierzchni anteny ramowej, z sumą prądów I_s płynących przez obciążenia anteny. Może być ona traktowana jako powierzchnia skuteczna dipola magnetycznego wyrażona w $[m^2]$. Natomiast:

$$F_e = \frac{[1 + 2Y_1 Z_L] \cdot j\zeta_0 a(1)}{4bg_e}, \quad (4.115)$$

jest funkcją przejścia wiążącą składową momentu p_y dipola elektrycznego styczną do powierzchni anteny ramowej i prostopadłą do linii przechodzącej przez obciążenia anteny, z różnicą prądów I_d płynących przez oba obciążenia. W sensie fizycznym możemy traktować ją jako długość skuteczną dipola elektrycznego wyrażoną w [m].

Pozostałe składowe m_x, m_y, p_x, p_z momentów ekwiwalentnych dipoli elektrycznego i magnetycznego, można wyznaczyć, stosując zamiast jednej podwójnie obciążonej anteny ramowej, układ trzech wzajemnie prostopadłych anten ramowych (Rys. 4.10).



Rys. 4.10. Układ trzech wzajemnie prostopadłych anten ramowych

Wyznaczenie w określonym paśmie częstotliwości metodą analityczną parametrów modelu, tzn. admitancji Y_o, Y_1 , sumy i różnicy prądów na obciążeniach anteny I_s, I_d , czy wreszcie funkcji przejścia F_m, F_e , możliwe jest tylko dla odpowiedniej liczby n współczynników $a(n)$ rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera. Liczba współczynników $a(n)$ jest uzależniona od rozmiarów anteny (promienia b) i częstotliwości (stałej propagacji ośrodka k_0) zależnością [86] :

$$n > k_0 \cdot b, \quad (4.116)$$

gdzie:

$$k = \beta + j\alpha, \quad (4.117)$$

Dla wolnej przestrzeni $\alpha = 0$ i $k = k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$, gdzie c - prędkość światła.

Ponieważ stała propagacji k_0 jest wprost proporcjonalna do częstotliwości f , wraz ze wzrostem częstotliwości rośnie liczba współczynników $a(n)$ niezbędnych do poprawnego wyznaczenia metodą analityczną natężenia prądu w antenie ramowej. Taka sama zależność dotyczy liczby współczynników $a(n)$ od promienia anteny b .

Wielkość anteny wpływa na jej czułość na składowe pola elektrycznego i magnetycznego. Ze wzrostem promienia b anteny rośnie jej czułość na składową elektryczną, natomiast maleje na składową magnetyczną pola. Tak więc rozmiar anteny jest zwykle zdeterminowany dynamiką urządzeń pomiarowych.

Dla małych elektrycznie anten ramowych ($k \cdot b < 1$) w obliczeniach możemy ograniczyć się do początkowych wyrazów $a(n)$ szeregów Fouriera. M. Kanda, analizując układ antenowy

do częstotliwości 30 MHz wykazał, że w zależnościach na admitancje Y_o, Y_1 anteny wystarczy uwzględnić jedynie dwa pierwsze współczynniki $a(0)$ i $a(1)$ [37], [36].

$$Y_0 = \frac{1}{j\pi\zeta_0 a(0)}, \quad (4.118)$$

$$Y_1 = \frac{2}{j\pi\zeta_0 a(1)}, \quad (4.119)$$

Przyjęcie przez M. Kanda takiego uproszczenia powoduje, że powyżej częstotliwości 30 MHz rozbieżność obliczeń przy pomocy zależności (4.118) i (4.119) i wyników pomiarów wzrasta.

Ograniczeń nie wnoszą natomiast zależności (4.108) i (4.109). Zbigniew Jóskiewicz w swojej rozprawie doktorskiej [35] wykazał, że jeżeli do wyznaczenia admitancji anteny ramowej dla pola elektrycznego i magnetycznego uwzględniona zostanie odpowiednia liczba współczynników $a(n)$, to nie ma ograniczeń co do zakresu częstotliwości pomiarowych oraz wielkości anteny.

W takim przypadku jedynym ograniczeniem przyjętego modelu, jak również alternatywnych metod pomiaru opartych na tym modelu, jest założenie, że wymiary badanego urządzenia są małe w porównaniu z najmniejszą długością fali promieniowanego przez nie pola elektromagnetycznego ($l < \lambda$). Gdy pominiemy wpływ wielkości badanego urządzenia na obydwie impedancje wejściowe anteny ramowej, można przyjąć, że zależności opisujące model zastępczy badanego urządzenia zależą jedynie od:

- wymiarów geometrycznych anteny,
- wartości impedancji obciążeń Z_L ,
- częstotliwości.

Biorąc pod uwagę przyjęte założenia, z prowadzonych dotychczas badań wynika, że powyższa metoda może być z powodzeniem stosowana do pomiaru urządzeń, których wymiary nie przekraczają:

- długości fali odpowiadającej maksymalnej częstotliwości promieniowanego przez nie pola elektromagnetycznego,
- jednej trzeciej średnicy anteny pomiarowej.

Wymagań dotyczących wielkości badanego urządzenia i jego położenia względem środka anteny nie jesteśmy w stanie zweryfikować znanymi metodami analitycznymi. Wynikają one dotychczas przede wszystkim z rozważań teoretycznych. Zbigniew Jóskiewicz w swojej rozprawie doktorskiej [35] wykorzystał algorytm numeryczny oparty na metodzie momentów (*Method of Moments - MoM*) do określenia wpływu wielkości badanego urządzenia i jego położenia na: admitancję okrągłej anteny ramowej oraz sumę i różnicę prądów przez nie płynących. Jak wynika z zależności (4.106) i (4.107) oraz (4.114) i (4.115), zarówno prądy $I(0), I(\pi)$ płynące przez obciążenia, jak i funkcje przejścia F_m, F_e , zależą nie tylko od admitancji Y_o, Y_1 anteny ale również od wartości dwóch pierwszych współczynników $a(0)$ i $a(1)$ szeregów Fouriera.

Autor pracy, bazując na istniejących zależnościach analitycznych i metodach numerycznych, opracował algorytm wyznaczenia dwóch pierwszych współczynników $a(0)$ i $a(1)$ rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera na podstawie obliczeń metodą momentów rozkładu prądu w antenie ramowej.

Zaproponowany algorytm składa się z dwóch części:

1. Pierwsza polega na:

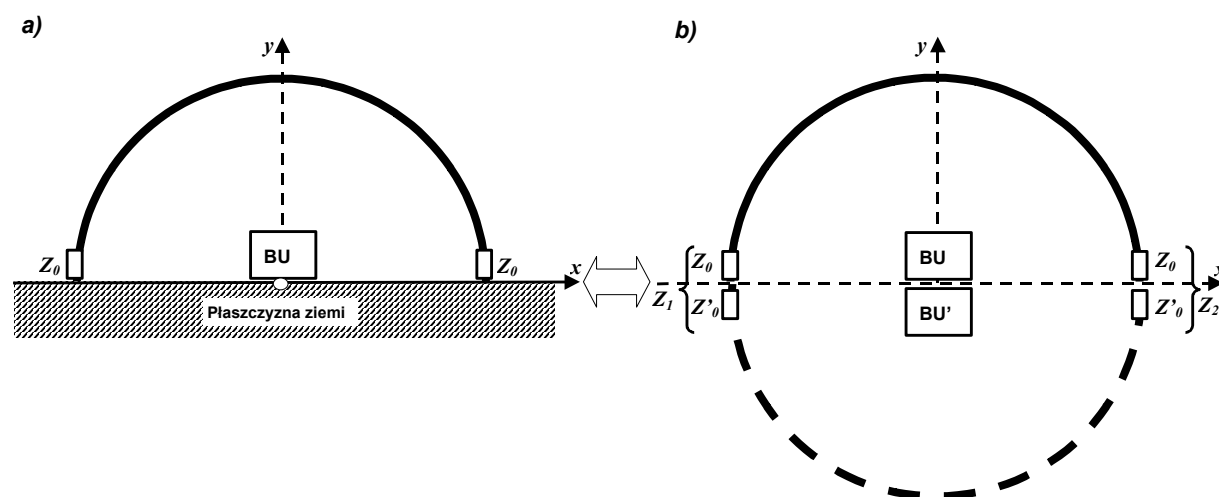
- opracowaniu numerycznego modelu stanowiska do programu obliczeniowego,
- obliczeniu metodą momentów rozkładu prądu płynącego w antenie i admitancji widzianej z obu jej obciążeń dla współfazowych i przeciwfazowych pobudzeń anteny generatorami jednostkowymi 1V;

2. Druga polega na obliczeniu metodą analityczną z rozkładu prądu w antenie ramowej i wyprowadzonej przez autora zależności:
- wartości dwóch pierwszych współczynników $a(0)$ i $a(1)$ rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera,
 - funkcji przejścia F_m, F_e stanowiska pomiarowego.

Dzięki temu algorytmowi, w dalszej części pracy, zostało wykazane, że istnieje możliwość określenia wpływu wielkości i położenia badanego urządzenia względem środka anteny na funkcje przejścia F_m, F_e stanowiska pomiarowego.

4.6. Reakcja połowy podwójnie obciążonej anteny ramowej nad doskonale przewodzącą płaszczyzną na pole elektromagnetyczne wzbudzone ekwiwalentnym dipolem elektrycznym i magnetycznym

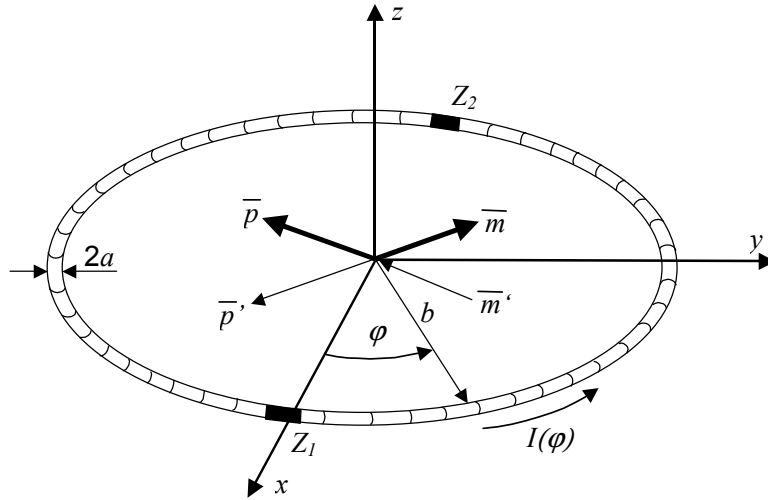
Analizując reakcję połowy okrągłej anteny ramowej nad doskonale przewodzącą ziemią na pole elektromagnetyczne wzbudzone przez badane urządzenie należy skorzystać z zasady odbić lustrzanych (Rys. 4.11). Zgodnie z tą zasadą w dalszych rozważaniach należy zastosować zastępczy model anteny uwzględniający zarówno połowę okrągłej anteny ramowej i badany obiekt, jak i ich lustrzane odbicia względem płaszczyzny ziemi. Pozwoli to na przeprowadzenie analizy analogicznej jak dla całej anteny ramowej umieszczonej w swobodnej przestrzeni.



Rys. 4.11. Połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad doskonale przewodzącą płaszczyzną a) i jej model zastępczy b)

Rozważmy zatem model (Rys. 4.12) w którym:

1. Okrągła antena ramowa o promieniu b i średnicy przewodu $2a$, obciążona dwiema impedancjami $Z_1 = Z_2 = 2 \cdot Z_0$ w dwóch wzajemnie przeciwstawnych punktach $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = \pi$, jest umieszczona w płaszczyźnie $(x, y, z=0)$ kartezjańskiego układu współrzędnych.
2. Urządzenie będące źródłem pola elektromagnetycznego i jego lustrzane odbicie względem płaszczyzny ziemi zastępujemy: dwoma ekwiwalentnymi dipolami elektrycznymi o momentach \bar{p} i \bar{p}' oraz dwoma dipolami magnetycznymi o momentach \bar{m} i \bar{m}' umieszczonymi w początku kartezjańskiego układu współrzędnych w płaszczyźnie $(x, y, z=0)$



Rys. 4.12. Podwójnie obciążona antena ramowa pobudzana dwoma dipolami elektrycznymi o momentach \bar{p} i \bar{p}' oraz dwoma dipolami magnetycznymi o momentach \bar{m} i \bar{m}'

Momenty dipoli elektrycznych opisują zależności:

$$\bar{p} = \bar{1}_x \bar{p}_x + \bar{1}_y \bar{p}_y + \bar{1}_z \bar{p}_z, \quad (4.120)$$

$$\bar{p}' = -\bar{1}_x \bar{p}_x + \bar{1}_y \bar{p}_y - \bar{1}_z \bar{p}_z, \quad (4.121)$$

natomiast momenty dipoli magnetycznych zależności:

$$\bar{m} = \bar{1}_x \bar{m}_x + \bar{1}_y \bar{m}_y + \bar{1}_z \bar{m}_z, \quad (4.122)$$

$$\bar{m}' = \bar{1}_x \bar{m}_x - \bar{1}_y \bar{m}_y + \bar{1}_z \bar{m}_z. \quad (4.123)$$

Dla tak skonstruowanego modelu, składową pola elektrycznego $E^i(b, \varphi)$ styczną do powierzchni anteny możemy wyznaczyć z zależności :

$$E^i(b, \varphi) = E^i_p(b, \varphi) + E^i_{p'}(b, \varphi) + E^i_m(b, \varphi) + E^i_{m'}(b, \varphi), \quad (4.124)$$

w której składowe $E^i_p(b, \varphi)$ i $E^i_{p'}(b, \varphi)$ można opisać zależnością (4.29), natomiast $E^i_m(b, \varphi)$ i $E^i_{m'}(b, \varphi)$ zależnością (4.54). Po ich podstawieniu do równania (4.124) i uwzględnieniu że $\Theta = 0$ otrzymujemy :

$$E^i(b, \varphi) = -2 \cdot \frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 b}}{4\pi b} \cdot \left(1 - \frac{j}{k_0 b} - \frac{1}{(k_0 b)^2} \right) \cdot p_y \cos \varphi +$$

$$+ 2 \cdot \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 b}}{4\pi b} \cdot \left(1 - \frac{j}{k_0 b} \right) \cdot m_z. \quad (4.125)$$

Tak więc zależność (4.125) możemy zapisać w postaci:

$$E^i(b, \varphi) = A_0 + A_1 \cos \varphi + B_1 \sin \varphi. \quad (4.126)$$

gdzie :

$$A_0 = 2 \cdot m_z g_m, \quad A_1 = 2 \cdot p_y g_e, \quad B_1 = 0 \quad (4.127)$$

$$g_m = \frac{k_0^2 \zeta_0 e^{-jk_0 b}}{4\pi b} \cdot \left(1 - \frac{j}{k_0 b}\right) \quad (4.128)$$

$$g_e = -\frac{jk_0 \zeta_0 e^{-jk_0 b}}{4\pi b} \cdot \left(1 - \frac{j}{k_0 b} - \frac{1}{(k_0 b)^2}\right) \quad (4.129)$$

Kontynuując rozważania w sposób analogiczny jak dla całej anteny ramowej przeprowadzone w rozdziale 4.5, dochodzimy do układu równań opisujących prądy na obciążeniach połowy okrągłej anteny ramowej pobudzonej polem elektromagnetycznym wytwarzanym przez ekwiwalentny dipol elektryczny o momencie \bar{p} i ekwiwalentny dipol magnetyczny o momencie \bar{m} :

$$I(0) = \frac{4b}{j\zeta_0} \left[\frac{m_z \cdot g_m}{[1 + 4Y_0 Z_0] \cdot a(0)} + \frac{p_y \cdot g_e}{[1 + 4Y_1 Z_0] \cdot a(1)} \right], \quad (4.130)$$

$$I(\pi) = \frac{4b}{j\zeta_0} \left[\frac{m_z \cdot g_m}{[1 + 4Y_0 Z_0] \cdot a(0)} - \frac{p_y \cdot g_e}{[1 + 4Y_1 Z_0] \cdot a(1)} \right], \quad (4.131)$$

gdzie:

$$Y_0 = \frac{1}{j\pi\zeta_0} \left[\frac{1}{a(0)} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{a(2n)} \right], \quad (4.132)$$

$$Y_1 = \frac{2}{j\pi\zeta_0} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{a(2n-1)} \right]. \quad (4.133)$$

są admitancjami anteny odpowiednio dla pola magnetycznego i pola elektrycznego.

Po zsumowaniu prądów $I(0)$, $I(\pi)$ płynących przez dwa wzajemnie przeciwległe obciążenia anteny ramowej $Z_1(0) = Z_2(\pi) = Z_0$, uzyskuje się wypadkowy prąd I_s zależny jedynie od składowej momentu m_z ekwiwalentnego dipola magnetycznego, normalnej do powierzchni anteny ramowej:

$$I_s = I(0) + I(\pi) = 8b \cdot \frac{m_z \cdot g_m}{[1 + 4Y_0 Z_L] \cdot j\zeta_0 a(0)}. \quad (4.134)$$

Natomiast odejmując prądy $I(0)$, $I(\pi)$ płynące przez dwa wzajemnie przeciwległe obciążenia połowy anteny ramowej $Z_1(0) = Z_2(\pi) = Z_0$, uzyskuje się wypadkowy prąd I_d zależny jedynie od składowej momentu p_y ekwiwalentnego dipola elektrycznego, stycznej do powierzchni anteny ramowej:

$$I_d = I(0) - I(\pi) = 8b \cdot \frac{p_y \cdot g_e}{[1 + 4Y_1 Z_L] \cdot j\zeta_0 a(1)}. \quad (4.135)$$

Znając sumę I_s i różnicę I_d prądów płynących przez obciążenia połowy anteny, w prosty sposób możemy wyznaczyć zależności na składowe momentów m_z i p_y odpowiednio dipola magnetycznego i elektrycznego:

$$m_z = I_s \cdot F_m, \quad (4.136)$$

$$p_y = I_d \cdot F_e, \quad (4.137)$$

gdzie:

$$F_m = \frac{[1 + 4Y_0 Z_L] \cdot j \zeta a(0)}{8bg_m}, \quad (4.138)$$

jest funkcją przejścia wiążącą składową momentu m_z dipola magnetycznego normalną do powierzchni połowy anteny ramowej, z sumą prądów I_s płynących przez obciążenia anteny. Może ona być traktowana jako powierzchnia skuteczna dipola magnetycznego wyrażona w $[m^2]$. Natomiast:

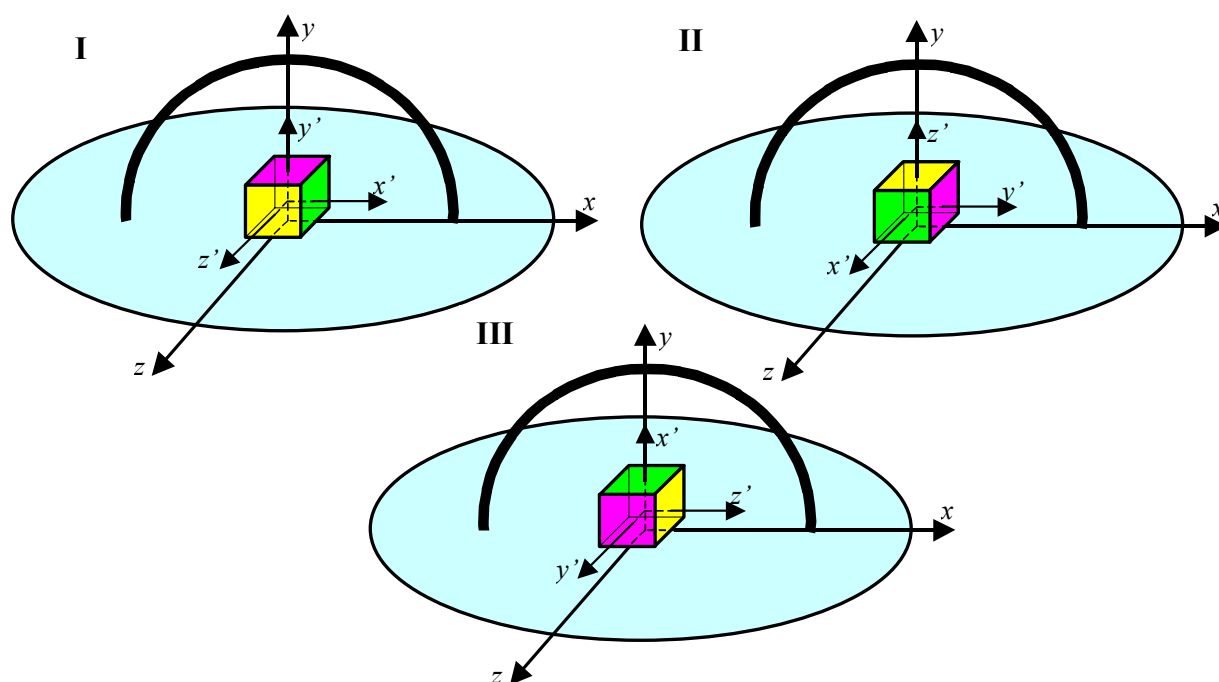
$$F_e = \frac{[1 + 4Y_1 Z_L] \cdot j \zeta a(1)}{8bg_e}, \quad (4.139)$$

jest funkcją przejścia wiążącą składową momentu p_y dipola elektrycznego styczną do powierzchni połowy anteny ramowej i prostopadłą do linii przechodzącej przez obciążenia anteny, z różnicą prądów I_d płynących przez oba obciążenia. W sensie fizycznym możemy traktować ją jako długość skuteczną dipola elektrycznego wyrażoną w $[m]$.

Metoda ta umożliwi dla jednego położenia badanego urządzenia wyznaczyć tylko dwa parametry jego źródła promieniowania:

- jedną składową momentu ekwiwalentnego dipola elektrycznego,
- jedną składową momentu ekwiwalentnego dipola magnetycznego.

Aby wyznaczyć wszystkie składowe m_x, m_y, p_x, p_z momentów ekwiwalentnych dipoli elektrycznego i magnetycznego, pomiary należy wykonać dla trzech wzajemnie ortogonalnych położenia badanego urządzenia w przestrzeni pomiarowej stanowiska (Rys. 4.13).



Rys. 4.13 Położenia badanego urządzenia w przestrzeni pomiarowej stanowiska pomiarowego

W rzeczywistych warunkach pomiarowych funkcję nieskończenie rozległej ziemi pełni płaszczyzna przewodząca, której rozmiar jest zdeterminowany przede wszystkim wielkością anteny pomiarowej. Z rozważań teoretycznych i badań wynika, że powyższa metoda może być z powodzeniem stosowana do pomiaru emisyjności urządzeń, gdy średnica płaszczyzny przewodzącej jest co najmniej dwukrotnie większa od średnicy anteny pomiarowej. Pozostałe ograniczenia metody pomiarowej są takie same jak w przypadku podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej.

Założenia dotyczące wymaganej wielkości płaszczyzny przewodzącej nie jesteśmy w stanie zweryfikować metodami analitycznymi opartymi na modelu zastępczego źródła. Są one dotychczas oparte na rozważaniach teoretycznych i doświadczalnych.

Autor pracy zaproponował wykorzystanie algorytmu opartego na numerycznej metodzie momentów oraz obliczeń analitycznych do zweryfikowania:

- zależności opisujących zastępczy model stanowiska z połową podwójnie obciążonej anteny ramowej umieszczonej prostopadłe nad przewodzącą płaszczyzną,
- wpływu wielkości płaszczyzny przewodzącej na wartości parametrów modelu zastępczego źródła promieniowania.

5. Wykorzystanie zasady wzajemności do numerycznej analizy reakcji podwójnie obciążonej anteny ramowej na pole elektromagnetyczne

Obudowy urządzeń elektrycznych i elektronicznych, mają zazwyczaj kształt graniastosłupów (najczęściej prostopadłościanów) i są wykonane z metalu lub dielektryka. Taki obiekt, szczególnie z metalu, umieszczony w pobliżu anteny wpływa na jej parametry elektryczne.

W rzeczywistych warunkach określenie wpływu wielkości badanego urządzenia i jego położenia względem anteny na parametry elektryczne stanowiska pomiarowego jest bardzo skomplikowane i w większości przypadków praktycznie niemożliwe. Wynika to z faktu, że nie jesteśmy w stanie zamodelować źródła promieniowania odpowiadającego rzeczywistemu urządzeniu. Taki model musiałby uwzględniać charakterystykę promieniowania urządzenia będącą funkcją punktowych źródeł na powierzchni lub wewnątrz urządzenia.

Analiza reakcji podwójnie obciążonej anteny ramowej na pole elektromagnetyczne wykorzystująca model zastępczy źródła promieniowania złożony z dipoli elektrycznego i magnetycznego, nie pozwala na określenie wpływu wielkości badanego urządzenia na parametry elektryczne anteny. Dodatkowo, w przypadku stanowiska pomiarowego z połową podwójnie obciążonej anteny ramowej umieszczonej prostopadłe nad przewodzącą płaszczyzną, nie ma możliwości określenia wpływu wielkości płaszczyzny przewodzącej.

Zastosowanie zasady wzajemności w dużym zakresie rozwiązuje ten problem. Zasada ta mówi, że parametry anten oraz wpływ czynników zewnętrznych jest taki sam dla anten nadawczych i odbiorczych [3], [65]. Odwracając zatem sytuację w ten sposób, że źródłem promieniowania zamiast badanego urządzenia staje się podwójnie obciążona antena ramowa pobudzana dwoma generatorami, jesteśmy w stanie określić wpływ biernych elementów zewnętrznych stanowiska i układu pomiarowego na parametry elektryczne anteny oraz rozkład prądu w antenie. Analizę możemy przeprowadzać zarówno dla stanowiska bez badanego obiektu jak i z obiektem.

Do wyznaczenia charakterystyki promieniowania badanego urządzenia niezbędna jest znajomość funkcji przejścia F_m , F_e stanowiska pomiarowego. Wartość funkcji F_m , F_e możemy wyznaczyć z zależności analitycznych :

- (4.114) i (4.115) dla podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej,
- (4.138) i (4.139) dla połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadłe nad przewodzącą płaszczyzną.

Analizując powyższe zależności można zauważyć, że wartości funkcji przejścia zależą od kilku parametrów anteny ramowej. Część parametrów jest stała dla danego stanowiska pomiarowego, tak jak promień anteny b czy impedancje obciążeń Z_L . Część natomiast zależy od rozmiarów badanego obiektu, jego położenia względem anteny oraz wielkości płaszczyzny przewodzącej. Do tych parametrów należą: admitancje anteny dla pola magnetycznego Y_0 i elektrycznego Y_1 oraz współczynniki $a(0)$ i $a(1)$ początkowych wyrazów rozkładu prądu w antenie w wykładniczy szereg Fouriera.

Pobudzając podwójnie obciążoną antenę ramową dwoma generatorami napięciowymi V_1^e, V_2^e , po jednym na każdym z obciążeń, można wyznaczyć:

- admitancje Y_0 lub Y_1 anteny,
- współczynniki $a(0)$ lub $a(1)$ początkowych wyrazów rozkładu prądu w antenie w wykładniczy szereg Fouriera.

Gdy generatory napięciowe mają zgodne fazy, tzn. ich napięcia są zgodne z kierunkiem prądu $I(\varphi)$ płynącego w antenie, wtedy admitancja wejściowa anteny jest proporcjonalna do admitancji Y_0 , a na podstawie rozkładu prądu w antenie jesteśmy w stanie wyznaczyć współczynnik $a(0)$ szeregu Fouriera. Gdy generatory napięciowe mają przeciwne fazy, tzn. napięcie jednego z generatorów jest zgodne z kierunkiem prądu $I(\varphi)$ płynącego w antenie, natomiast drugiego przeciwne do kierunku prądu $I(\varphi)$, wtedy admitancja wejściowa anteny jest proporcjonalna do admitancji Y_1 , a na podstawie rozkładu prądu w antenie jesteśmy w stanie wyznaczyć współczynnik $a(1)$ szeregu Fouriera.

W celu udowodnienia powyższej tezy rozważmy przypadek, w którym antena ramowa jest zbiorem elementarnych impedancji Z_t ($t=1, 2, 3 \dots T$), przez które płyną prądy cząstkowe. Zastępując iloczyny impedancji i prądu równoważnymi generatorami typu delta umieszczonymi w punktach φ_t [40]:

$$V_t^e = Z_t I(\varphi_t), \quad (5.1)$$

rozkład prądu w antenie opisuje zależność [86]:

$$I(\varphi) = \frac{1}{j\pi\zeta_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{t=1}^T \frac{V_t^e}{a(n)} \cdot e^{-jn(\varphi-\varphi_t)}. \quad (5.2)$$

Korzystając z równania całkowego (4.78) opisującego pole elektromagnetyczne styczne do anteny jako funkcję rozkładu prądu w antenie, oraz zastępując w tym równaniu iloczyny impedancji i prądu równoważnymi generatorami typu delta, otrzymujemy ogólną zależność [86]:

$$\sum_{t=1}^T V_t^e \delta(\varphi - \varphi_t) = \frac{j\zeta}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} M^b(\varphi - \varphi') I(\varphi') d\varphi'. \quad (5.3)$$

Korzystając z rozwinięcia w wykładniczy szereg Fouriera jądra równania całkowego:

$$M^b(\varphi - \varphi') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a(n) e^{-jn(\varphi-\varphi')}, \quad (5.4)$$

oraz prądu płynącego w antenie:

$$I(\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I(n) e^{-jn\varphi} , \quad (5.5)$$

gdzie:

$$I(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I(\varphi') e^{-jn\varphi'} d\varphi' , \quad (5.6)$$

równanie (5.3) możemy zapisać następująco:

$$\sum_{t=1}^T V_t^e \delta(\varphi - \varphi_t) = \frac{j\zeta}{2} \sum a(n) I(n) e^{-jn\varphi} . \quad (5.7)$$

Prawa strona równania (5.7) jest wykładniczym szeregiem Fouriera, którego wyrazy $(j\zeta/2) \cdot a(n) \cdot I(n)$ można wyznaczyć z zależności:

$$\frac{j\zeta}{2} \cdot a(n) I(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{t=1}^T V_t^e \delta(\varphi - \varphi_t) e^{-jn\varphi} d\varphi = \frac{1}{2} \sum_{t=1}^T V_t^e e^{-jn\varphi_t} . \quad (5.8)$$

Znając rozkład prądu $I(\varphi)$ płynącego w antenie, możemy wyznaczyć wartości prądów $I(n)$ kolejnych wyrazów szeregu Fouriera z zależności:

$$I(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I(\varphi) e^{-jn\varphi} d\varphi , \quad (5.9)$$

- dla podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej, oraz

$$I(n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I(\varphi) e^{-jn\varphi} d\varphi , \quad (5.10)$$

- dla połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad przewodzącą płaszczyzną.

Autor pracy, zaproponował wykorzystanie zależności (5.8) oraz (5.9) i (5.10) do wyliczenia współczynników $a(n)$ rozkładu w wykładniczy szereg Fouriera prądu płynącego w antenie. Prąd ten wzbudzany jest generatorami V_t^e ($t=1... T$), umieszczonymi w punktach $\varphi_1 ... \varphi_T$. W tym celu zależność (5.8) została przekształcona do postaci:

$$a(n) = \sum_{t=1}^T -\frac{j}{\pi\zeta I(n)} V_t^e e^{-jn\varphi_t} . \quad (5.11)$$

5.1. Współfazowe i przeciwfazowe pobudzenie anteny ramowej dwoma generatorami napięciowymi

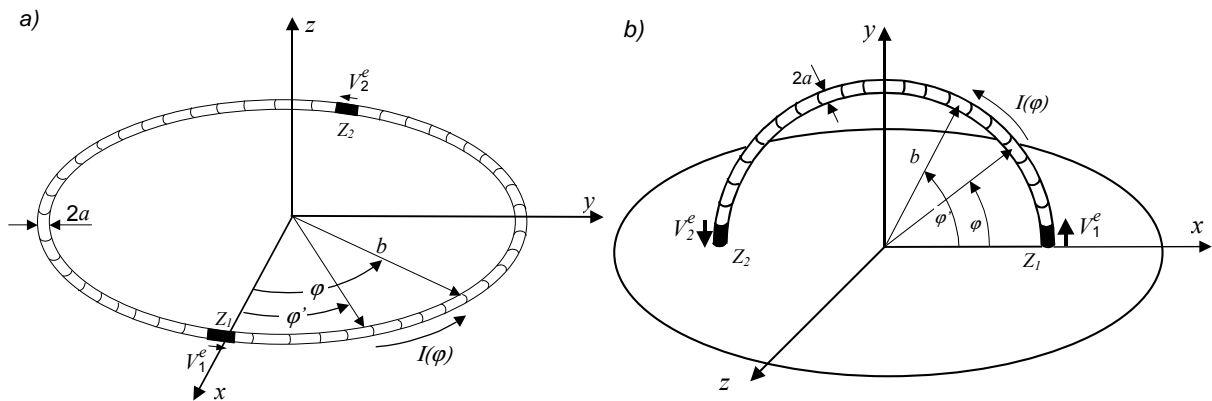
Jeżeli ograniczymy ilość pobudzeń anteny do dwóch generatorów V_1^e, V_2^e umieszczonych w dwóch przeciwległych punktach anteny ($\varphi_1 = 0$ i $\varphi_2 = \pi$), wtedy zależność (5.2) przyjmie postać:

$$I(\varphi) = \frac{1}{j\pi\zeta_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{V_1^e}{a(n)} \cdot e^{-jn\varphi} + \frac{V_2^e}{a(n)} e^{-jn(\varphi-\pi)} \right) . \quad (5.12)$$

Zakładając, że mamy do czynienia z pobudzeniami jednostkowymi współfazowymi (Rys. 5.1), tzn. wartość napięcia każdego z generatorów V_1^e, V_2^e wynosi 1 V, oraz ich fazy są zgodne z kierunkiem prądu $I(\varphi)$ w antenie, wtedy prądy $I(0), I(\pi)$ płynące przez obciążenia $Z_1(0), Z_2(\pi)$ można wyznaczyć z zależności:

$$I(0) = \frac{1}{j\pi\zeta_0} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{a(n)} \cdot (1 + e^{jn\pi}) \right) \right], \quad (5.13)$$

$$I(\pi) = \frac{1}{j\pi\zeta_0} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{a(n)} \cdot (1 + e^{-jn\pi}) \right) \right]. \quad (5.14)$$



Rys. 5.1. Współfazowe pobudzenie anteny ramowej dwoma generatorami V_1 i V_2
 a) podwójnie obciążona okrągła antena ramowa,
 b) połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną

Uwzględniając, że $a(n) = a(-n)$ oraz $e^{jn\pi} = e^{-jn\pi}$ dla $\varphi = 0$ i π , otrzymujemy:

$$I(0) = \frac{2}{j\pi\zeta_0} \left[\frac{1}{a(0)} + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{a(2n)} \right], \quad (5.15)$$

$$I(\pi) = \frac{2}{j\pi\zeta_0} \left[\frac{1}{a(0)} + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{a(2n)} \right]. \quad (5.16)$$

Admitancje wejściowe anteny można wyznaczyć na podstawie zależności wiążącej napięcia generatorów i prądów płynących przez te generatory:

$$Y_{wej}(\varphi) = \frac{I_{wej}(\varphi)}{U_{wej}(\varphi)}. \quad (5.17)$$

Podstawiając do zależności (5.17) zależność (5.15), a następnie zależność (5.16), otrzymujemy:

$$Y_{wej}(0) = Y_{wej}(\pi) = 2Y_0. \quad (5.18)$$

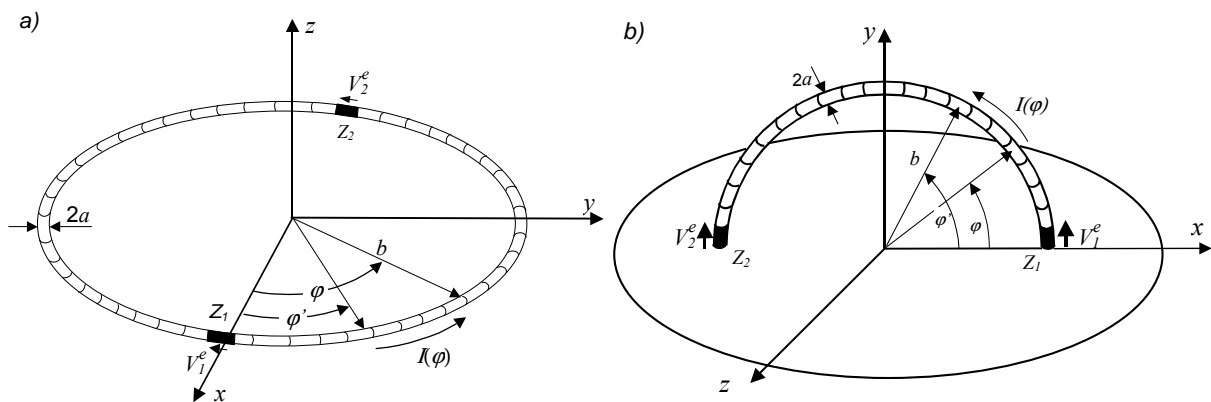
Z powyższych rozważań wynika, że jeżeli pobudzimy antenę ramową dwoma identycznymi generatorami napięciowymi, których napięcia $U_1(0)=U_2(\pi)=1\text{V}$ są zgodne z kierunkiem prądu $I(\varphi)$ płynącego w antenie, to jej admitancje wejściowe w miejscach umieszczenia generatorów są równe podwojonej admitancji Y_0 anteny dla pola magnetycznego.

Dla rozpatrywanego przypadku, znając rozkład prądu $I(\varphi)$ płynącego w antenie oraz korzystając z zależności (5.9) lub (5.10) i wyprowadzonej przez autora zależności (5.11) możemy wyznaczyć wartość współczynnika $a(0)$ szeregu Fouriera:

$$a(0) = \sum_{i=1}^2 -\frac{j}{\pi\zeta I(0)} V_i^e e^{-j0\varphi_i} = \sum_{i=1}^2 -\frac{j}{\pi\zeta I(0)} V_i^e, \quad (5.19)$$

gdzie:

$$V_1^e = V_2^e = 1\text{V}, \quad \varphi_1 = 0, \quad \varphi_2 = \pi. \quad (5.20)$$



Rys. 5.2. Przeciwfazowe pobudzenie anteny ramowej dwoma generatorami V_1 i V_2

a) podwójnie obciążona okrągła antena ramowa,

b) połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadłe nad doskonale przewodzącą płaszczyzną

Zakładając, że mamy do czynienia z pobudzeniami jednostkowymi przeciwfazowymi (Rys. 5.2), tzn. wartość napięcia każdego z generatorów V_1^e, V_2^e wynosi 1 V, oraz napięcie jednego z generatorów jest zgodne z kierunkiem prądu $I(\varphi)$ natomiast drugiego przeciwne do kierunku prądu $I(\varphi)$, wtedy prądy $I(0), I(\pi)$ płynące przez obciążenia $Z_1(0), Z_2(\pi)$ można wyznaczyć z zależności:

$$I(0) = \frac{1}{j\pi\zeta_0} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{a(n)} \cdot (1 - e^{jn\pi}) \right) \right], \quad (5.21)$$

$$I(\pi) = \frac{1}{j\pi\zeta_0} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{a(n)} \cdot (-1 + e^{-jn\pi}) \right) \right]. \quad (5.22)$$

Uwzględniając, że $a(n) = a(-n)$ oraz $e^{jn\pi} = e^{-jn\pi}$ dla $\varphi = 0$ i π , otrzymujemy:

$$I(0) = \frac{2}{j\pi\zeta_0} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{a(2n-1)} \right], \quad (5.23)$$

$$I(\pi) = -\frac{2}{j\pi\zeta_0} \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{a(2n-1)} \right]. \quad (5.24)$$

Admitancje wejściowe anteny można wyznaczyć na podstawie zależności (5.17) wiążącej napięcia generatorów i prądów płynących przez te generatory. Podstawiając do zależności (5.17) zależność (5.23), a następnie zależność (5.24), otrzymujemy:

$$Y_{wej}(0) = -Y_{wej}(\pi) = 2Y_1, \quad (5.25)$$

Z powyższych rozważań wynika, że jeżeli pobudzimy antenę ramową dwoma identycznymi generatorami napięciowymi, których napięcia $U_1(0) = U_2(\pi)$ są równe 1 V, oraz napięcie jednego z generatorów jest zgodne z kierunkiem prądu $I(\varphi)$ a drugiego przeciwne do kierunku prądu $I(\varphi)$ płynącego w antenie, to admitancja wejściowa anteny w miejscach umieszczenia generatorów jest równa podwojonej admitancji anteny dla pola elektrycznego.

Dla rozpatrywanego przypadku, znając rozkład prądu $I(\varphi)$ płynącego w antenie oraz korzystając z zależności (5.9) lub (5.10) i wyprowadzonej przez autora zależności (5.11), możemy wyznaczyć wartość współczynnika $a(1)$ szeregu Fouriera:

$$a(1) = \sum_{t=1}^2 -\frac{j}{\pi\zeta I(1)} V_t^e e^{-j\varphi_t}, \quad (5.26)$$

gdzie:

$$V_1^e = 1\text{V}, \quad V_2^e = -1\text{V}, \quad \varphi_1 = 0, \quad \varphi_2 = \pi. \quad (5.27)$$

6. Analiza niepewności wyznaczania funkcji przejścia

Zależności (4.112) ÷ (4.115) opisujące funkcje przejścia zostały określone dla anteny ramowej umieszczonej w swobodnej przestrzeni, natomiast zależności (4.136) ÷ (4.139) dla połowy anteny ramowej umieszczonej nad nieskończenie rozległą idealnie przewodzącą płaszczyzną. Zarówno w jednym jak i w drugim przypadku do wyznaczenia funkcji przejścia stanowiska należy wykorzystać obliczenia z zastosowaniem metod numerycznych lub wyznaczyć te funkcje doświadczalnie.

Obliczenia z zastosowaniem analitycznych metod numerycznych bazujących na modelu zastępczym źródła promieniowania wykonuje się przy założeniach wstępnych, nie uwzględniających niedoskonałości stanowiska pomiarowego. Na ich podstawie nie jesteśmy w stanie określić jak na parametry elektryczne stanowiska wpływają:

- otoczenie,
- lokalne środowisko elektromagnetyczne,
- wielkość płaszczyzny przewodzącej.

Chcąc wyznaczyć rzeczywiste wartości funkcji przejścia, uwzględniające większość niedoskonałości stanowiska, należy wykonać pomiary kalibracyjne.

Kalibracja stanowiska polega na pomiarze różnicy i sumy prądów przepływających przez obciążenia anteny ramowej pobudzanej dipolami: elektrycznym i magnetycznym, umieszczonymi w przestrzeni pomiarowej. Krótka antena liniowa (unipol) i połowa niewielkiej anteny ramowej pozwalają zamodelować odpowiednio dipole i wyznaczyć ich momenty.

Zarówno obliczenia bazujące na modelu zastępczym źródła promieniowania, jak i kalibracja stanowiska wykorzystująca krótką antenę liniową (unipol) i połowę niewielkiej anteny ramowej, nie uwzględniają wpływu wielkości i położenia badanego urządzenia na parametry elektryczne anteny pomiarowej.

Wartości funkcji przejścia F_m i F_e stanowiska z połową podwójnie obciążonej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną wyznacza się z zależności:

$$F_m = \frac{[1 + 4Y_0 Z_L] \cdot j\zeta a(0)}{8bg_m}; \quad (6.1)$$

$$F_e = \frac{[1 + 4Y_1 Z_L] \cdot j\zeta a(1)}{8bg_e}. \quad (6.2)$$

Analizując powyższe zależności można zauważyć, że wartości funkcji przejścia zależą od kilku parametrów anteny ramowej. Dla danego stanowiska pomiarowego, promień anteny b i impedancje obciążeń Z_L są wielkościami stałymi. Admitancje anteny dla pola magnetycznego Y_0 i elektrycznego Y_1 oraz współczynniki $a(0)$ i $a(1)$ początkowych wyrazów rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera zależą od rozmiarów badanego obiektu, jego położenia względem anteny oraz wielkości płaszczyzny przewodzącej.

Zależność wartości funkcji przejścia od współczynników $a(0)$ lub $a(1)$ jest wprost proporcjonalna, natomiast od admitancji Y_0 lub Y_1 jest proporcjonalna do $|1 + 4Y Z_L|$.

Do określenia niepewności wyznaczania funkcji przejścia wynikającej z wielkości badanego obiektu, jego położenia względem anteny oraz wielkości płaszczyzny przewodzącej, autor pracy zaproponował wykorzystanie algorytmów bazujących na dwóch metodach numerycznych.

Do wyznaczania wpływu wielkości i położenia badanego obiektu oraz wielkości płaszczyzny przewodzącej na admitancje i rozkład prądu w antenie ramowej, autor pracy zaproponował zastosowanie uznanego algorytmu numerycznego obliczania pól elektromagnetycznych opartego na metodzie momentów (*Method of Moments - MoM*) [71], [73], [74]. W obliczeniach wykorzystano pakiet programowy CONCEPT-II-9.3 (*Code for the Numerical Computation of Electromagnetic Processes for Thin Wire and Thin Shell Structures Including Dielectrics*) opracowany w Department of Theoretical Electrical Engineering na Uniwersytecie Technicznym Hamburg-Harburg w Niemczech. Pakiet służy do obliczeń numerycznych w dziedzinie częstotliwości prądów, napięć i pól elektromagnetycznych, które wynikają z jakiegokolwiek rodzaju pobudzenia struktur metalicznych albo ciał dielektrycznych. Kod programu bazuje na metodzie momentów, wykorzystującej równania całkowe pola elektrycznego EFIE (*Electric Field Integral Equation*) i równania całkowe pola magnetycznego MFIE (*Magnetic Field Integral Equation*). Metoda momentów umożliwia numeryczne rozwiązywanie równań całkowych dla prądów indukowanych w strukturach geometrycznych przez źródła (np. źródła napięcia) lub zewnętrzne pola elektromagnetyczne. W przypadku modelowania powierzchni przewodzących poprzez segmentację (*surface patches*) wykorzystywane są równania całkowe pola magnetycznego, natomiast w przypadku modelowania cienkich przewodów (drutów) wykorzystywane są równania całkowe pola elektrycznego.

Równania całkowe EFIE i MFIE można wyznaczyć z równań Maxwella, rozpatrując odbicie pola od doskonałego przewodnika lub stratnego dielektryka.

$$\bar{E} = f_e(\bar{J}), \quad (6.3)$$

$$\bar{H} = f_m(\bar{J}), \quad (6.4)$$

gdzie: \bar{E} - pobudzające pole elektryczne,
 \bar{H} - pobudzające pole magnetyczne,
 \bar{J} - wzbudzony prąd.

Pakiet programowy CONCEPT-II umożliwia obliczanie pól elektromagnetycznych zarówno w polu bliskim jak i w polu dalekim. Aplikacja jest ograniczona do materiałów, które muszą być sekcyjnie jednorodne i izotropowe. W szczególności, pakiet umożliwia wykonanie obliczeń dla:

- struktur z cienkich przewodów (drutów),
- struktur z cienkich przewodów połączonych z metalicznymi powierzchniami (obwody otwarte albo zamknięte),
- struktur z cienkich przewodów połączonych z metalicznymi powierzchniami i obiektami o jednorodnej strukturze.

Właściwości pakietu programowego CONCEPT-II spełniają wszystkie wymagania niezbędne do zamodelowania analizowanych w pracy stanowisk pomiarowych.

Do udowodnienia postawionych przez autora tez i wykazania, że uzyskane przez autora zależności są prawdziwe, zostały opracowane dodatkowe procedury numeryczne bazujące na zależnościach analitycznych. Procedury zaimplementowano w arkuszu kalkulacyjnym Mathcad 2001i Professional firmy Mathsoft. Pozwalają one wyznaczyć wartości współczynników $a(0)$ i $a(1)$ na podstawie obliczonego metodą momentów rozkład prądu płynącego w antenie ramowej. Znając współczynniki $a(0)$ i $a(1)$, oraz admitancje anteny Y_0 lub Y_1 , można obliczyć wartości funkcji przejścia F_e i F_m stanowiska pomiarowego (zależności (6.1) i (6.2)).

Tym samym autor wykazał, że wyznaczenie niepewności funkcji przejścia zarówno dla stanowiska składającego się z układu trzech wzajemnie ortogonalnych podwójnie obciążonych anten ramowych, jak i połowy podwójnie obciążonej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną, sprowadza się do analizy numerycznej modelu stanowiska pomiarowego.

Obliczone w pracy wielkości przedstawiono na wykresach w mierze liniowej i/lub w mierze decybelowej gdzie $\delta X = 20 \log \left(\frac{X}{X_o} \right) [\text{dB}]$.

6.1. Porównanie metod numerycznego wyznaczania parametrów stanowiska pomiarowego

Korzystając z wyprowadzonych zależności analitycznych oraz opracowanych przez autora różnych modeli anteny ramowej pobudzonej generatorami o amplitudach $V_1^e = V_2^e = 1\text{V}$ (dla pobudzeń współfazowych) lub $V_1^e = -V_2^e = 1\text{V}$ (dla pobudzeń przeciwfazowych), porównano wartości parametrów stanowiska pomiarowego wyznaczanych dwoma metodami: analityczną bazującą na modelu zastępczym źródła promieniowania oraz metodą hybrydową (momentów i bazującą na zależnościach wyprowadzonych przez autora).

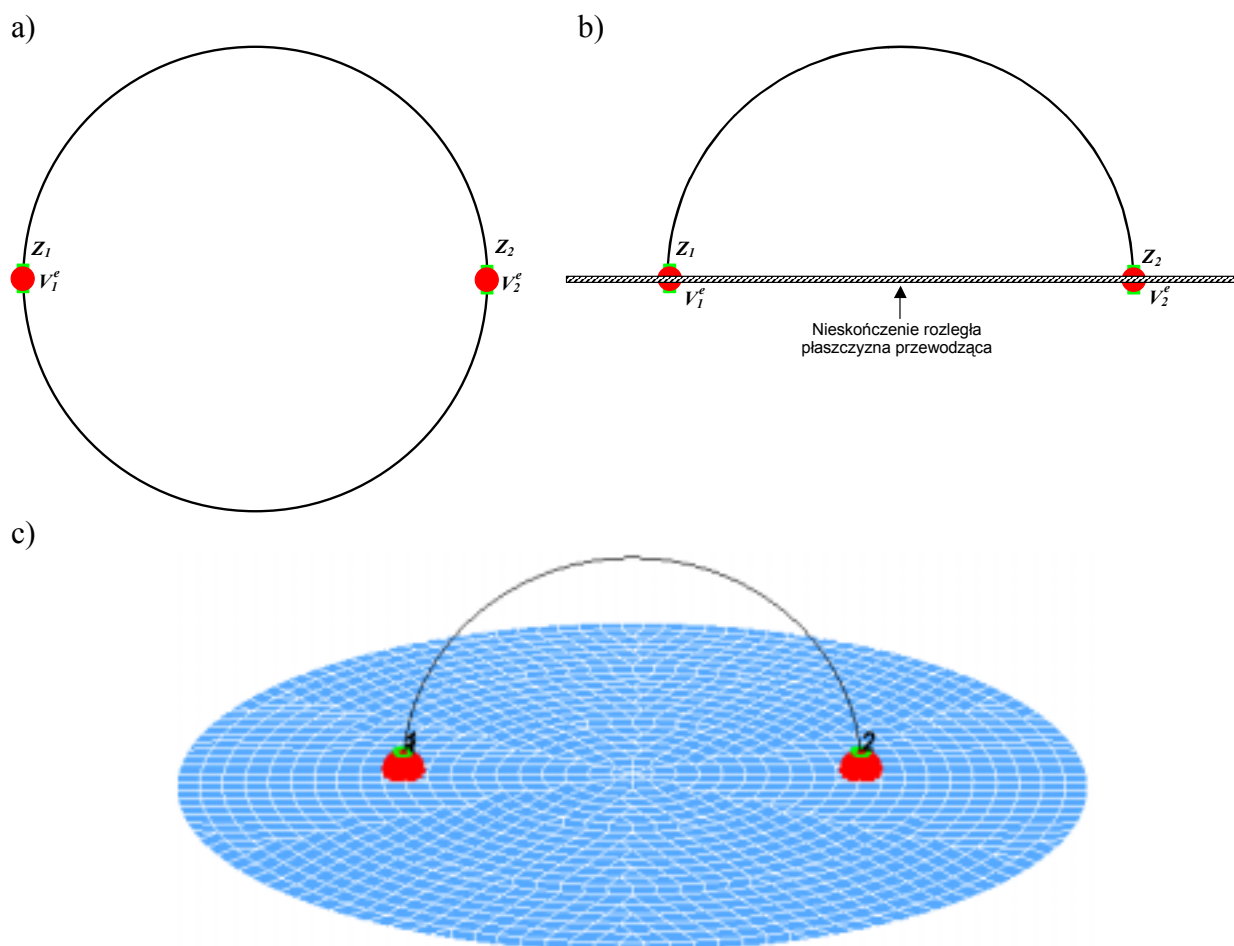
Modele anteny ramowej opracowano dla wymiarów geometrycznych wykonanego rzeczywistego stanowiska pomiarowego, składającego się z połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad okrągłą przewodzącą płaszczyzną:

- promień przekroju poprzecznego przewodu $a = 0,625 \text{ mm}$,
- promień anteny $b = 0,3775 \text{ m}$,
- średnica płaszczyzny przewodzącej $d = 1,498 \text{ m}$,
- impedancje obciążeń $Z_1 = Z_2 = 50\Omega$.

Analizę przeprowadzono porównując wyniki obliczeń numerycznych admitancji Y_0 i Y_1 oraz współczynników $a(0)$ i $a(1)$ uzyskanych:

1. Metodą analityczną bazującą na modelu zastępczym źródła promieniowania:
 - dla podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($Z_1 = Z_2 = 100\Omega$) umieszczonej w swobodnej przestrzeni (Rys. 6.1 a);
2. Metodą hybrydową - momentów i analityczną bazującą na zależnościach wyprowadzonych przez autora:
 - dla podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($Z_1 = Z_2 = 100\Omega$) umieszczonej w swobodnej przestrzeni (Rys. 6.1 a),

- dla połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($Z_1 = Z_2 = 50\Omega$) umieszczonej prostopadle nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną (Rys. 6.1 b),
- dla połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($Z_1 = Z_2 = 50\Omega$) umieszczonej prostopadle nad okrągłą przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d = 1,498$ m (Rys. 6.1 c).

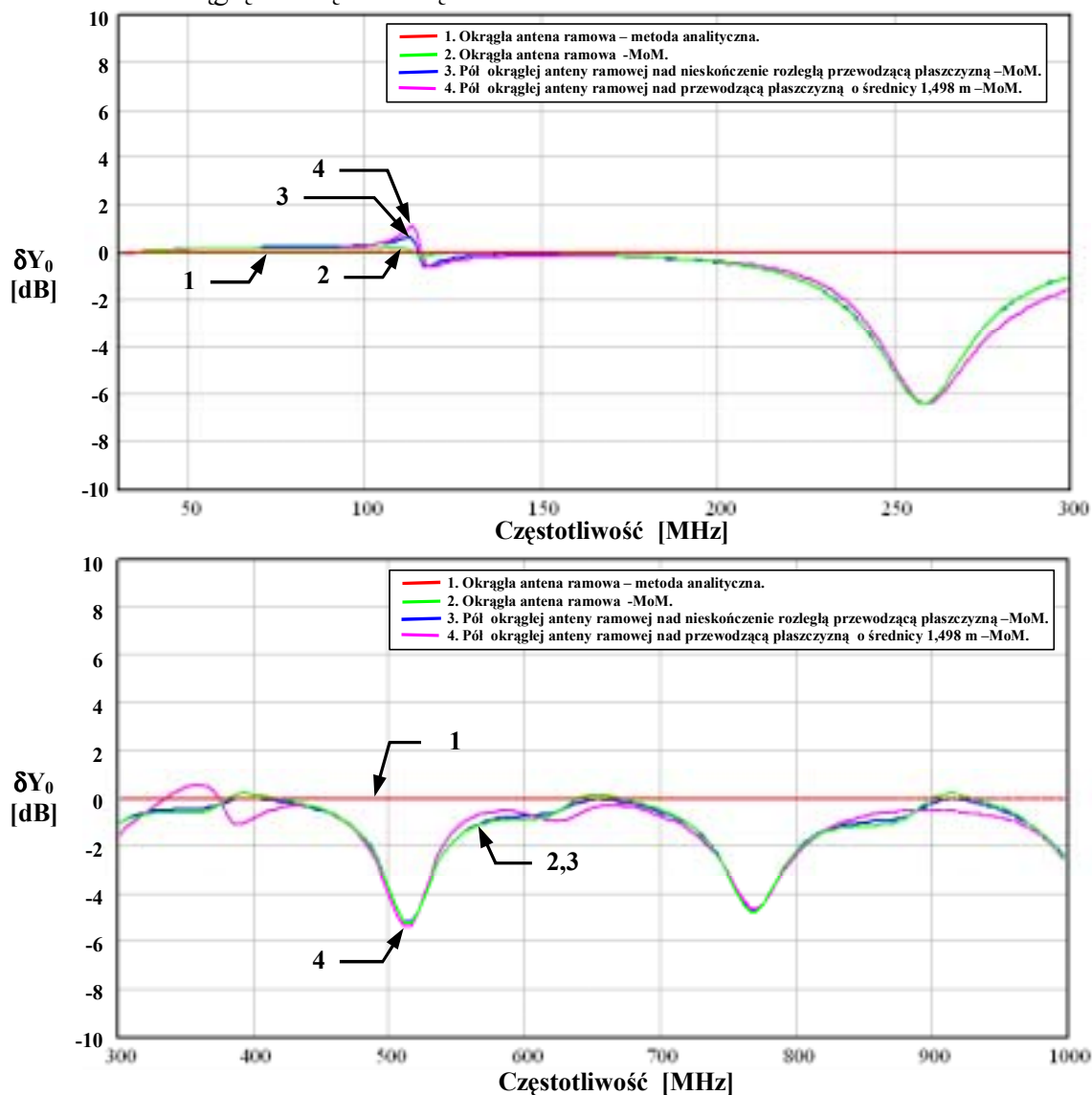


Rys. 6.1. Modele anteny ramowej pobudzonej generatorami o amplitudach 1 V: (a) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa ($Z_1 = Z_2 = 100\Omega$) umieszczona w swobodnej przestrzeni, (b), (c) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($Z_1 = Z_2 = 50\Omega$) umieszczona prostopadle nad odpowiednio: nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, okrągłą przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d = 1,498$ m

Na rysunkach (Rys. 6.2 oraz Rys. 10.1 ÷ Rys. 10.2 - Załącznik 10.1.1) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń admitancji Y_0 . Odniesieniem dla prezentowanych wyników są wartości admitancji wyznaczone z zależności analitycznych dla stanowiska z okrągłą anteną ramową. Wartość modułu admitancji Y_0 okrągłej anteny ramowej wyznaczona metodą momentów nie różni się o więcej niż 6,4 dB od wartości wyznaczonej metodą analityczną (Rys. 6.2). Największe rozbieżności występują dla częstotliwości rezonansowych anteny. Dla wszystkich rozważanych anten ramowych w obliczeniach metodą momentów uzyskano bardzo dużą zbieżność wartości admitancji anteny dla pola magnetycznego. Zmiana wartości modułu admitancji Y_0 okrągłej anteny ramowej względem wartości modułu admitancji połowy okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą płaszczyzną jest poniżej

$\pm 0,2$ dB, natomiast względem połowy okrągłej anteny ramowej nad płaszczyzną o średnicy $d = 1,498$ m jest nie większa niż $\pm 1,2$ dB w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości od 30 MHz do 1000 MHz.

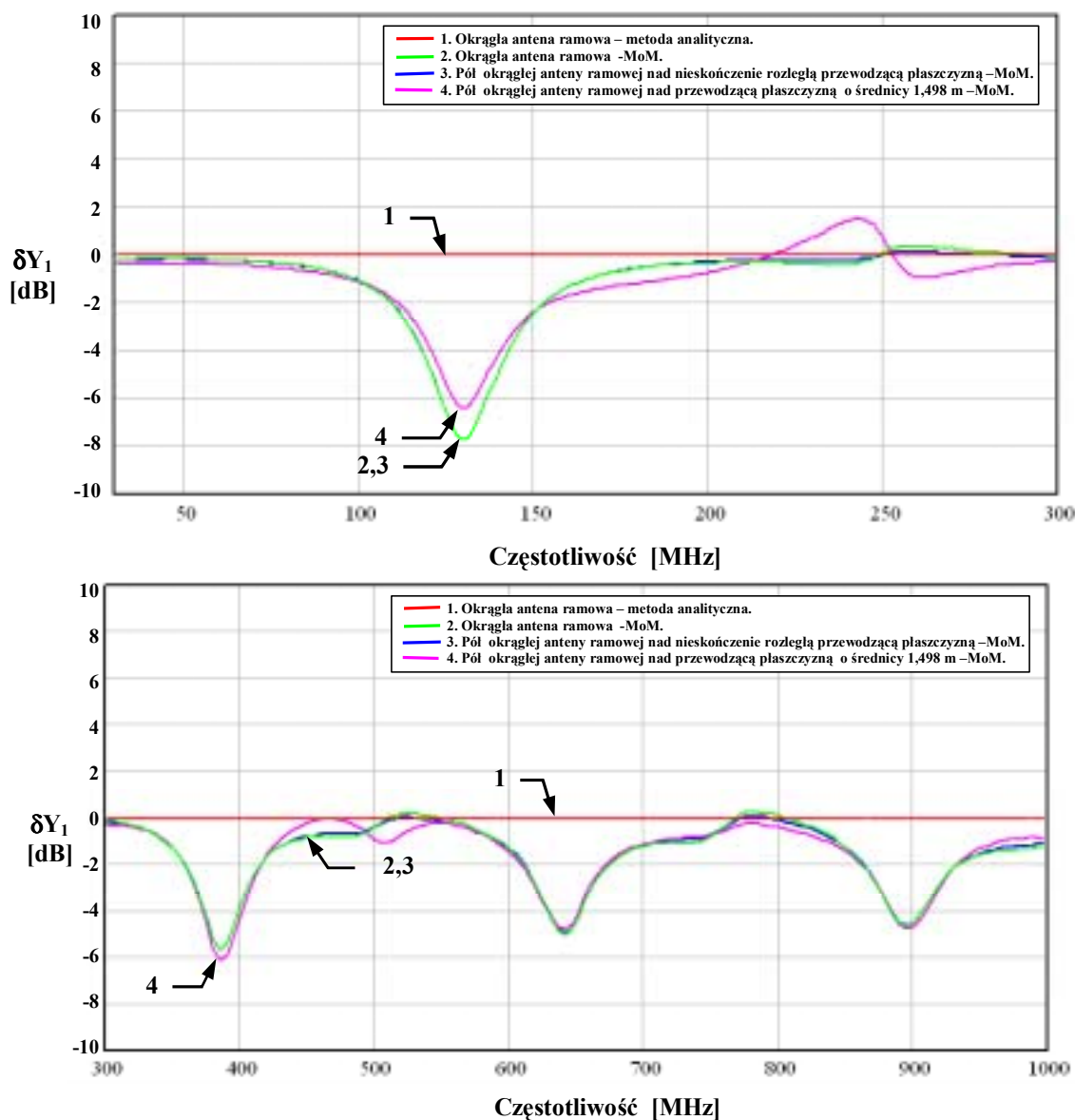
Na rysunkach (Rys. 6.3 oraz Rys. 10.3 ÷ Rys. 10.4 – Załącznik 10.1.1) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń admitancji Y_1 . Odniesieniem dla prezentowanych wyników są wartości admitancji wyznaczone z zależności analitycznych dla stanowiska z okrągłą anteną ramową.



Rys. 6.2. Porównanie względnej zmiany wartości modułu admitancji Y_0 anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną ($2*Y_0$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) ($2*Y_0$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT

Wartość modułu admitancji Y_1 okrągłej anteny ramowej wyznaczona metodą momentów nie różni się o więcej niż 7,6 dB od wartości wyznaczonej metodą analityczną (Rys. 6.3). Największe rozbieżności występują dla częstotliwości rezonansowych anteny. Dla wszystkich

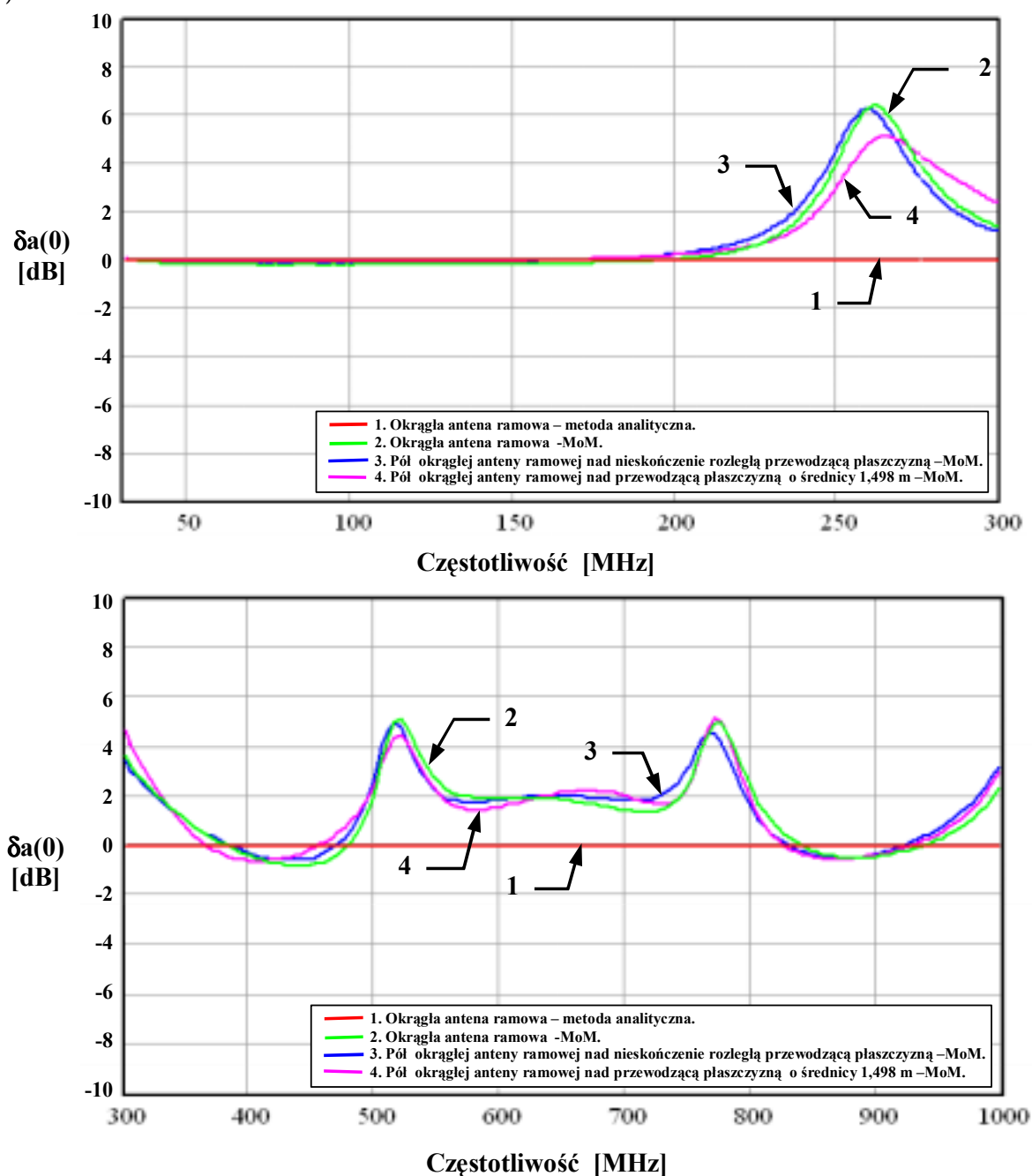
rozważanych anten ramowych w obliczeniach metodą momentów uzyskano bardzo dużą zbieżność wartości admitancji anteny dla pola elektrycznego. Zmiana wartości modułu admitancji Y_1 okrągłej anteny ramowej względem wartości modułu admitancji połowy okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą płaszczyzną jest poniżej $\pm 0,2$ dB, natomiast względem połowy okrągłej anteny ramowej nad płaszczyzną o średnicy $d = 1,498$ m jest nie większa niż ${}_{-1,0}^{+1,6}$ dB w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości od 30 do 1000 MHz.



Rys. 6.3. Porównanie względnej zmiany wartości modułu admitancji Y_1 anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną ($2*Y_1$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) ($2*Y_1$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT

Zerowy $a(0)$ i pierwszy $a(1)$ współczynnik rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera wyznaczono z zależności (4.80) oraz metodą momentów

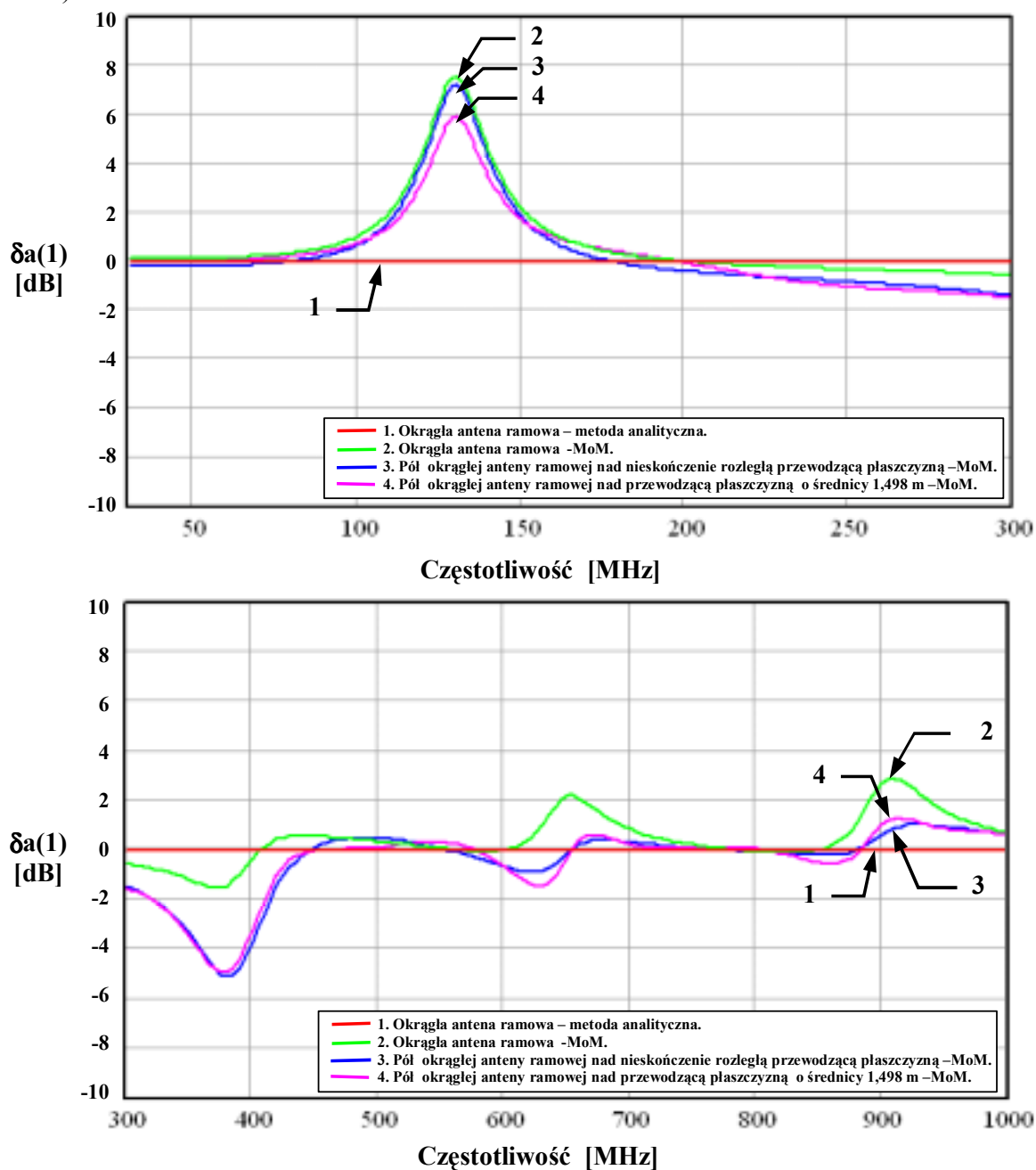
i zależności (5.19) i (5.26). Na rysunkach (Rys. 6.4 oraz Rys. 10.5 ÷ Rys. 10.6 – Załącznik 10.1.1) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń współczynnika $a(0)$.



Rys. 6.4. Porównanie względnej zmiany wartości modułu współczynnika $a(0)$ anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) – wyniki uzyskane programem CONCEPT

Odniesieniem dla prezentowanych wyników są wartości współczynnika wyznaczone z zależności analitycznych dla stanowiska z okrągłą anteną ramową. Wartość modułu współczynnika $a(0)$ okrągłej anteny ramowej wyznaczona metodą momentów nie różni się

o więcej niż 6,4 dB od wartości wyznaczonej metodą opartą na zależnościach analitycznych (Rys. 6.4).



Rys. 6.5. Porównanie względnej zmiany wartości modułu współczynnika $a(1)$ anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) – wyniki uzyskane programem CONCEPT

Największe rozbieżności występują dla częstotliwości rezonansowych anteny. Dla wszystkich rozważanych anten ramowych w obliczeniach metodą momentów uzyskano bardzo dużą zbieżność wartości współczynnika $a(0)$.

Zmiany wartości modułu współczynnika $a(0)$ okrągłej anteny ramowej względem wartości modułu współczynnika $a(0)$ połowy okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą płaszczyzną są poniżej $\pm 0,4$ dB, natomiast względem połowy okrągłej anteny ramowej nad płaszczyzną o średnicy $d = 1,498$ m są nie większe niż ${}^{+0,4}_{-1,2}$ dB w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości od 30 do 1000 MHz.

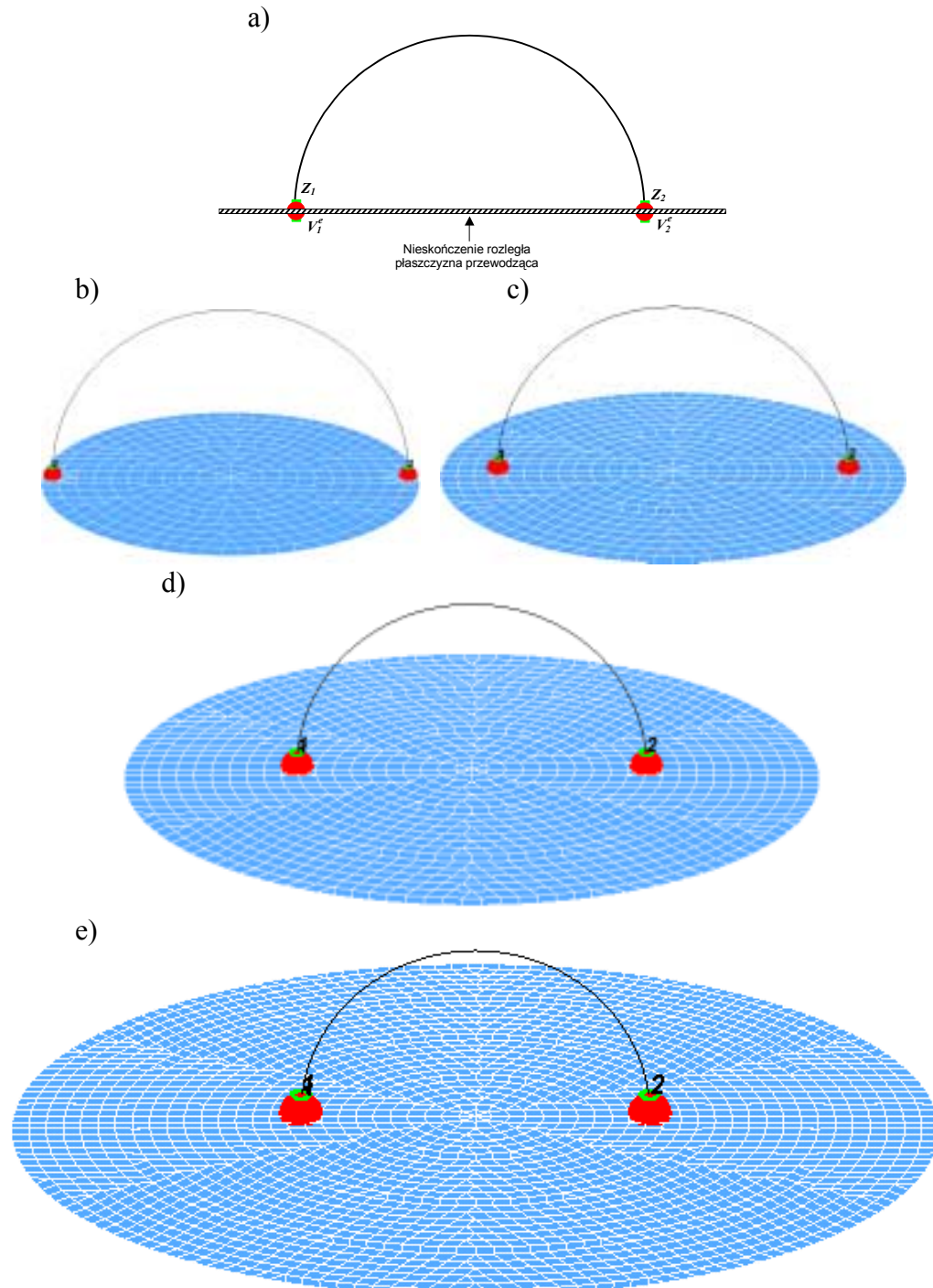
Na rysunkach (*Rys. 6.5* oraz *Rys. 10.7 ÷ Rys. 10.8 – Załącznik 10.1.1*) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń współczynnika $a(1)$. Odniesieniem dla prezentowanych wyników są wartości współczynnika wyznaczone z zależności analitycznych dla stanowiska z okrągłą anteną ramową. Wartość modułu współczynnika $a(1)$ okrągłej anteny ramowej wyznaczona metodą momentów nie różni się o więcej niż 7,6 dB od wartości wyznaczonej metodą opartą na zależnościach analitycznych (*Rys. 6.5*).

Największe rozbieżności występują dla częstotliwości rezonansowych anteny. Dla wszystkich rozważanych anten ramowych w obliczeniach metodą momentów uzyskano dużą zbieżność wartości współczynnika $a(1)$. Zmiany wartości modułu współczynnika $a(1)$ okrągłej anteny ramowej względem wartości modułu współczynnika $a(1)$ połowy okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą płaszczyzną i płaszczyzną o średnicy $d = 1,498$ m są nie większe niż $\pm 2,6$ dB w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości od 30 do 1000 MHz.

Przeprowadzona analiza metod numerycznego wyznaczania parametrów stanowiska pomiarowego (admitancji Y_0 i Y_1 oraz współczynników $a(0)$ i $a(1)$) wykazała, że wykonując obliczenia z zależności analitycznych bazujących na modelu zastępczym źródła promieniowania oraz metodą momentów, a następnie z zależności wyprowadzonych przez autora, uzyskujemy bardzo dużą zbieżność wyników obliczeń. Dowodzi to poprawności przeprowadzonych w pracy rozważań teoretycznych oraz pozwala określić niepewność pomiaru związaną z ograniczeniem rozmiaru płaszczyzny przewodzącej na stanowisku z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej.

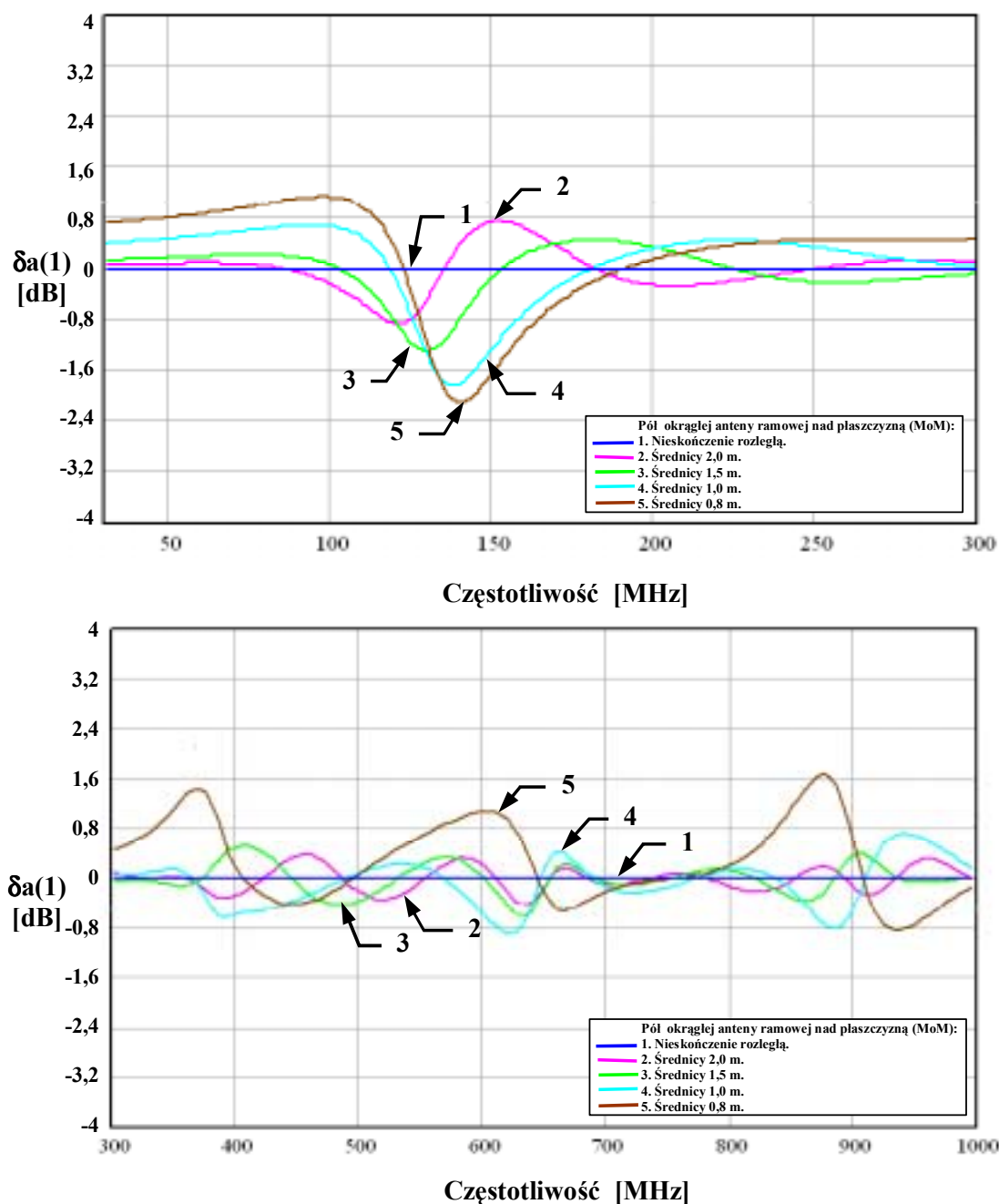
6.2. Wpływ skończonej płaszczyzny przewodzącej

Uzyskane w poprzednim rozdziale zbieżności współczynników anten ramowych (admitancji Y_0 i Y_1 oraz współczynników $a(0)$ i $a(1)$) obliczonych metodą analityczną i metodą momentów pozwoliły na przeprowadzenie analizy wpływu wielkości płaszczyzny przewodzącej anteny ramowej na wartość funkcji przejścia.



Rys. 6.6. Modele anteny ramowej pobudzonej generatorami o amplitudach 1 V - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775\text{ m}$; $Z_1 = Z_2 = 50\Omega$) umieszczona prostopadle nad: (a)- nieskończenie rozległą płaszczyzną przewodzącą (b),(c),(d),(e) - płaszczyzną przewodzącą o średnicy odpowiednio: $d=0,8\text{ m}$; 1 m ; $1,5\text{ m}$; 2 m

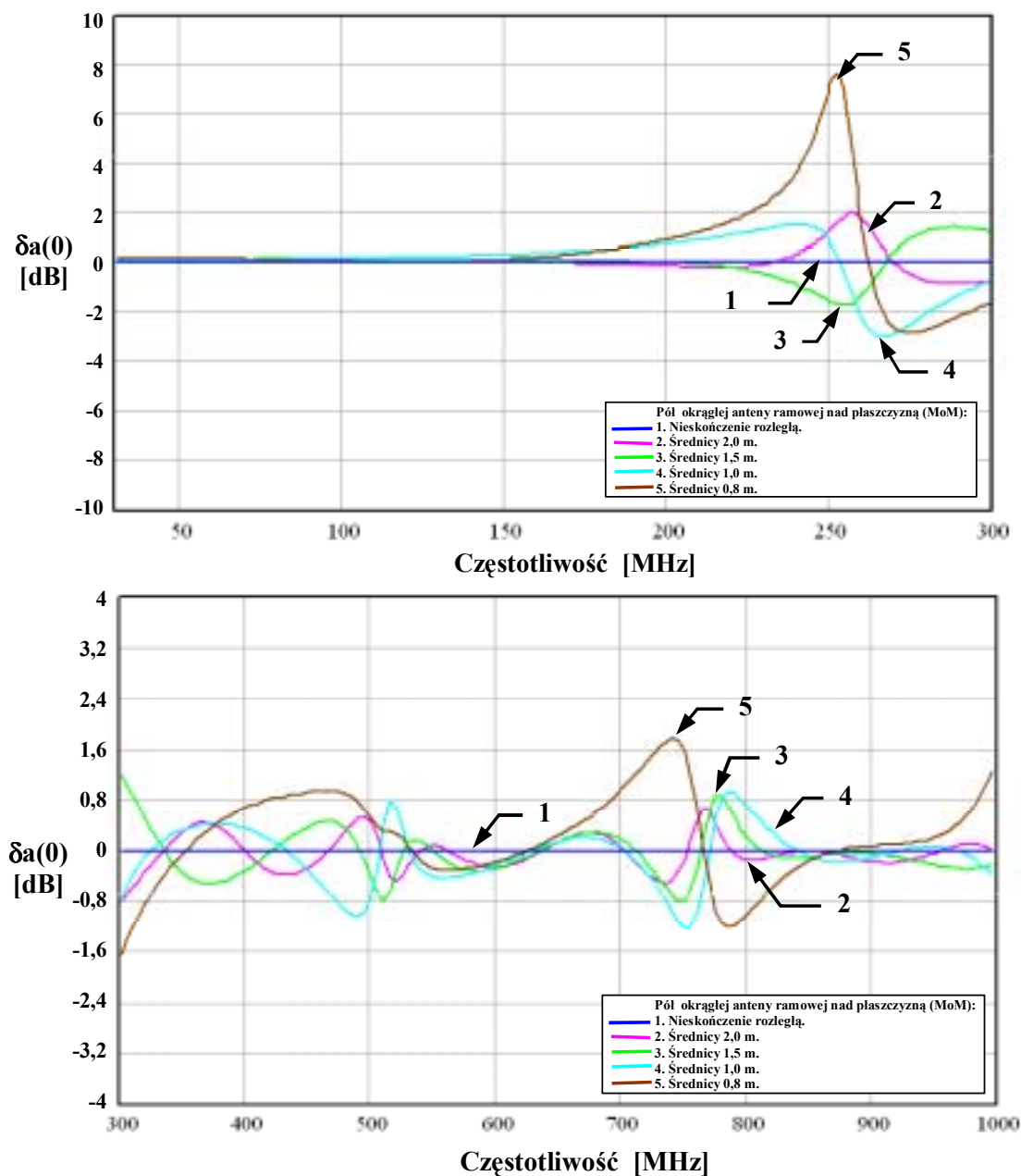
Dla potrzeb analizy opracowano 5 modeli stanowiska z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej o promieniu $b = 0,3775$ m i promieniu przekroju poprzecznego przewodu $a = 0,625$ mm umieszczoną prostopadłe nad przewodzącą płaszczyzną. Modele obejmowały stanowisko z nieskończenie rozległą płaszczyzną, oraz stanowiska z okrągłą płaszczyzną o średnicach: $d = 0,8$ m; 1 m; 1,5; 2 m (Rys. 6.6).



Rys. 6.7. Porównanie względnej zmiany wartości modułu współczynnika $a(1)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m, $a=0,625$ mm)- wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) - nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, (2),(3),(4),(5) - nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiednio: $d=2$ m; 1,5 m; 1 m; 0,8 m

Za pomocą programu CONCEPT wyliczono admitancje Y_0 i Y_1 na obciążeniach anteny oraz rozkład prądu w antenie dla pobudzeń współfazowych ($V_1^e = V_2^e = 1$ V) i pobudzeń przeciwfazowych ($V_1^e = -V_2^e = 1$ V). Następnie korzystając z zależności (5.19) i (5.26), procedurą numeryczną opracowaną w arkuszu kalkulacyjnym MathCad wyznaczono

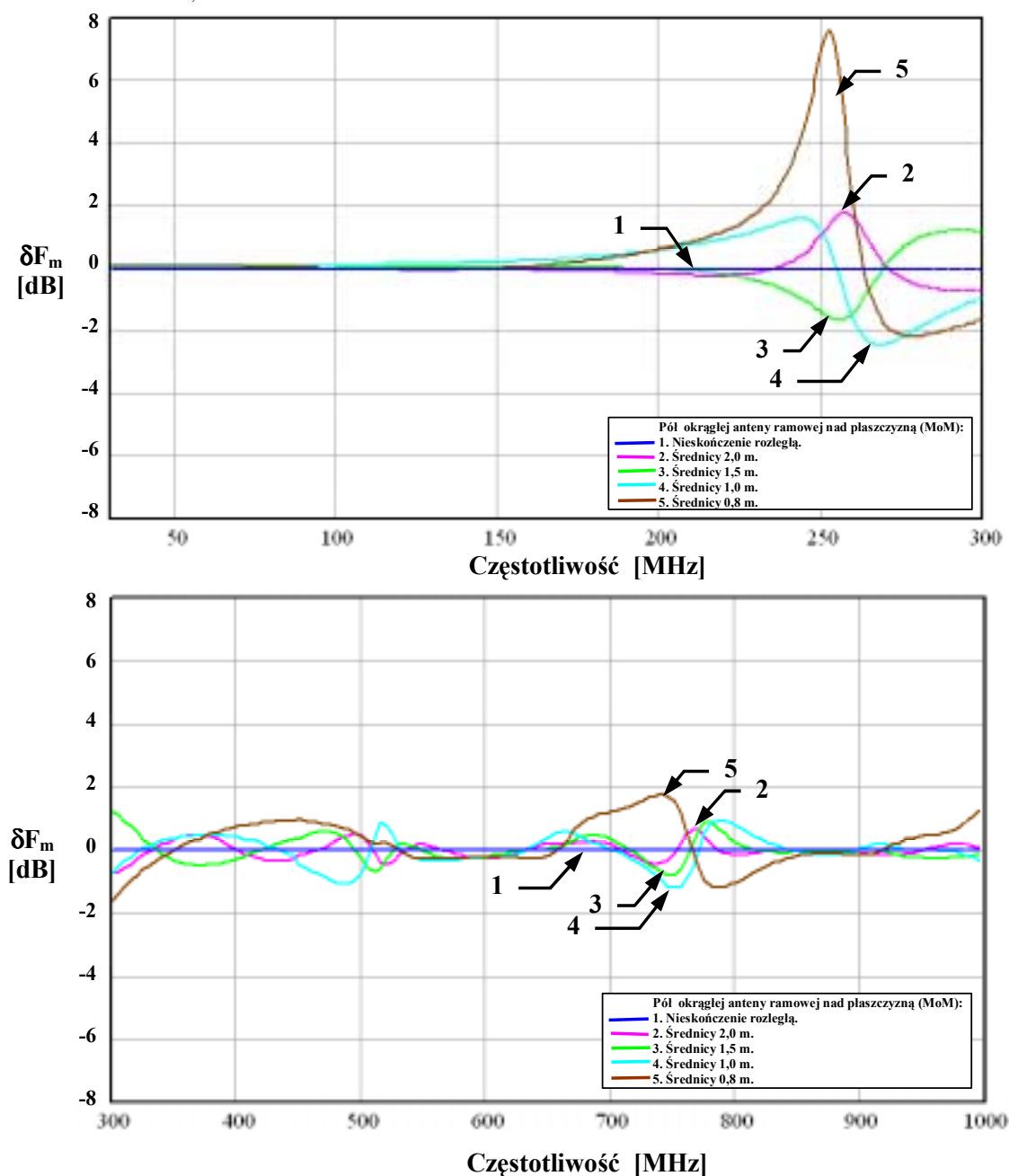
współczynniki $a(0)$ i $a(1)$ rozkładu w wykładniczy szereg Fouriera prądu płynącego w antenie. Odniesieniem dla prezentowanych wyników są wartości współczynników wyznaczone dla stanowiska z nieskończenie rozległą płaszczyzną.



Rys. 6.8. Porównanie względnej zmiany wartości modułu współczynnika $a(0)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m, $a=0,625$ mm)- wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) - nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, (2),(3),(4),(5) - nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiednio: $d=2$ m; $1,5$ m; 1 m; $0,8$ m

Na rysunkach (Rys. 6.7 oraz Rys. 10.9 ÷ Rys. 10.10 – Załącznik 10.1.2) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń współczynnika $a(1)$. Względna zmiana wartości modułu współczynnika $a(1)$ maleje ze wzrostem średnicy płaszczyzny przewodzącej. Dla średnic dwa razy większych od średnicy anteny zmiana nie przekracza ${}^{+0,6}_{-1,2}$ dB, w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości od 30 do 1000 MHz. Największe rozbieżności występują

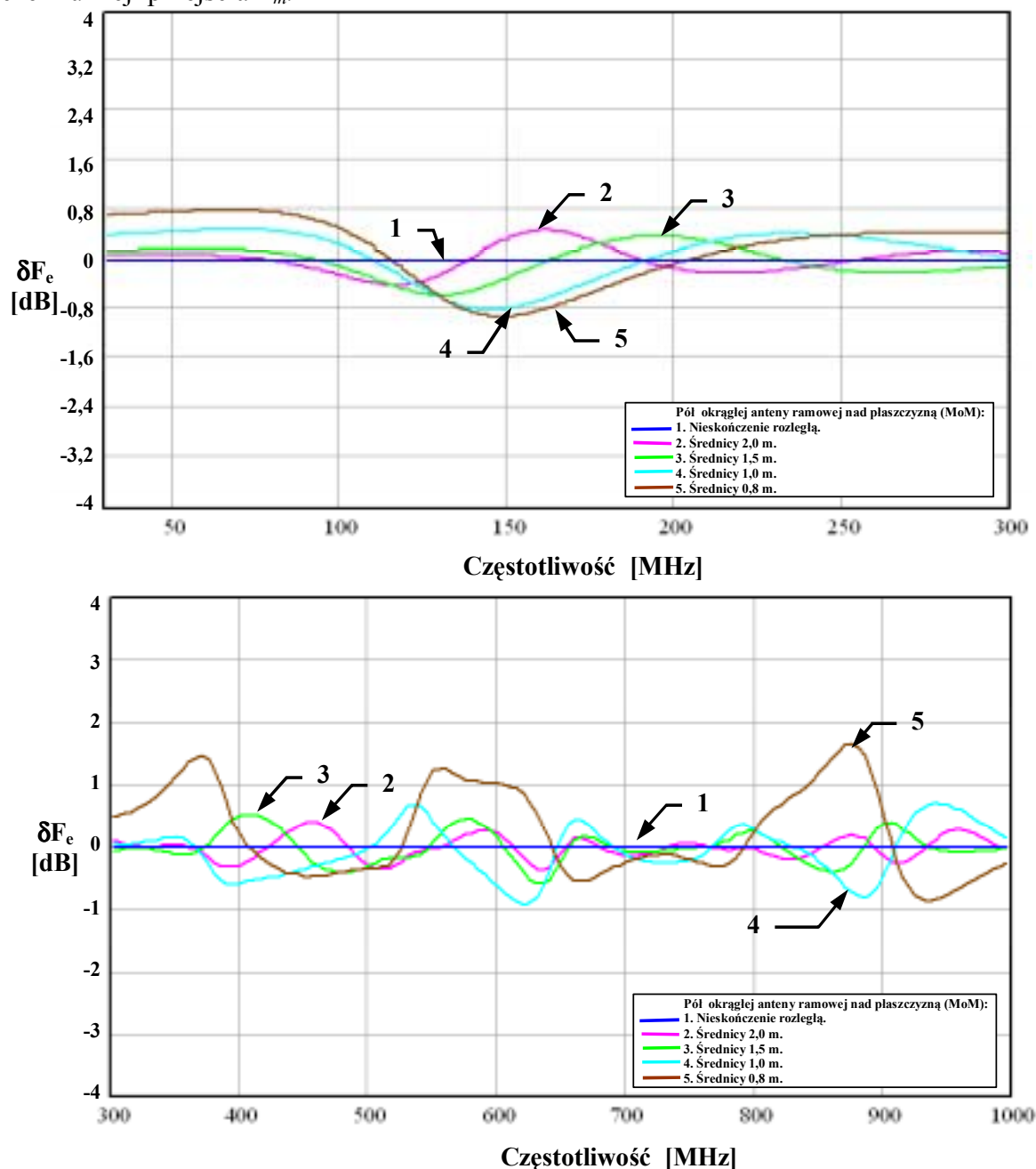
dla częstotliwości rezonansowych anteny i płaszczyzny przewodzącej o średnicy porównywalnej ze średnicą anteny ($+1,8$, $-2,2$ dB) (Rys. 6.7).



Rys. 6.9. Porównanie względnej zmiany wartości modułu funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m, $a=0,625$ mm)- wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) - nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, (2),(3),(4),(5) - nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiednio: $d=2$ m; $1,5$ m; 1 m; $0,8$ m

Na rysunkach (Rys. 6.8 oraz Rys. 10.11 ÷ Rys. 10.12 - Załącznik 10.1.2) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń współczynnika $a(0)$. Względna zmiana wartości modułu współczynnika $a(0)$ maleje ze wzrostem średnicy płaszczyzny przewodzącej. Dla średnic płaszczyzny dwa razy większych od średnicy anteny zmiana nie przekracza $+2$, $-1,6$ dB, w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości od 30 do 1000 MHz. Największe rozbieżności występują dla częstotliwości rezonansowych anteny i płaszczyzny przewodzącej o średnicy porównywalnej ze średnicą anteny ($+7,6$, $-2,8$ dB) (Rys. 6.8).

Na podstawie wyznaczonych wartości admitancji Y_0 i współczynnika $a(0)$, z zależności (6.1) wyliczono wartość funkcji przejścia F_m . Może ona być traktowana jako powierzchnia skuteczna dipola magnetycznego wyrażona w $[m^2]$. Na rysunkach (Rys. 6.9 oraz Rys. 10.13 ÷ Rys. 10.14 - Załącznik 10.1.2) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń funkcji przejścia F_m .



Rys. 6.10. Porównanie względnej zmiany wartości modułu funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm)- wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) - nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, (2),(3),(4),(5) - nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiedni: $d= 2$ m; 1,5m; 1m; 0,8m

Na podstawie wyznaczonych wartości admitancji Y_1 i współczynnika $a(1)$, z zależności (6.2) wyliczono wartość funkcji przejścia F_e . Może być ona traktowana jako długość skuteczna dipola elektrycznego wyrażona w $[m]$. Na rysunkach (Rys. 6.10 oraz Rys. 10.15 ÷ Rys. 10.16 -

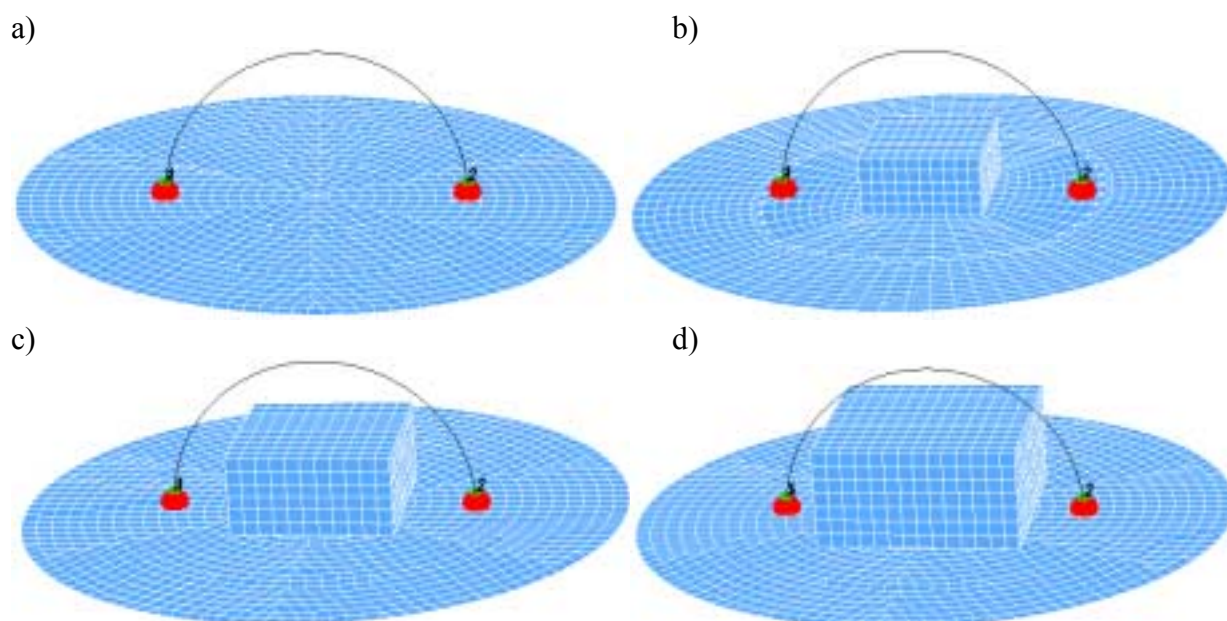
Załącznik 10.1.2) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń funkcji przejścia F_e .

Odniesieniem dla prezentowanych wyników są wartości funkcji przejścia wyznaczone dla stanowiska z nieskończone rozległą płaszczyzną. Z przeprowadzonej analizy wpływu wielkości płaszczyzny przewodzącej na wartość funkcji przejścia jednoznacznie wynika, że bardziej wrażliwa na zmiany wielkości płaszczyzny przewodzącej jest funkcja F_m ($+7,6$ dB). Największy wpływ na wartość obydwu funkcji przejścia F_m i F_s występuje, gdy średnica płaszczyzny d jest porównywalna ze średnicą anteny b ($2b > d > b$). Dla płaszczyzn o średnicach większych niż podwojona wartość średnicy anteny, zmiany względem nieskończone rozległej płaszczyzny nie przekraczają $+1,6$ dB dla funkcji F_m oraz $+0,6$ dB dla funkcji F_s .

Dla rzeczywistych modeli stanowiska należy przyjąć, że niezależnie od kształtu płaszczyzny przewodzącej, jej najmniejszy wymiar powinien być co najmniej dwa razy większa od średnicy anteny ramowej.

6.3. Wpływ rozmiarów badanego urządzenia.

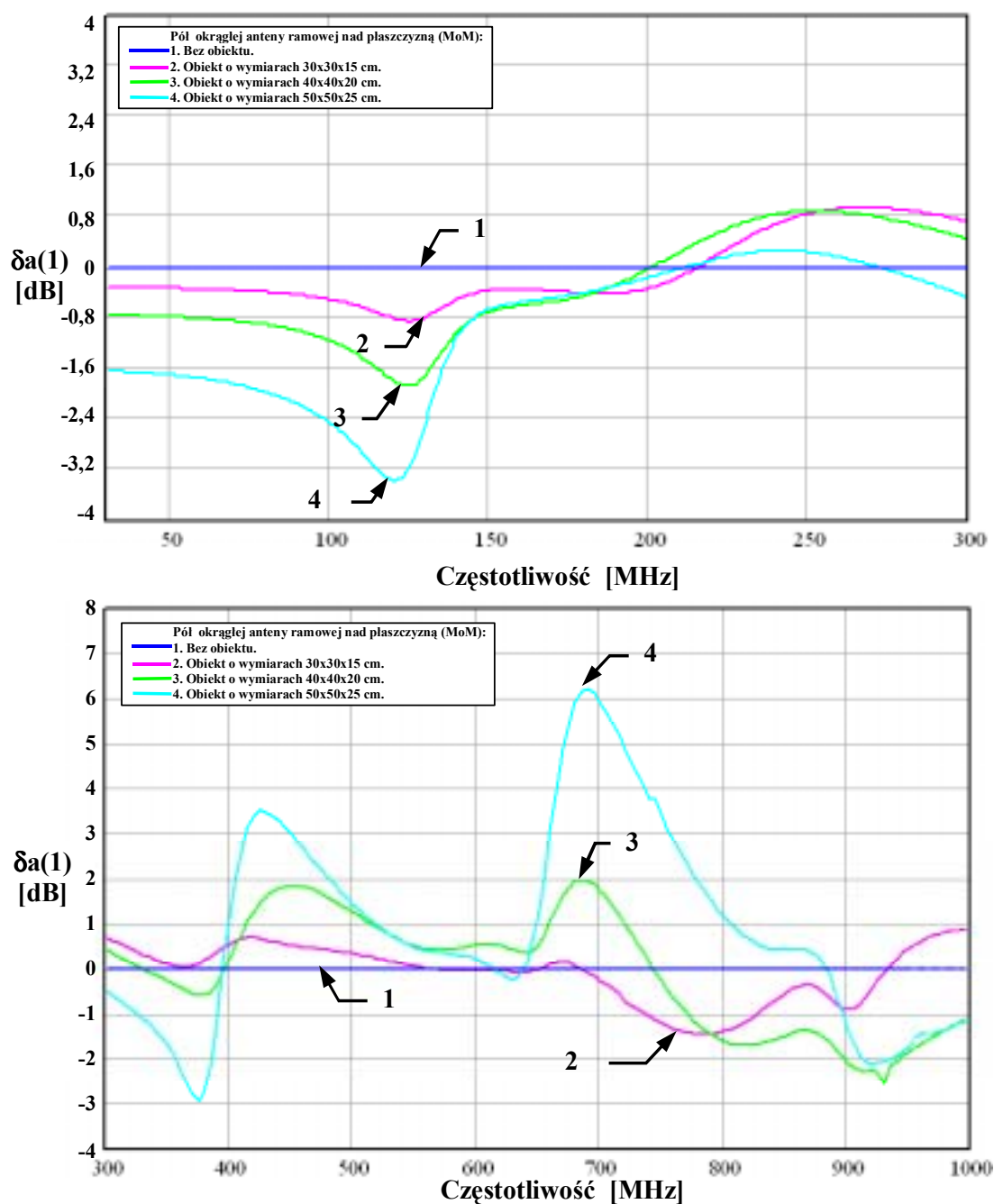
Analizę wpływu rozmiarów badanego urządzenia przeprowadzono dla modeli stanowiska pomiarowego z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej o promieniu $b = 0,3775$ m i promieniu przekroju poprzecznego przewodu $a = 0,625$ mm umieszczoną prostopadle nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d = 1,498$ m. Modele obejmowały stanowiska bez badanego urządzenia oraz z umieszczonym w środku obiektem - metalowym prostopadłościem o wymiarach $30 \times 30 \times 15$ cm, $40 \times 40 \times 20$ cm, $50 \times 50 \times 25$ cm (Rys. 6.11).



Rys. 6.11. Modele anteny ramowej pobudzonej generatorami o amplitudach 1 V - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b = 0,3775$ m; $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$) umieszczona prostopadle nad płaszczyzną przewodzącą o średnicy $d = 1,498$ m (a) - bez obiektu (b), (c), (d) - z metalowym obiektem o wymiarach odpowiednio: $30 \times 30 \times 15$ cm, $40 \times 40 \times 20$ cm, $50 \times 50 \times 25$ cm

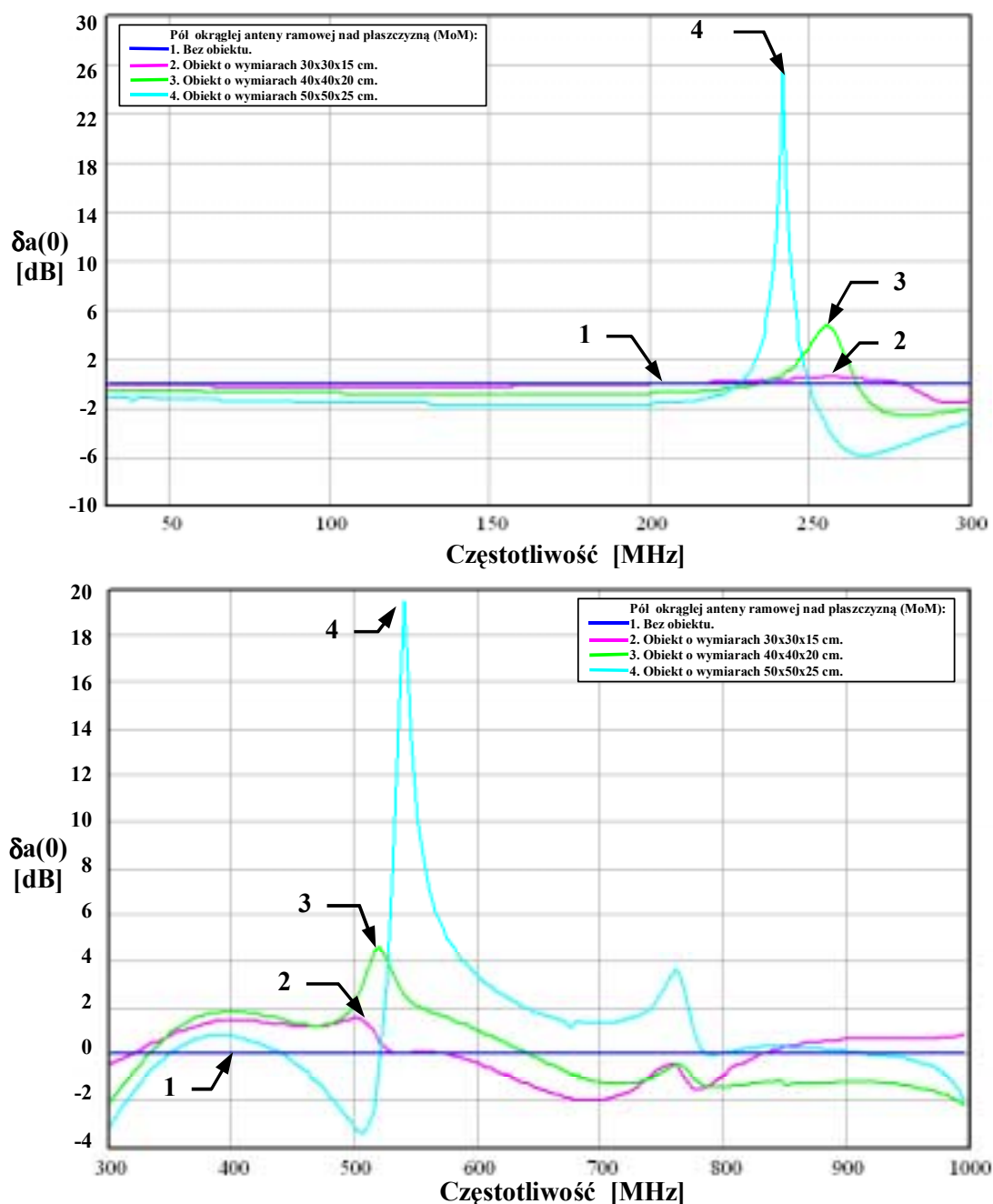
Dla opracowanych modeli, metodą momentów wyliczono admitancje Y_0 i Y_1 na obciążeniach anteny, oraz rozkład prądu w antenie. Następnie korzystając z zależności (5.19) i (5.26), wyznaczono współczynniki $a(0)$ i $a(1)$ rozkładu w wykładniczy szereg Fouriera prądu

płynącego w antenie. Otrzymane wyniki zaprezentowano na wykresach, na których odniesiono je do wartości wyznaczonych dla stanowiska bez badanego urządzenia.



Rys. 6.12. Porównanie względnej zmiany wartości modułu współczynnika $a(1)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy 1,498 m - wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) bez obiektu, (2),(3),(4) z obiektem o wymiarach odpowiednio: 30x30x15 cm, 40x40x20 cm, 50x50x25 cm

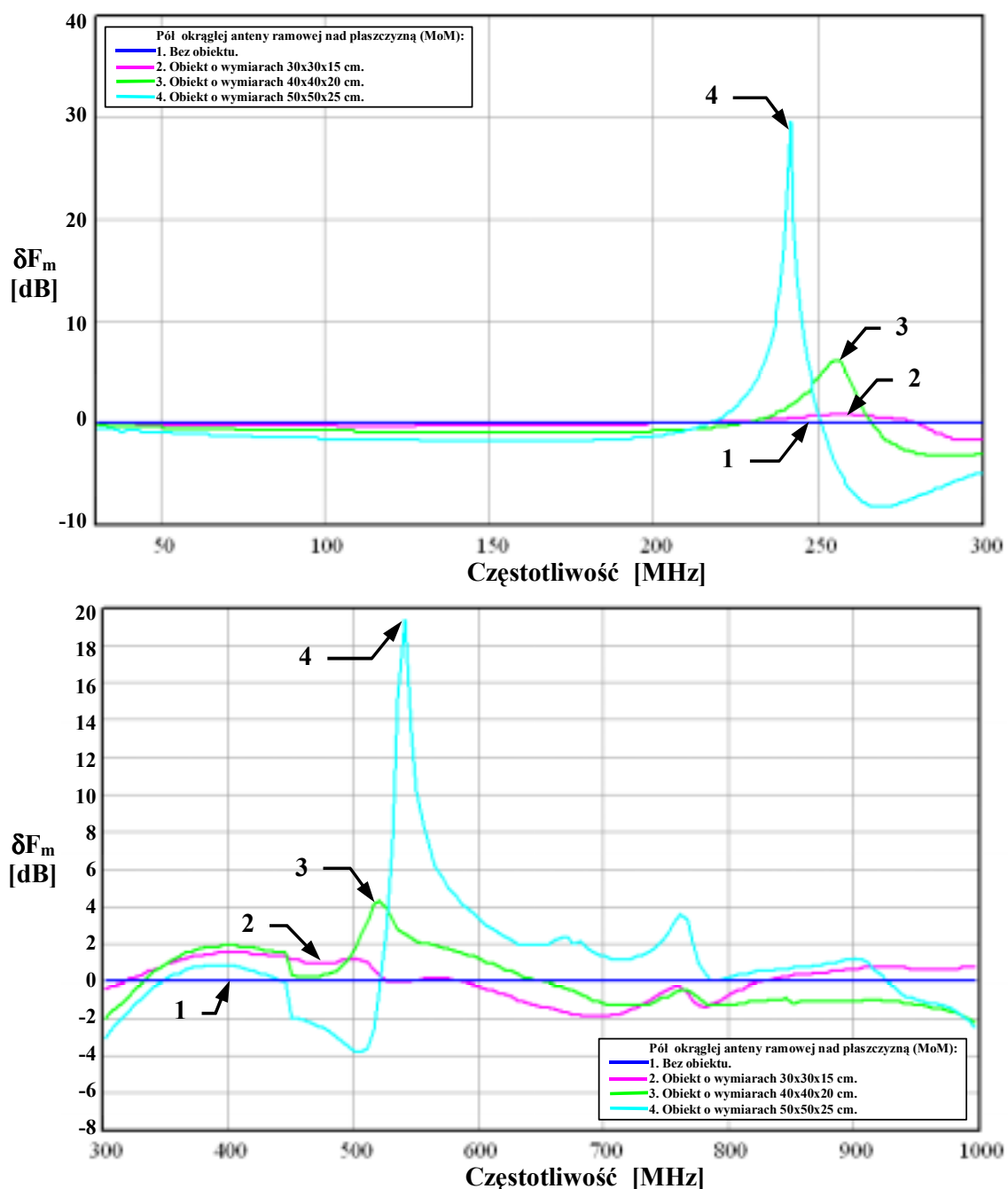
Na rysunkach (Rys. 6.12 oraz Rys. 10.17 ÷ Rys. 10.18 – Załącznik 10.1.3) przedstawiono przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń współczynnika $a(1)$, natomiast na rysunkach (Rys. 6.13 oraz Rys. 10.19 ÷ Rys. 10.20 – Załącznik 10.1.3) przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń współczynnika $a(0)$.



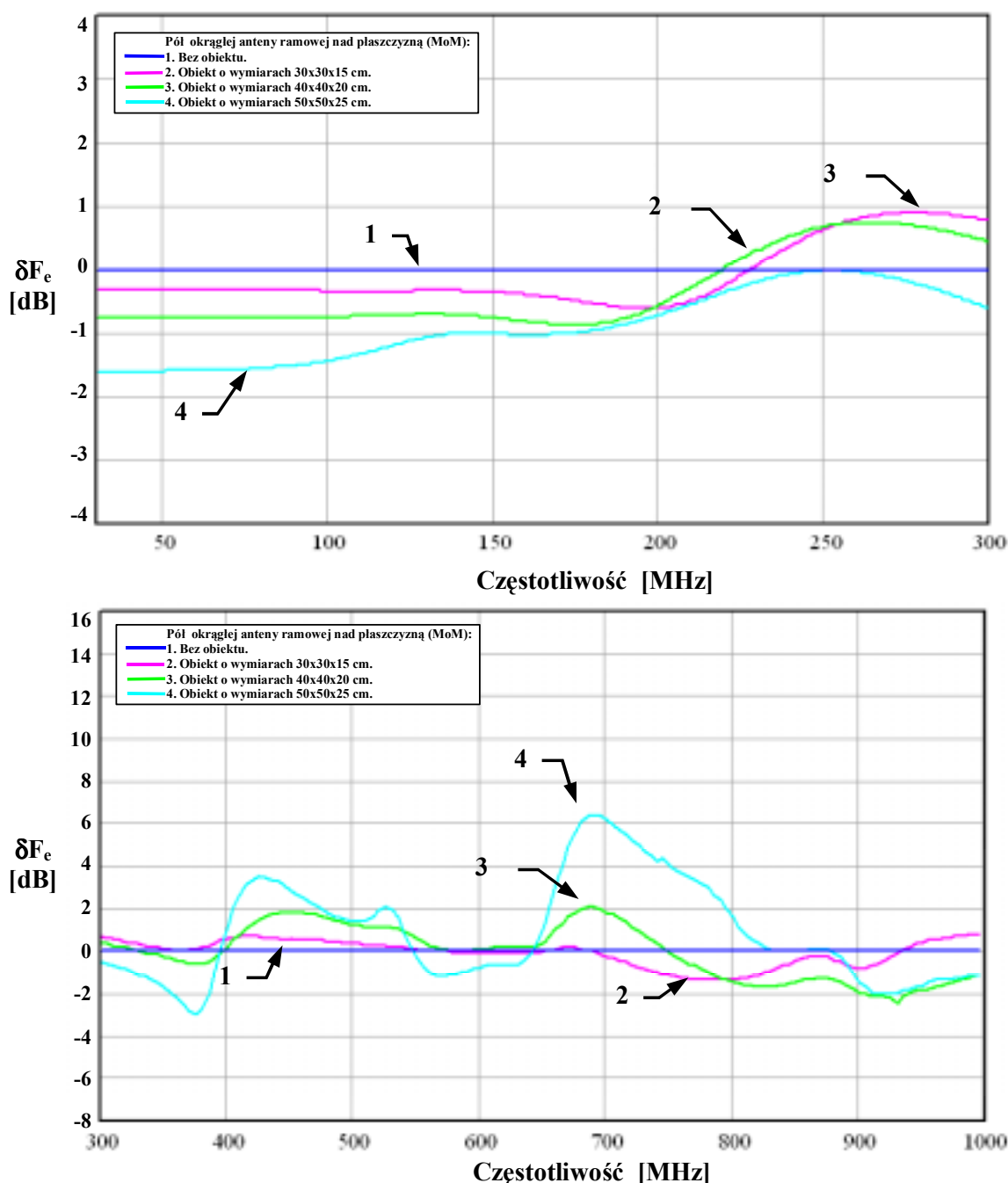
Rys. 6.13. Porównanie względnej zmiany wartości modułu współczynnika $a(0)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy 1,498 m - wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) bez obiektu, (2),(3),(4) z obiektem o wymiarach odpowiednio: 30x30x15 cm, 40x40x20 cm, 50x50x25 cm

Podstawiając obliczone wartości admitancji Y_0 , Y_1 oraz współczynników $a(0)$, $a(1)$ do zależności (6.1) i (6.2) wyznaczono wartości funkcji przejścia F_m , F_e . Przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń funkcji przejścia przedstawiono na wykresach:

- dla funkcji F_m - Rys. 6.14 oraz Rys. 10.21 ÷ Rys. 10.22 - Załącznik 10.1.3,
- dla funkcji F_e - Rys. 6.15 oraz Rys. 10.23 ÷ Rys. 10.24 - Załącznik 10.1.3.



Rys. 6.14. Porównanie względnej zmiany wartości modułu funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy 1,498 m - wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) bez obiektu, (2),(3),(4) z obiektem o wymiarach odpowiednio: 30x30x15 cm, 40x40x20 cm, 50x50x25 cm



Rys. 6.15. Porównanie względnej zmiany wartości modułu funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy 1,498 m - wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) bez obiektu, (2),(3),(4) z obiektem o wymiarach odpowiednio: 30x30x15 cm, 40x40x20 cm, 50x50x25 cm

Na podstawie uzyskanych wyników obliczeń można stwierdzić, że metalowy obiekt umieszczony wewnątrz stanowiska pomiarowego ma istotny wpływ na wartość admitancji, rozkład prądu w antenie, oraz wartość funkcji przejścia. Największy wpływ widoczny jest dla częstotliwości rezonansowych anteny i funkcji przejścia F_m .

Obiekty, których długość przekątnej przekroju w płaszczyźnie anteny jest mniejsza od 1/4 średnicy anteny ramowej (34 cm w analizowanym przypadku) w nieznacznym stopniu wpływają na zmiany wartości funkcji przejścia względem stanowiska bez obiektu. Zmiany te wynoszą odpowiednio $\pm 1,8$ dB dla funkcji F_m i ± 1 dB dla funkcji F_e . Jeżeli długość przekątnej jest bliska 1/3 średnicy anteny ramowej (45 cm w analizowanym przypadku) zmiany wzrastają do ± 5 dB

dla funkcji F_m i ± 2 dB dla funkcji F_e . Jeżeli długość przekątnej obiektu wzrasta powyżej $1/3$ średnicy anteny ramowej (55 cm w analizowanym przypadku) zmiany funkcji przejścia gwałtownie wzrastają i wynoszą: $+6,4$ dB dla funkcji F_e i $+30$ dB dla funkcji F_m .

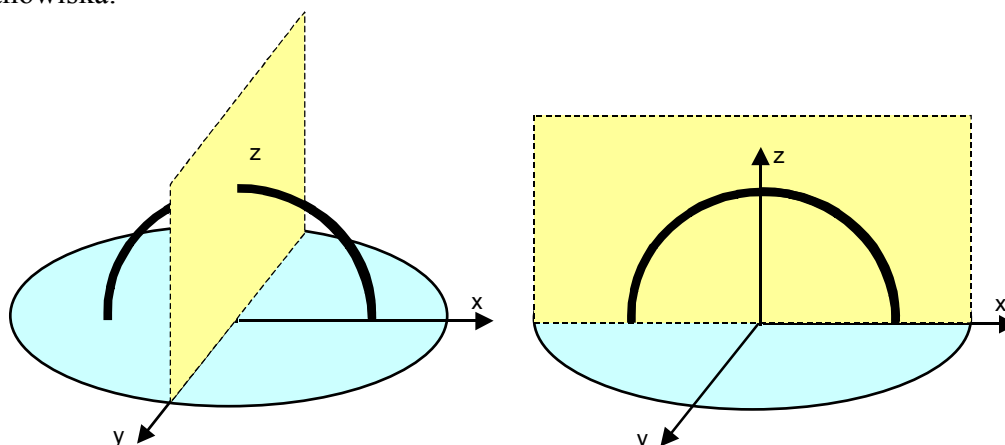
Zaprezentowana w pracy metoda pozwala dokładnie określić wpływ wielkości badanego urządzenia na wartość funkcji przejścia. Nie uwzględnia ona jednak rozkładu źródła pola elektromagnetycznego analizowanego urządzenia i związanych z tym błędów wyznaczania funkcji przejścia.

Pomimo, że istnieje możliwość dokładnej analizy wpływu obiektów o wymiarach przekątnej większych od $1/3$ średnicy anteny ramowej należy pamiętać, że jak w przypadku większości metod alternatywnych, maksymalny rozmiar badanego urządzenia powinien być mniejszy od najkrótszej długości promieniowanej przez nie fali elektromagnetycznej.

6.4. Wpływ położenia badanego obiektu względem anteny pomiarowej

Przeprowadzona w pracy analiza teoretyczna stanowiska z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną, zakłada pełną symetrię układu pomiarowego w dwóch płaszczyznach ($x=0,y,z$) oraz ($x,y=0,z$) (Rys. 6.16). Zachowanie symetrii dotyczy również geometrii badanego obiektu oraz modelu zastępczego źródła promieniowania badanego obiektu (składowych odpowiednich momentów dipolowych). W rzeczywistych obiektach, źródło promieniowania znajduje się poza środkiem geometrycznym badanego urządzenia (zwykle na krawędziach metalowej obudowy). W takim przypadku, chcąc zapewnić centralne położenie źródła promieniowania, należy przesunąć badany obiekt. Przesunięcie obiektu powoduje z kolei zaburzenie geometrii stanowiska pomiarowego, co wpływa na parametry anteny. Przy założeniu centralnego położenia źródła promieniowania badanego obiektu na stanowisku pomiarowym, maksymalne przesunięcie obiektu nie powinno przekraczać połowy długości jego największej krawędzi.

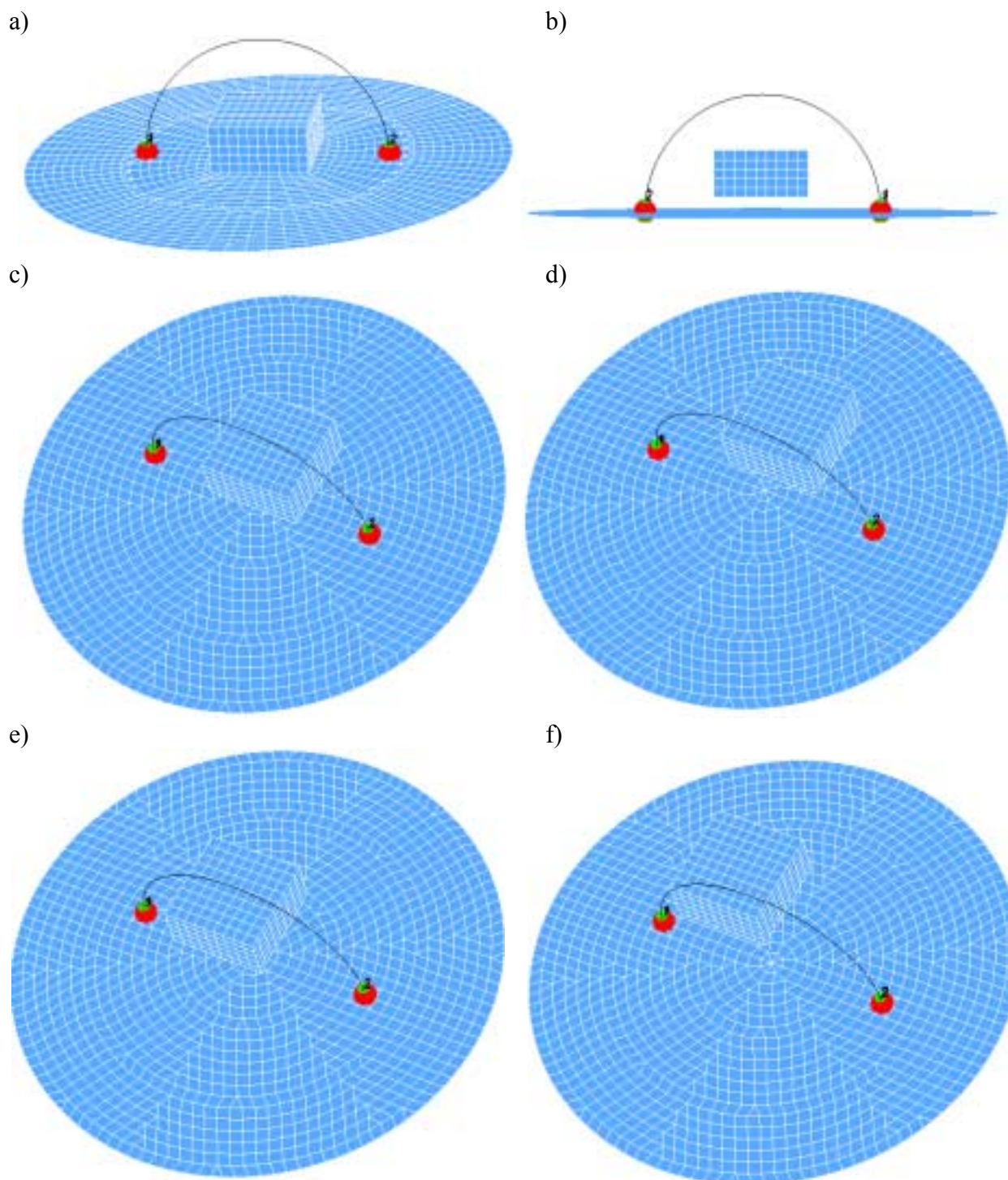
Zaproponowana w pracy metoda analizy numerycznej pozwala na wyznaczenie wpływu położenia dowolnego metalowego obiektu względem anteny pomiarowej na parametry i funkcję przejścia stanowiska.



Rys. 6.16. Płaszczyzny symetrii stanowiska pomiarowego z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną

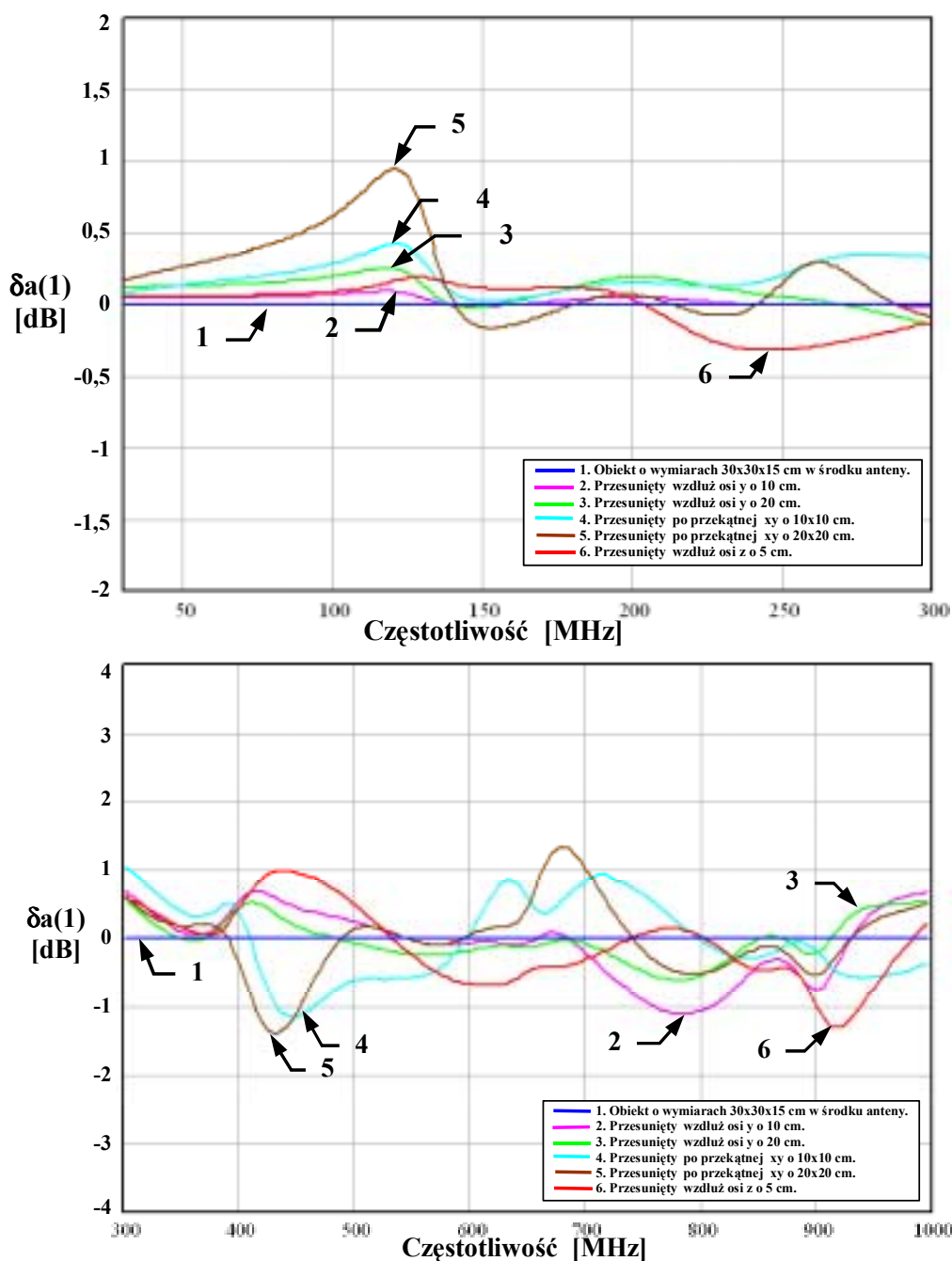
Analizę wpływu położenia badanego obiektu względem anteny pomiarowej przeprowadzono w sposób analogiczny jak w poprzednim rozdziale (Rozdział 10.1.3). Opracowano kilka modeli stanowiska z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej o promieniu $b = 0,3775$ m i promieniu przekroju poprzecznego przewodu $a = 0,625$ mm, umieszczoną prostopadłe nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d = 1,498$ m, z metalowym obiektem o stałych wymiarach $30 \times 30 \times 15$ cm umieszczonym w środku anteny lub przesuwającym

odpowiednio: wzdłuż osi z o 5 cm, wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm. Otrzymane wyniki zaprezentowano na wykresach, na których odniesiono je do wartości wyznaczonych dla stanowiska z urządzeniem umieszczonym w środku anteny.

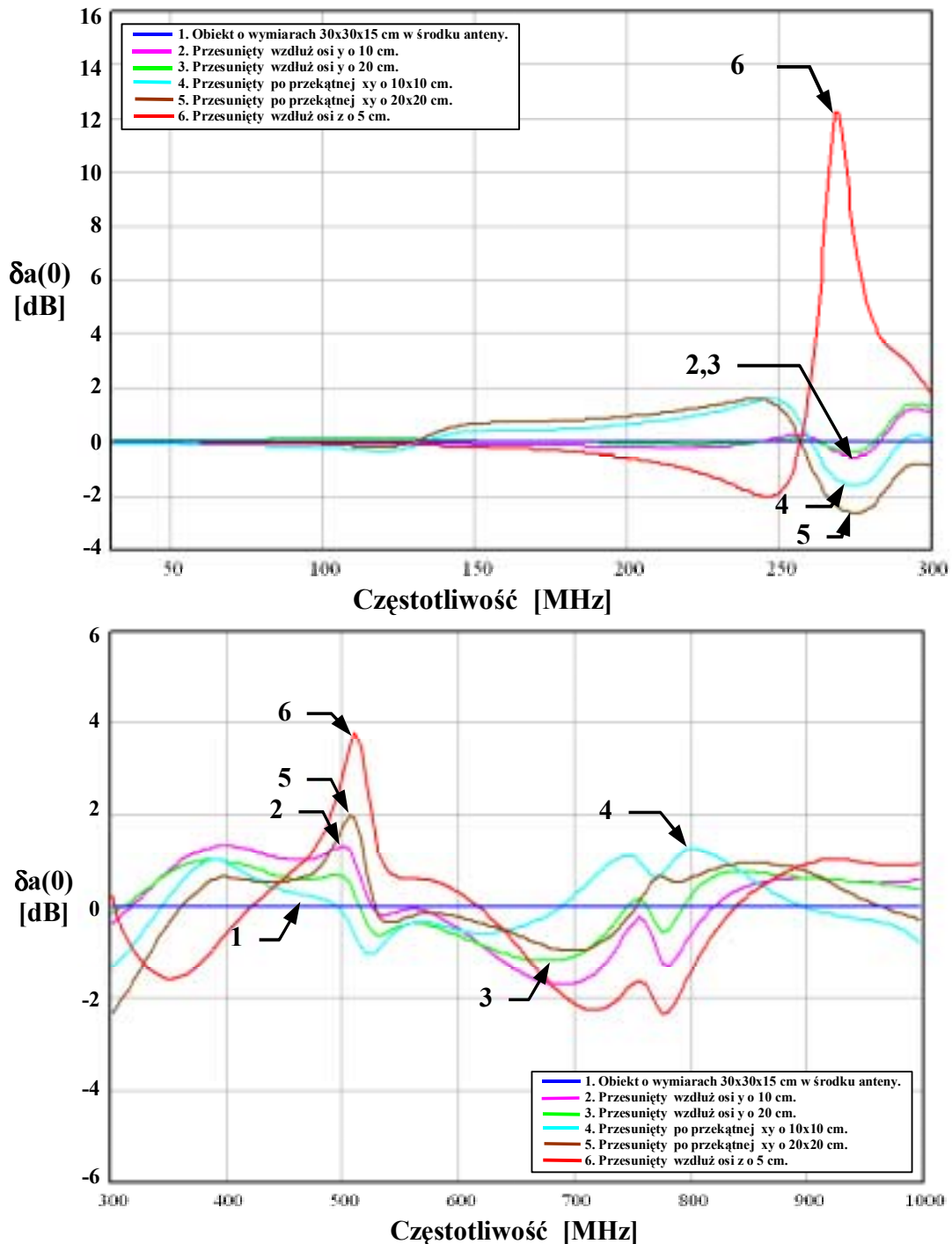


Rys. 6.17. Modele anteny ramowej pobudzonej generatorami o amplitudach 1 V - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $Z_1 = Z_2 = 50\Omega$) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (a) – umieszczonym w środku anteny, (b), (c), (d), (e), (f) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi z o 5 cm, wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm

Przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń współczynnika $a(1)$ przedstawiono na rysunkach (Rys. 6.18 oraz Rys. 10.25 ÷ Rys. 10.26 – Załącznik 10.1.4) natomiast współczynnika $a(0)$ na rysunkach (Rys. 6.19 oraz Rys. 10.27 ÷ Rys. 10.28 – Załącznik 10.1.4).



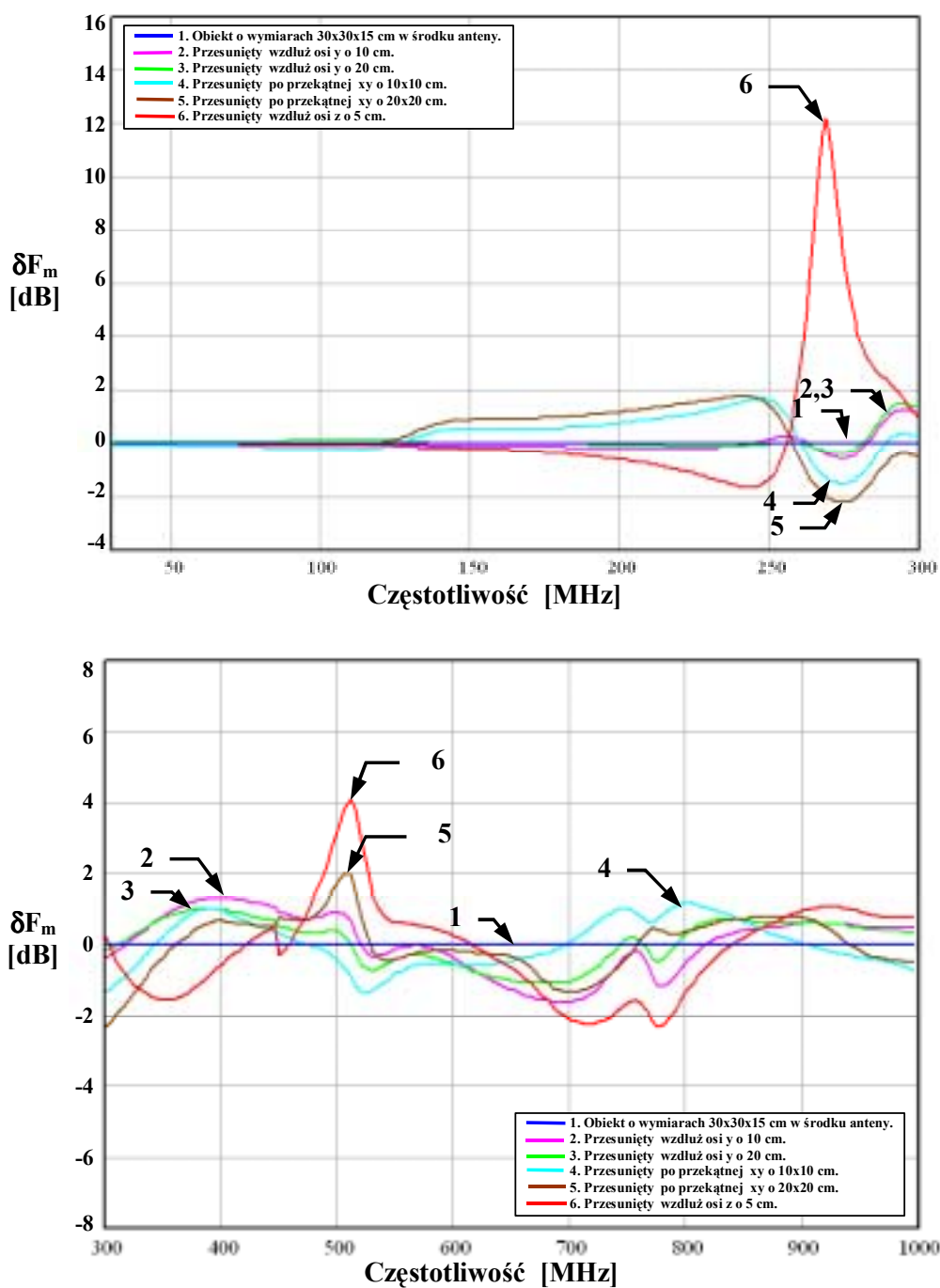
Rys. 6.18. Porównanie względnej zmiany wartości modułu współczynnika $a(1)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2),(3),(4),(5),(6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



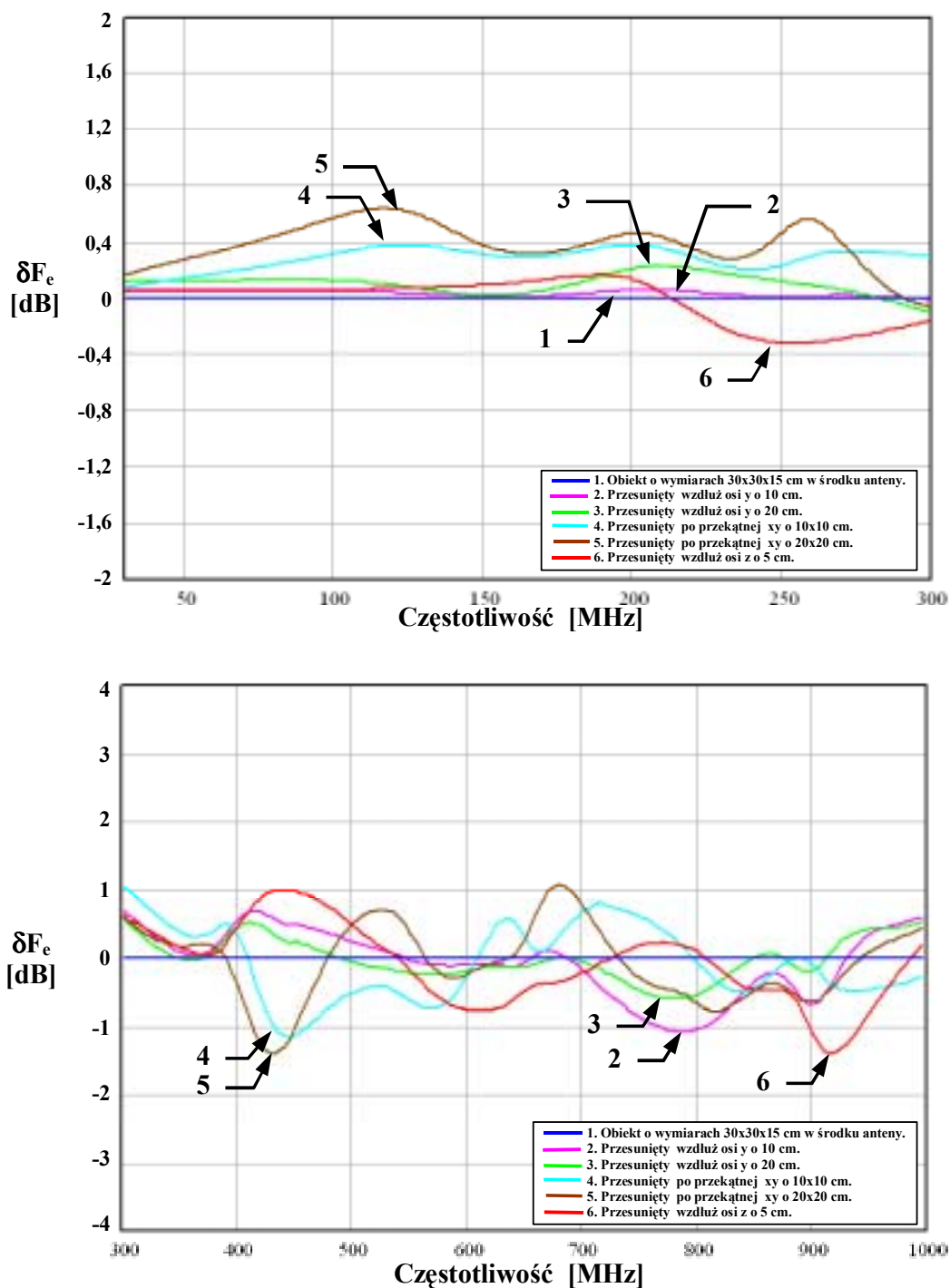
Rys. 6.19. Porównanie względnej zmiany wartości modułu współczynnika $a(0)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2),(3),(4),(5),(6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT

Podstawiając obliczone wartości admitancji Y_0, Y_1 oraz współczynników $a(0), a(1)$ do zależności (6.1) i (6.2), wyznaczono wartości funkcji przejścia F_m, F_e . Przykładowe porównanie uzyskanych wyników obliczeń funkcji przejścia przedstawiono na wykresach:

- dla funkcji F_m - Rys. 6.20 oraz Rys. 10.29 ÷ Rys. 10.30 - Załącznik 10.1.4,
- dla funkcji F_e - Rys. 6.21 oraz Rys. 10.31 ÷ Rys. 10.32 - Załącznik 10.1.4.



Rys. 6.20. Porównanie względnej zmiany wartości modułu funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2),(3),(4),(5),(6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



Rys. 6.21. Porównanie względnej zmiany wartości modułu funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2),(3),(4),(5),(6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT

Analizując otrzymane wyniki symulacji numerycznych można stwierdzić, że położenie obiektu w przestrzeni pomiarowej stanowiska ma wpływ na wartość admitancji, rozkład prądu w antenie oraz wartość funkcji przejścia zarówno dla pola elektrycznego jak i magnetycznego. Największy wpływ położenia obiektu można zaobserwować, gdy obiekt zostaje uniesiony ponad

płaszczyznę przewodzącą (wzdłuż osi z), lub następuje jego przesunięcie wzdłuż osi xy - szczególnie osi x , powodujące zaburzenie symetrii układu pomiarowego.

Zaburzenie symetrii stanowiska pomiarowego związane z przesunięciem obiektu leżącego w płaszczyźnie ($x,y,z=0$) w celu umieszczenia źródła promieniowania w środku anteny, ma niewielki wpływ na zmianę wartości funkcji przejścia. W sytuacji gdy przesunięcie obiektu w płaszczyźnie ($x,y,z=0$) nie przekracza połowy długości jego największej krawędzi (tzn. źródło promieniowania znajduje się w obrębie badanego obiektu lub na jego powierzchni), wpływ przesunięcia na funkcje przejścia wynosi ok. $\pm 1,6$ dB dla funkcji F_m oraz ok. $\pm 1,2$ dB dla funkcji F_e .

Znacznie większy wpływ na wartość funkcji przejścia ma uniesienie obiektu ponad płaszczyznę przewodzącą. Gdy badany obiekt uniesiemy na wysokość 5 cm powyżej płaszczyzny przewodzącej, to wartości funkcji przejścia w zakresie częstotliwości od 30 MHz do 1 GHz ulegają zmianie o $^{+12,0}_{-2,4}$ dB dla funkcji F_m i $^{+1,0}_{-1,4}$ dB dla funkcji F_e .

Na podstawie przeprowadzonych rozważań można jednoznacznie stwierdzić, że zaproponowana przez autora metoda obliczeń numerycznych umożliwi dokładne określenie wpływu położenia badanego obiektu na funkcje przejścia stanowiska pomiarowego z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej, umieszczonej prostopadle nad przewodzącą płaszczyznę.

7. Wyznaczanie funkcji przejścia stanowiska metodą pomiarową

W Instytucie Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, w ramach prowadzonych prac badawczych wykonano model stanowiska pomiarowego z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyznę. Model stanowiska jest zgodny z zaleceniami wynikającymi z przeprowadzonej w pracy analizy teoretycznej. Parametry geometryczne stanowiska posłużyły w pracy do analizy dokładności wyznaczania funkcji przejścia metodą analityczną i numeryczną.

W poprzednim rozdziale autor pracy wykazał, że do określenia dokładności wyznaczania funkcji przejścia F_m i F_s stanowiska pomiarowego metodą numeryczną, należy uwzględnić rozkład prądu płynącego w antenie (dwa pierwsze współczynniki $a(0)$ i $a(1)$ rozkładu prądu w wykładniczy szereg Fouriera) oraz admitancje wejściowe Y_0 i Y_1 anteny. Zastosowanie w obliczeniach numerycznych metody momentów pozwala uwzględnić wpływ różnych parametrów stanowiska pomiarowego na wartość funkcji przejścia.

Znając sumę I_s i różnicę I_d prądów płynących przez obciążenia połowy anteny oraz wartości funkcji przejścia F_m i F_s , w prosty sposób możemy wyznaczyć składowe momentów m_z i p_y odpowiednio dipola magnetycznego i elektrycznego zastępczego źródła promieniowania badanego obiektu.

Istotnym elementem niniejszej pracy jest doświadczalna weryfikacja poprawności wyznaczania funkcji przejścia stanowiska pomiarowego. Przeprowadzając kalibrację stanowiska metodą pomiarową, można ocenić wpływ przyjętych w analizie teoretycznej uproszczeń na wyniki badań.

Zdjęcie wykonanego modelu stanowiska pomiarowego przedstawiono na rysunku (Rys. 7.1). Stanowisko składa się z anteny ramowej o promieniu $b = 0,3775$ m wykonanej z drutu o promieniu przekroju poprzecznego $a = 0,625$ mm, oraz okrągłej płaszczyzny przewodzącej o średnicy $d = 1,498$ m wykonanej z blachy aluminiowej o grubości 0,5 mm. Antena wsparta jest na dielektrycznej konstrukcji nośnej wykonanej z tekstolitu. Oba końce anteny zakończone są złączami BNC zainstalowanymi w płaszczyźnie przewodzącej.



Rys. 7.1. Stanowisko do pomiaru emisyjności urządzeń za pomocą połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną

W geometrycznym środku płaszczyzny znajduje się wymienny fragment blachy o wymiarach $0,31 \times 0,31$ m. Wykorzystywany jest on w procesie kalibracji do instalacji wzorcowych dipoli: elektrycznego i magnetycznego. Funkcję wzorcowego dipola magnetycznego pełni połowa niewielkiej okrągłej anteny ramowej (Rys. 7.2) o promieniu $r=31,35$ mm, wykonana z drutu o promieniu przekroju poprzecznego $a=0,625$ mm. Funkcję wzorcowego dipola elektrycznego pełni krótka antena liniowa (unipol) (Rys. 7.3) o wysokości $h=7,4$ mm, wykonana z drutu o promieniu przekroju poprzecznego $a=0,625$ mm. Obie anteny zainstalowane są centralnie nad fragmentami blachy aluminiowej o wymiarach $0,31 \times 0,31$ m i grubości $0,5$ mm, a ich wejścia zakończone są złączami BNC.



Rys. 7.2. Dipol magnetyczny zastosowany w pomiarach kalibracyjnych



Rys. 7.3. Dipol elektryczny zastosowany w pomiarach kalibracyjnych

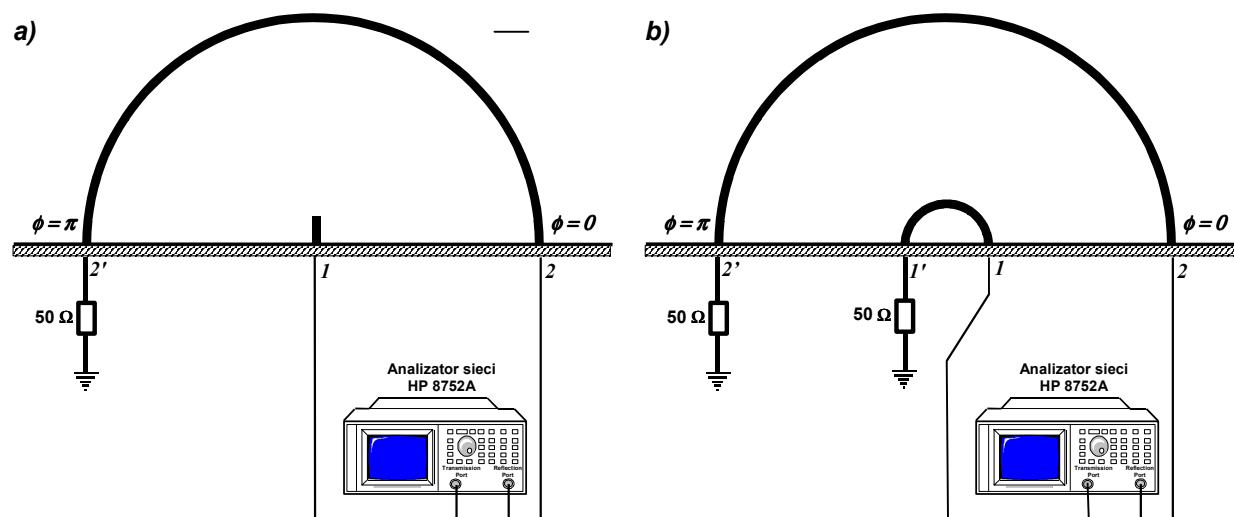
7.1. Kalibracja stanowiska pomiarowego

W procesie kalibracji, wymienny fragment płaszczyzny przewodzącej zastępowany jest fragmentem blachy z odpowiednią anteną wzorcową. Jak wykazano na podstawie rozważań teoretycznych i obliczeń numerycznych, jeżeli w środku stanowiska pomiarowego umieszczony zostanie dipol elektryczny (krótka antena liniowa), którego moment jest prostopadły do linii przechodzącej przez oba obciążenia anteny i styczny do powierzchni anteny, to prąd płynący w antenie zależy wyłącznie od pola elektromagnetycznego wzbudzonego przez ten dipol a natężenie prądu na obu obciążeniach jest takie samo. Jeżeli w środku stanowiska pomiarowego umieszczony zostanie dipol magnetyczny (połowa niewielkiej okrągłej anteny ramowej), którego moment jest prostopadły do powierzchni anteny, to prąd płynący w antenie zależy wyłącznie od pola elektromagnetycznego wzbudzonego przez ten dipol, a natężenie prądu na obu obciążeniach jest takie samo lecz ma przeciwne fazy.

Kalibracja stanowiska polega zatem na:

- pobudzeniu wzorcowego dipola elektrycznego i magnetycznego (krótka antena liniowa i połowa niewielkiej anteny ramowej) o znanych momentach, umieszczonych w przestrzeni pomiarowej stanowiska,
- pomiarze prądów wzbudzonych w antenie i przepływających przez obciążenia anteny ramowej,
- wyznaczeniu wartości funkcji przejścia.

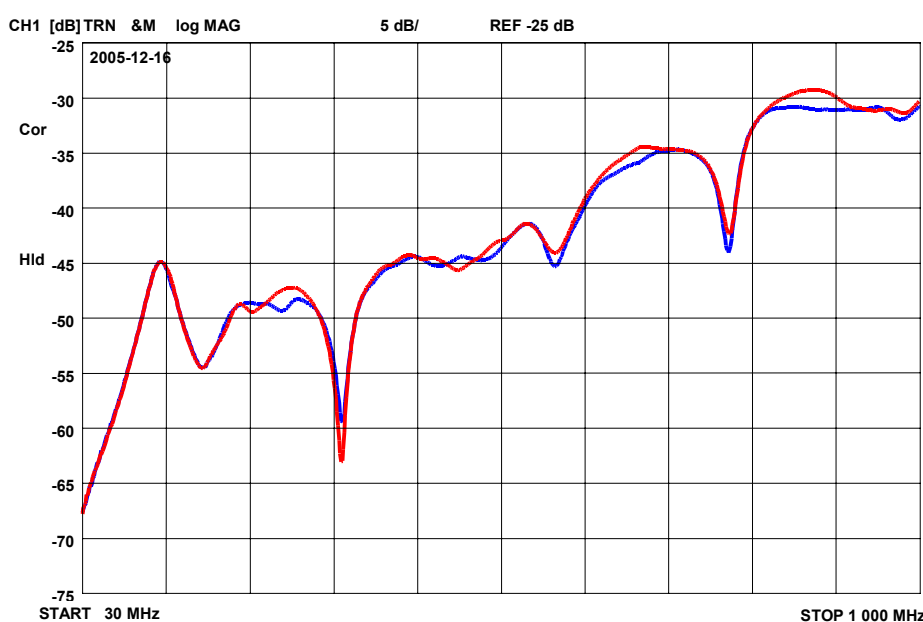
Jeżeli stanowisko pomiarowe jest w pełni symetryczne to do wyznaczenia funkcji przejścia wystarczy pomiar prądu wzbudzonego w antenie tylko na jednym z obciążeń. Oczywiście w rzeczywistych układach pomiarowych spełnienie tego warunku jest trudne w realizacji. Innym rozwiązaniem jest pomiar prądu na obu obciążeniach lub zastosowanie sumatora. Każde z tych rozwiązań ma swoje zalety i wady. Oddzielny pomiar prądu na obydwu obciążeniach dwukrotnie wydłuża czas pomiarów, jak również nie eliminuje wpływu pasożytniczych źródeł zakłóceń, których wartość może być zdeterminowana czasowo. Zastosowanie sumatora znacznie skraca czas pomiarów, lecz w przypadku rzeczywistych rozwiązań układowych nie jest w stanie wyeliminować wzajemnego wpływu dołączonych urządzeń i obciążeń anteny.



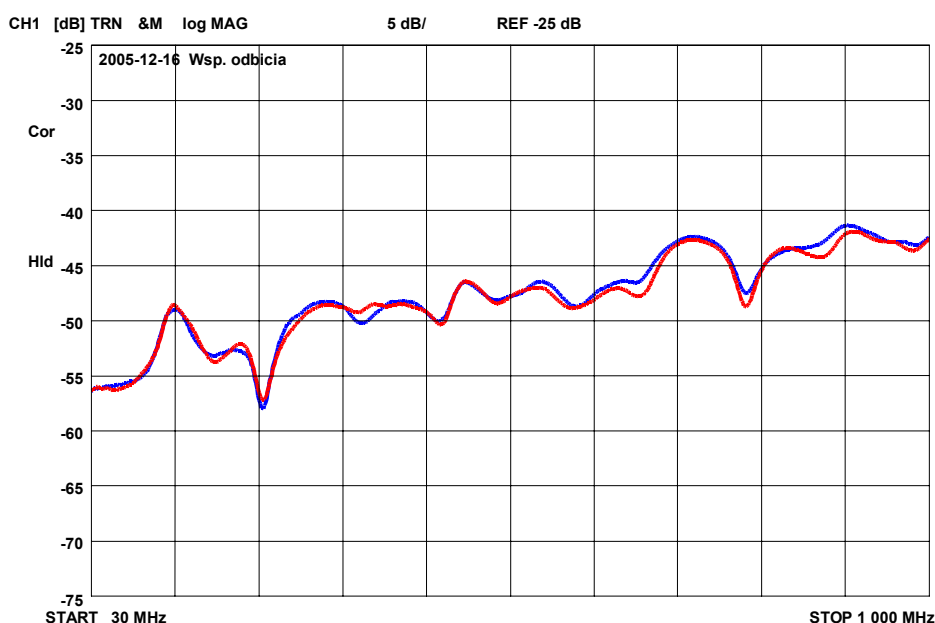
Rys. 7.4. Kalibracja stanowiska do pomiaru emisyjności urządzeń za pomocą połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej nad przewodzącą płaszczyzną:
 a) pomiar funkcji przejścia F_e ,
 b) pomiar funkcji przejścia F_m .

Ponieważ podczas badań nie dysponowano odpowiednim sumatorem, przeprowadzono weryfikację symetrii stanowiska pomiarowego poprzez pomiar transmitancji układu kalibracyjnego (Rys. 7.4).

Wszystkie pomiary przeprowadzono w komorze ekranowanej w celu wyeliminowania wpływu zewnętrznych pól elektromagnetycznych. Do badań wykorzystano analizator sieci HP 8752A umożliwiający pomiar zarówno charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych jak i fazowo-częstotliwościowych zespolonych wartości transmitancji czwórników, oraz zespolonego współczynnika odbicia fali od dwójników w rozpatrywanym w pracy paśmie częstotliwości od 30 MHz do 1000 MHz. Podczas badań urządzenia pomiarowe i rejestrujące dane (analizator sieci HP 8752A i komputer PC z monitorem) znajdowały się pod płaszczyzną przewodzącą (Rys. 7.7). W ten sposób ograniczono wpływ urządzeń i przewodów (kable koncentrycznych SUCOFLEX) na wyniki pomiarów.



Rys. 7.5. Wynik pomiaru transmitancji układu antenowego - dipol elektryczny (unipol) <-> antena pomiędzy wejściami: --- 1 i 2 oraz --- 1 i 2' (Rys. 7.4a)



Rys. 7.6. Wynik pomiaru transmitancji układu antenowego - dipol magnetyczny <-> antena ramowa - pomiędzy wejściami: --- 1 i 2 oraz --- 1' i 2' (Rys. 7.4b)

Wyniki pomiarów transmitancji układów antenowych: dipol elektryczny (unipol) <-> antena ramowa oraz dipol magnetyczny <-> antena ramowa w paśmie częstotliwości od 30 MHz do 1 GHz, zamieszczono odpowiednio na rysunkach (Rys. 7.5) i (Rys. 7.6). W obydwu przypadkach maksymalna różnica pomiędzy wartościami transmitancji mierzonymi na przeciwległych wejściach anteny ramowej jest nie większa niż 2 dB w całym rozpatrywanym zakresie częstotliwości. Świadczy to o dużej symetrii układu pomiarowego, oraz pozwala na przeprowadzanie pomiarów tylko na jednym z wejść anteny ramowej.



Rys. 7.7. Podłączenie przyrządu pomiarowego i obciążeń impedancyjnych do stanowiska w procesie kalibracji

7.1.1. Wyznaczenie funkcji przejścia F_e i F_m

Do wyznaczenia wartości funkcji przejścia stanowiska metodą pomiarów niezbędna jest znajomość impedancji wejściowej anteny (dipola elektrycznego i magnetycznego). Pomiar impedancji wejściowej dipola elektrycznego (krótkiej anteny liniowej) jest trudny w realizacji. Z tego względu do jej wyznaczenia wykorzystano zależność teoretyczną (7.1), która definiuje

Z_{dip_teor} jako połowę wartości impedancji wejściowej $Z_{dip_free_space}$ dipola krótkiego (bezstratnego) [64], [65].

$$Z_{dip_teor} = \frac{Z_{dip_free_space}}{2} = \frac{80 \cdot \pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 - j \cdot \frac{120 \cdot \lambda}{\pi \cdot h} \left[\ln\left(\frac{h}{2a}\right) - 1 \right]}{2}, \quad (7.1)$$

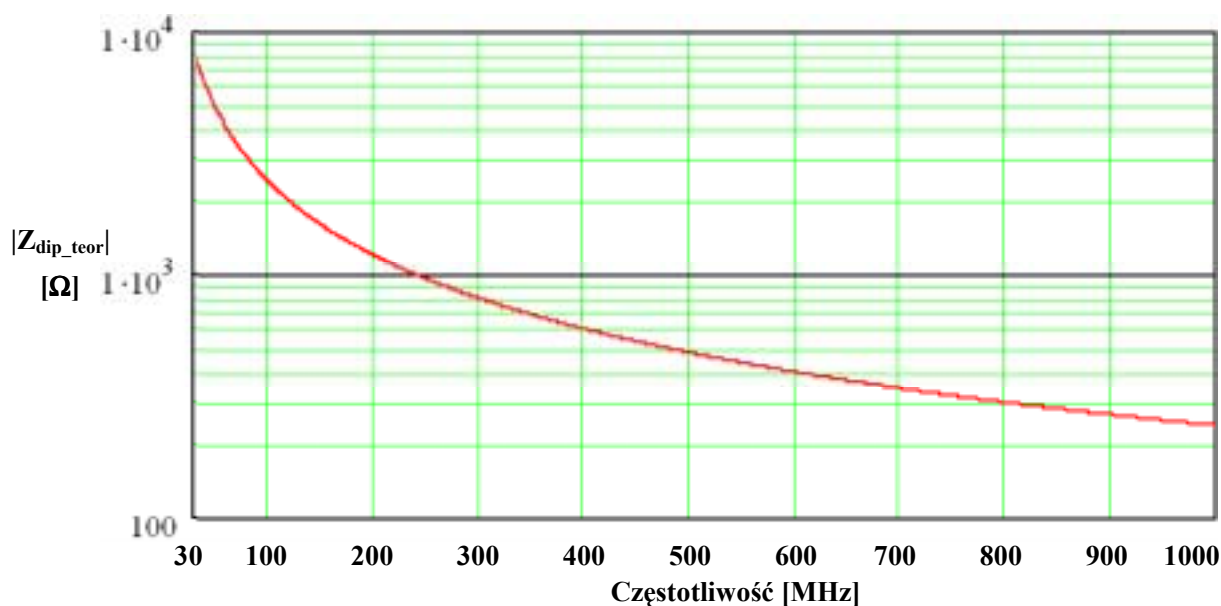
gdzie: h – wysokość unipola, λ - długość fali, a - promień przekroju poprzecznego przewodu z którego został wykonany dipol.

Wyznaczoną z zależności (7.1) wartość modułu impedancji wejściowej dipola elektrycznego (unipola) wykorzystywanego do kalibracji stanowiska przedstawiono na rysunku (Rys. 7.8).

Wartość impedancji wejściowej dipola magnetycznego Z_{ram_teor} (połowy anteny ramowej o rozmiarach mniejszych od najmniejszej długości promieniowanej fali elektromagnetycznej tzn. $r < 0.2\lambda$ i $a < 0.001\lambda$), można wyznaczyć z zależności (7.2) opisaney w [64], [65] jako połowę wartości impedancji wejściowej Z_{ram_full} pełnej anteny ramowej:

$$Z_{ram_teor} = \frac{Z_{ram_full}}{2} = \frac{31200 \left(\frac{\pi \cdot r^2}{\lambda^2}\right)^2 - j \cdot r \cdot \omega \cdot \mu_0 \left[\ln\left(\frac{8 \cdot r}{a}\right) - 1.75 \right]}{2}, \quad (7.2)$$

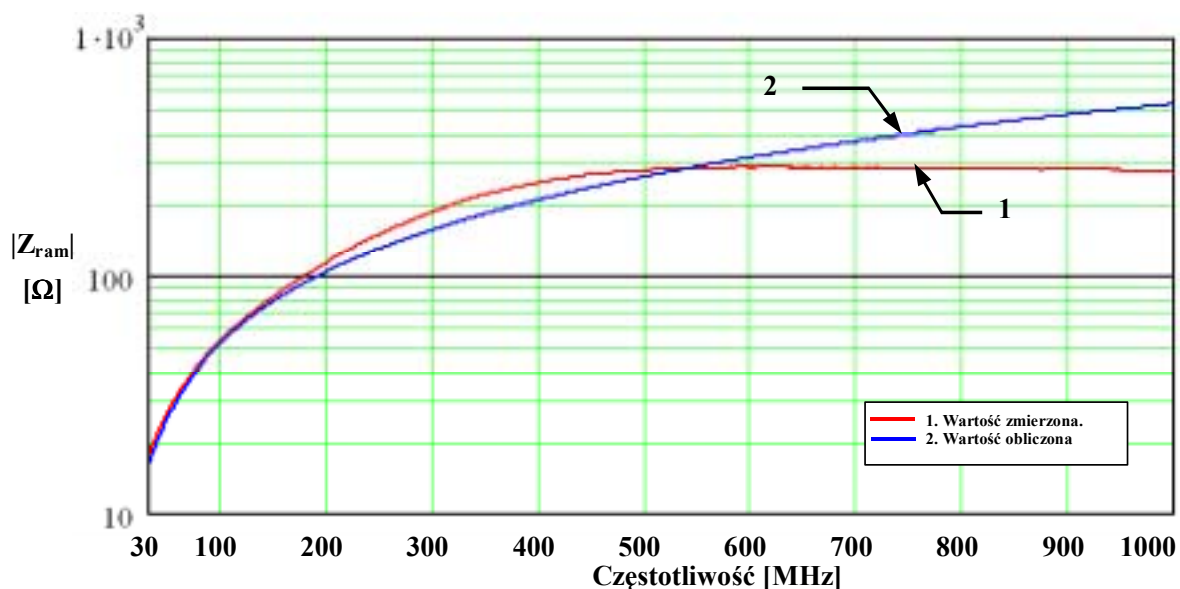
gdzie: r – promień anteny ramowej, λ - długość fali, a - promień przekroju poprzecznego przewodu z której została wykonana antena.



Rys. 7.8 Obliczony teoretycznie moduł impedancji wejściowej dipola elektrycznego

Impedancję wejściową dipola magnetycznego Z_{ram} można wyznaczyć na podstawie pomiaru analizatorem sieci tłumienności odbiciowej RL (Return Loss) na wejściu anteny.

$$RL = -20 \log \left| \frac{Z_{ram_pom} - Z_0}{Z_{ram_pom} + Z_0} \right|, \quad (7.3)$$



Rys. 7.9. Porównanie zmierzonego i obliczonego modułu impedancji wejściowej dipola magnetycznego

Po przekształceniu zależności (7.3) otrzymujemy:

$$Z_{ram_pom} = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_{ram_pom}}{1 - \Gamma_{ram_pom}}, \quad (7.4)$$

gdzie:

$$\Gamma_{ram_pom} = 10^{\frac{RL}{20}} - \text{współczynnik odbicia na wejściu dipola magnetycznego.} \quad (7.5)$$

Porównanie wartości modułu impedancji wejściowej dipola magnetycznego obliczonej z zależności teoretycznej (7.2), oraz z zależności (7.4) na podstawie zmierzonej wartości tłumienności odbiciowej na wejściu anteny przedstawiono na rysunku (Rys. 7.9)

W zakresie częstotliwości od 30 MHz do 600 MHz uzyskano podobne wartości impedancji wejściowej dipola magnetycznego. Powyżej 700 MHz różnica pomiędzy wartością wyznaczoną z zależności teoretycznych, a wartością obliczoną na podstawie pomiarów przekracza wartość 100 Ω i ma tendencję wzrostową.

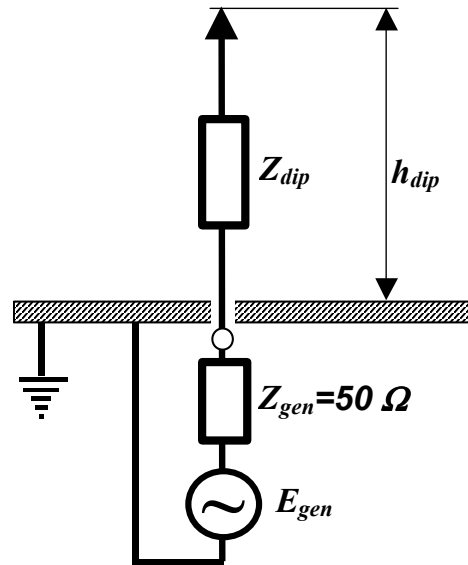
Do wyznaczenia funkcji przejścia F_e wykorzystano dipol elektryczny (unipol), którego schemat zastępczy zamieszczono na rysunku (Rys. 7.10).

W procesie kalibracji dipol elektryczny zainstalowany w środku połowy anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyznę, pobudzano z wyjścia analizatora sieci o impedancji 50 Ω (Rys. 7.4 a). Moment dipola prostopadły do linii przechodzącej przez obciążenia anteny ramowej i styczny do jej powierzchni wzbudza prąd w antenie ramowej. Amplitudy natężenia prądu na obu obciążeniach anteny ramowej są takie same, natomiast ich fazy są przeciwne.

$$I(0) = -I(\pi). \quad (7.6)$$

Dzięki tej własności, mierząc natężenie prądu płynącego przez jedno z obciążeń ($I(0)$ lub $I(\pi)$) oraz wyznaczając moment p_y unipola, w prosty sposób można obliczyć wartość funkcji przejścia F_e z zależności:

$$F_e = \frac{p_y}{I_d} = \frac{p_y}{I(0) - I(\pi)} = \frac{p_y}{2 \cdot I(0)}. \quad (7.7)$$



Rys. 7.10. Schemat zastępczy dipola elektrycznego (unipola) do kalibracji stanowiska pomiarowego

Moment p_y unipola jest wprost proporcjonalny do wysokości skutecznej h_{sk} anteny i prądu I_{dip} na jej wejściu:

$$p_y = I_{dip} \cdot h_{sk} \quad (7.8)$$

Wiedząc że unipol pobudzany jest przebiegiem sinusoidalnym, jego wysokość skuteczną h_{sk} można wyznaczyć z zależności [65]:

$$h_{sk} = \frac{1}{|I_{max}|} \int_0^{h_{dip}} |I(x)| dx = \frac{1}{|I_{max}|} \int_0^{h_{dip}} \left| \sin\left(\frac{\pi \cdot x}{\lambda}\right) \right| dx \quad (7.9)$$

Wartość tą wyrażamy w metrach.

Z kolei prąd płynący na wejściu unipola można wyznaczyć na podstawie impedancji charakterystycznej Z_{obw} obwodu i napięcia U_{gen} na wyjściu analizatora:

$$I_{dip} = \frac{U_{gen}}{Z_{obw}} \quad (7.10)$$

gdzie:

$$Z_{obw} = Z_{gen} + Z_{dip}, \quad Z_{gen} = 50\Omega \quad (7.11)$$

Mierząc prąd I_{pom} na jednym z obciążeń anteny ramowej, funkcję przejścia F_e wyznacza się z zależności:

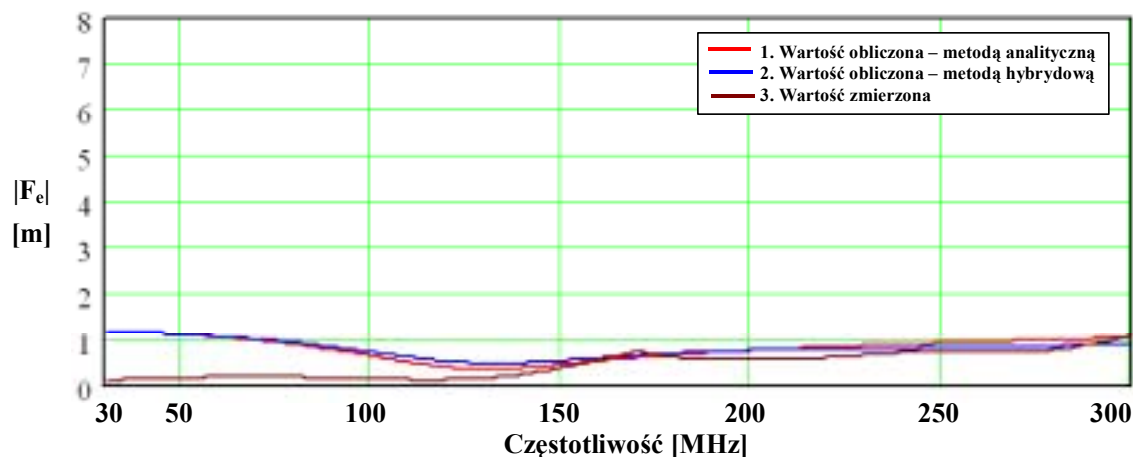
$$F_e = \frac{U_{gen} \cdot (1 + \Gamma_{wej_dip}) \cdot h_{sk}}{Z_{obw} \cdot 2 \cdot I_{pom}} \quad (7.12)$$

gdzie:

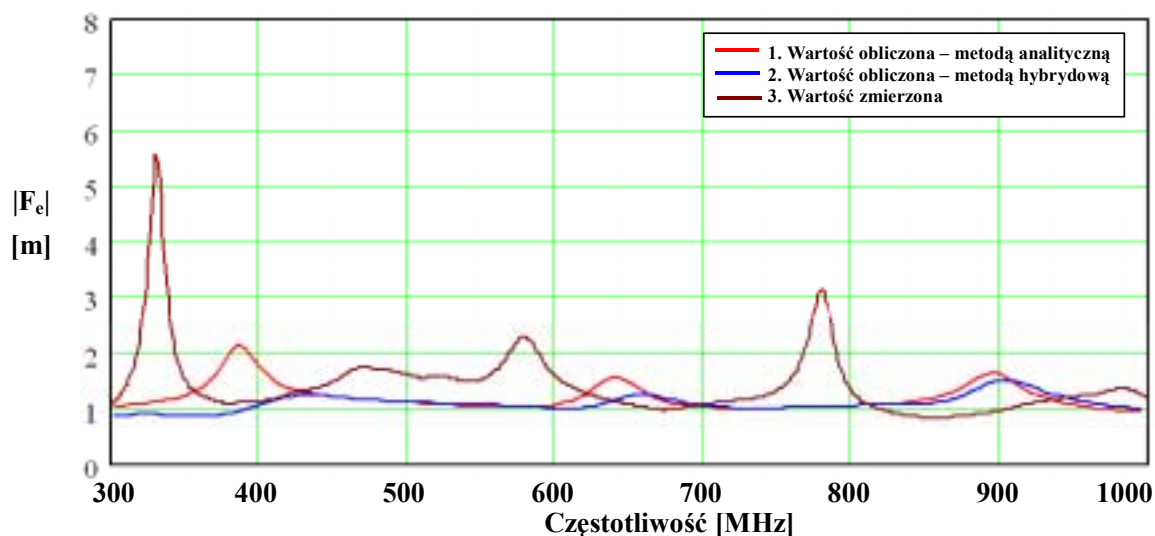
$$\Gamma_{wej_dip} = \frac{Z_{dip} - Z_o}{Z_{dip} + Z_o} \text{ - obliczony współczynnik odbicia na wejściu unipola.} \quad (7.13)$$

Wykorzystując zależność (7.12) oraz wyznaczony na podstawie pomiaru funkcji transmitancji stanowiska pomiarowego prąd I_{pom} obliczono wartość funkcji przejścia F_e .

Porównanie wartości funkcji przejścia F_e obliczonych na podstawie teoretycznych zależności analitycznych, metodą hybrydową zaproponowaną przez autora oraz na podstawie pomiarów przedstawiono na rysunkach (Rys. 7.11÷ Rys. 7.14).



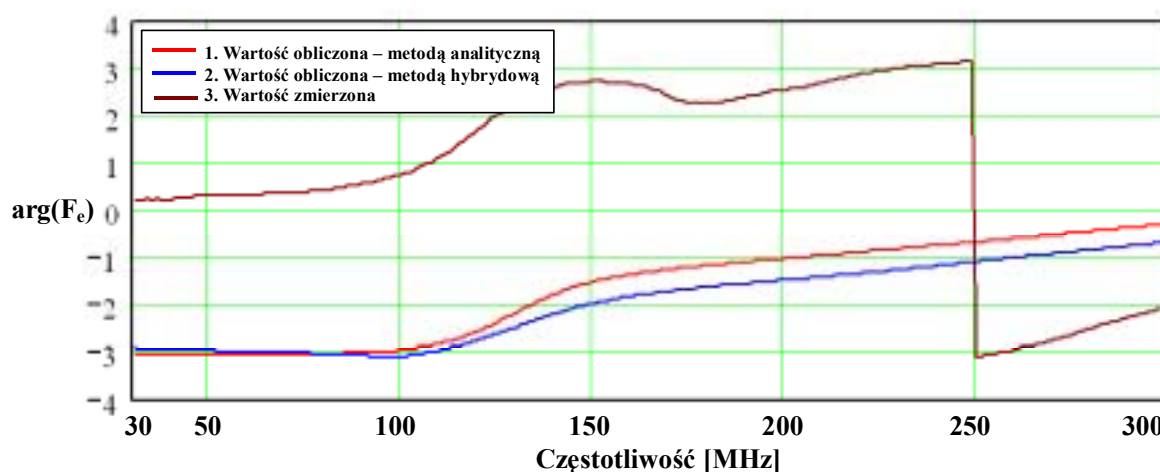
Rys. 7.11. Porównanie modułu funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d=1,498$ m w zakresie częstotliwości 30 MHz ÷ 300 MHz: (1) obliczonej z zależności analitycznych, (2) obliczonej metodą hybrydową, (3) wyznaczonej na drodze pomiarów



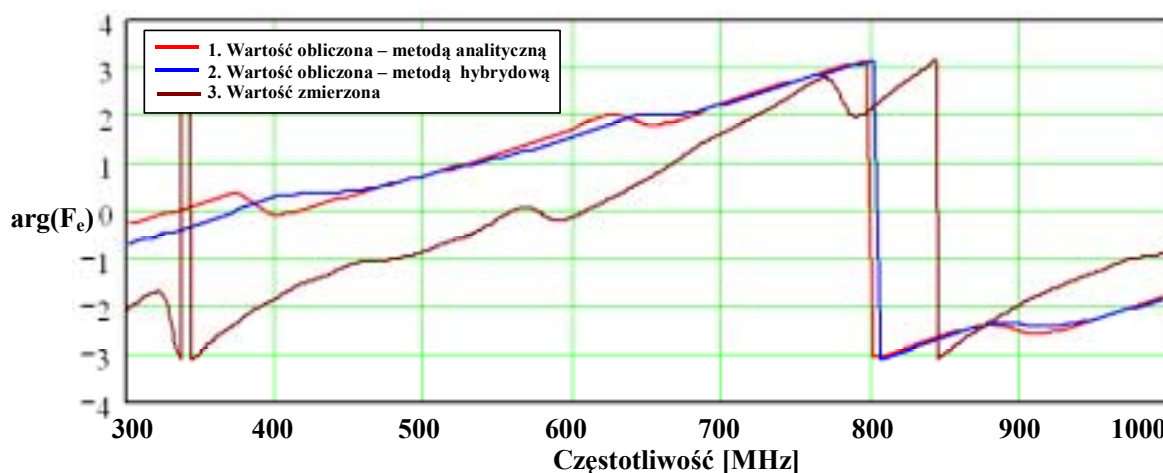
Rys. 7.12. Porównanie modułu funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d=1,498$ m w zakresie częstotliwości 300 MHz ÷ 1 GHz: (1) obliczonej z zależności analitycznych, (2) obliczonej metodą hybrydową, (3) wyznaczonej na drodze pomiarów

Wartość modułu funkcji przejścia F_e jak i jej fazy obliczone dwiema metodami charakteryzuje się bardzo dużą zbieżnością w całym analizowanym zakresie częstotliwości od 30 MHz do 1 GHz (Rys. 7.11 ÷ Rys. 7.14). Nieco mniejszą zbieżność możemy zaobserwować pomiędzy wartościami uzyskanymi z obliczeń i pomiarów. Dla dolnego zakresu częstotliwości (30 MHz ÷ 120 MHz) (Rys. 7.11) rozbieżności mogą wynikać z przyjętych do wyznaczenia funkcji przejścia F_e teoretycznych wartości impedancji Z_{dip} oraz współczynnika odbicia Γ_{wej_dip} na wejściu unipola. Rozwiązaniem tego problemu mogłoby być zastosowanie

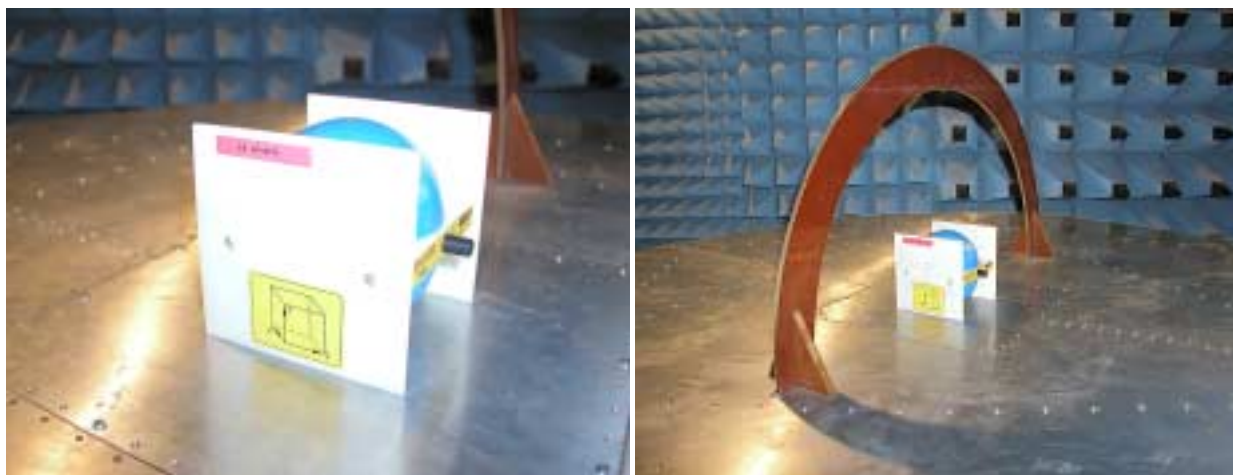
symetryzatorów. Jednakże wprowadzenie na wejściu anten dodatkowych układów symetryzujących spowodowało by znaczne zmniejszenie dynamiki układu pomiarowego. Największe rozbieżności pomiędzy wartościami uzyskanymi z obliczeń i pomiarów występują dla częstotliwości 329 MHz, 578 MHz i 780 MHz (Rys. 7.12). Wynikają one z rezonansów związanych z wymiarami geometrycznymi stanowiska pomiarowego, a w szczególności skończonego rozmiaru płaszczyzny przewodzącej. Różnice mogą również wynikać z niedoskonałości wykonania stanowiska pomiarowego i samej komory bezodbiciowej. Natomiast w niewielkim stopniu na wyniki pomiarów miały wpływ: aparatura pomiarowa i kable doprowadzające ze względu na ich usytuowanie pod płaszczyzną przewodzącą (Rys. 7.1, Rys. 7.7). Innym sposobem wyznaczenia funkcji przejścia F_e może być zastosowanie wzorcowego źródła pola o znanym momencie elektrycznym i zasilanego bateryjnie (Rys. 7.15) oraz miernika w.c.z. Ten rodzaj kalibracji powinien wyeliminować błędy związane z wyznaczaniem momentu dipola elektrycznego (unipola), oraz wpływ przewodów doprowadzających i samego źródła sygnału (generatora). Wymaga natomiast dokładnej znajomości charakterystyki częstotliwościowej momentu dipola elektrycznego.



Rys. 7.13. Porównanie fazy funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d=1,498$ m w zakresie częstotliwości 30 MHz ÷ 300 MHz: (1) obliczonej z zależności analitycznych, (2) obliczonej metodą hybrydową, (3) wyznaczonej na drodze pomiarów



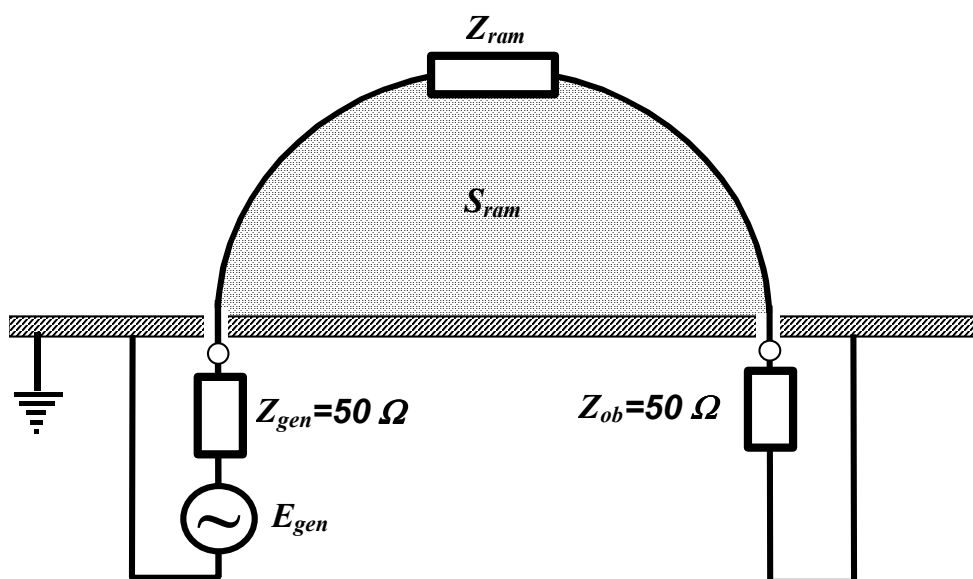
Rys. 7.14. Porównanie fazy funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d=1,498$ m w zakresie częstotliwości 300 MHz ÷ 1 GHz: (1) obliczonej z zależności analitycznych, (2) obliczonej metodą hybrydową, (3) wyznaczonej na drodze pomiarów



Rys. 7.15. Zastosowanie wzorcowego źródła pola w procesie kalibracji

Do wyznaczenia funkcji przejścia F_m wykorzystano dipol magnetyczny (połowę niewielkiej anteny ramowej) zainstalowany w środku połowy anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną. Schemat zastępczy dipola zamieszczono na rysunku (Rys. 7.16).

Jedno z wejść dipola pobudzano z wyjścia analizatora sieci o impedancji 50Ω . Drugie wejście obciążono impedancją 50Ω (Rys. 7.4 b). Moment dipola prostopadły do powierzchni anteny wzbudza prąd w antenie ramowej. Amplitudy i fazy natężenia prądu na obu obciążeniach anteny ramowej są takie same.



Rys. 7.16. Schemat zastępczy dipola magnetycznego do kalibracji stanowiska pomiarowego

$$I(0) = I(\pi) . \quad (7.14)$$

Do obliczenia wartości funkcji przejścia F_m wystarczy zatem pomiar natężenia prądu płynącego przez jedno z obciążeń ($I(0)$ lub $I(\pi)$) oraz wyznaczenie momentu m_z dipola magnetycznego.

$$F_m = \frac{m_z}{I_s} = \frac{m_z}{I(0) + I(\pi)} = \frac{m_z}{2 \cdot I(0)} . \quad (7.15)$$

Moment m_z dipola magnetycznego jest wprost proporcjonalny do powierzchni skutecznej S_{sk} anteny i prądu I_{ram} na jej wejściu:

$$m_z = I_{ram} \cdot S_{sk} \quad (7.16)$$

Jeżeli apertura fizyczna anteny (pole powierzchni) wynosi S_{ram} to zależność między powierzchnią skuteczną i aperturą fizyczną jest następująca [65]:

$$S_{sk} = \nu \cdot S_{ram} \quad (7.17)$$

gdzie: ν - współczynnik wykorzystania apertury.

Zakładając dopasowanie polaryzacyjne i impedancyjne anteny można przyjąć, że $\nu \approx 1$. Tak więc zależność przyjmie postać:

$$S_{sk} = \nu \cdot S_{ram} \approx S_{ram} \quad (7.18)$$

Prąd płynący na wejściu dipola magnetycznego można wyznaczyć na podstawie impedancji charakterystycznej Z_{obw} obwodu i napięcia U_{gen} na wyjściu analizatora:

$$I_{ram} = \frac{U_{gen}}{Z_{obw}} \quad (7.19)$$

Impedancję obwodu można wyznaczyć z zależności teoretycznej:

$$Z_{obw} = Z_{ram} + Z_{gen} + Z_{ob}, \quad Z_{gen} = Z_{ob} = 50\Omega, \quad (7.20)$$

lub wykonując pomiar tłumienności odbiciowej RL na wejściu anteny i korzystając z zależności (7.4):

$$Z_{obw} = Z_{ram_pom} + Z_{gen}, \quad Z_{gen} = 50\Omega. \quad (7.21)$$

Mierząc prąd I_{pom} na jednym z obciążeń anteny ramowej, funkcję przejścia F_m wyznacza się z zależności:

$$F_m = \frac{U_{gen} \cdot (1 + \Gamma_{ram}) \cdot S_{sk}}{Z_{obw} \cdot 2 \cdot I_{pom}}, \quad (7.22)$$

gdzie:

$$\Gamma_{ram} = \frac{Z_{ram} - Z_o}{Z_{ram} + Z_o} \text{ - obliczony współczynnik odbicia na wejściu dipola magnetycznego}$$

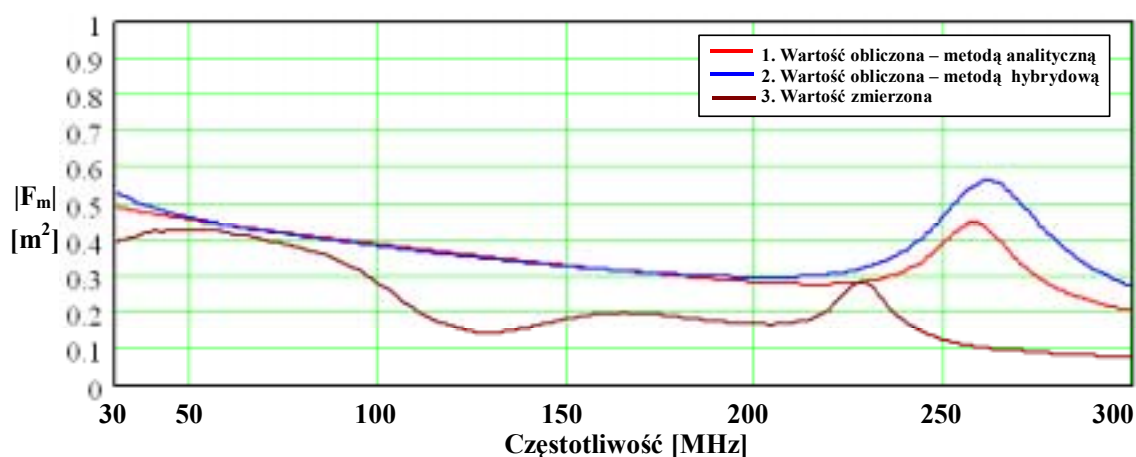
lub

$$(7.23)$$

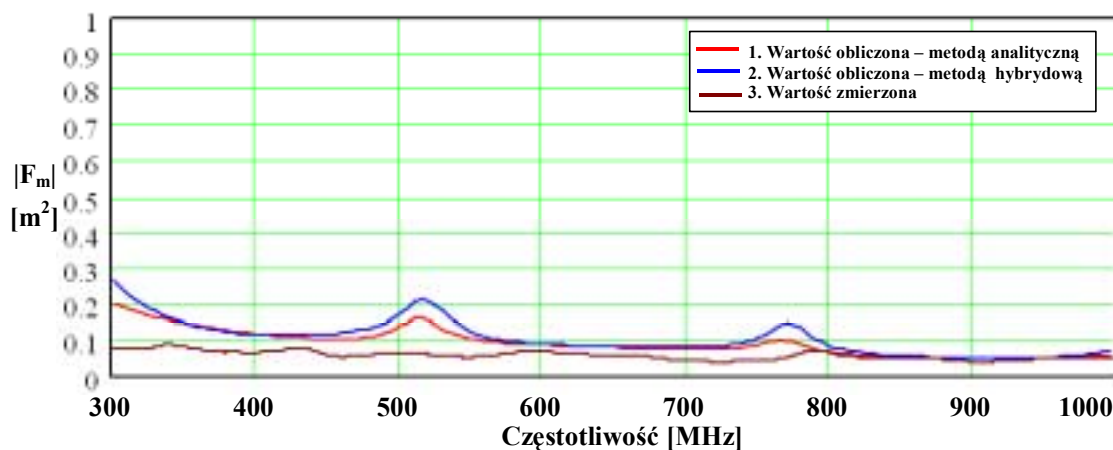
$$\Gamma_{ram} = 10^{\frac{RL}{20}} \text{ - zmierzony współczynnik odbicia na wejściu dipola magnetycznego.}$$

Wykorzystując zależność (7.22) oraz wyznaczony na podstawie pomiaru funkcji transmitancji stanowiska pomiarowego prąd I_{pom} obliczono wartość funkcji przejścia F_m .

Porównanie wartości funkcji przejścia F_m obliczonych na podstawie teoretycznych zależności analitycznych, metodą hybrydową zaproponowaną przez autora, oraz na podstawie pomiarów przedstawiono na rysunkach (Rys. 7.17 ÷ Rys. 7.20).

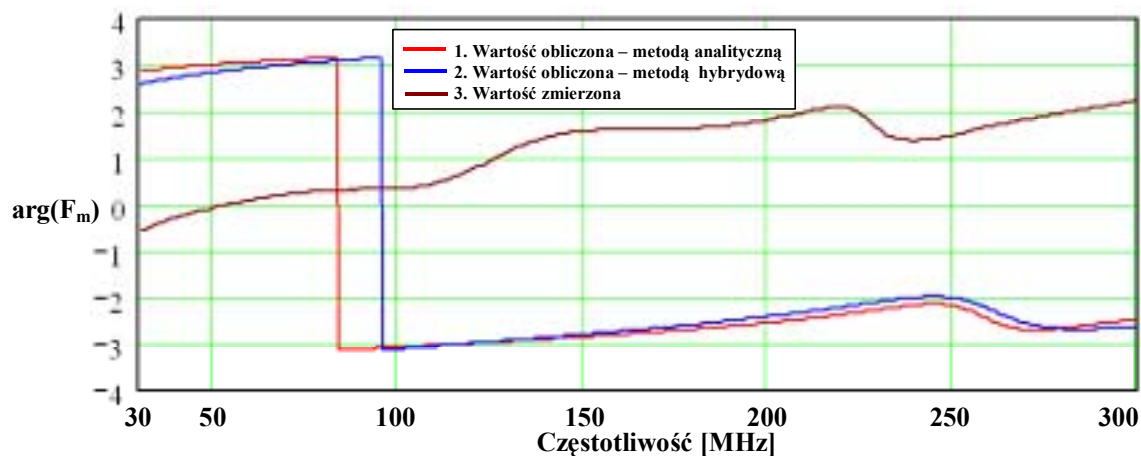


Rys. 7.17. Porównanie modułu funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d=1,498$ m w zakresie częstotliwości 30 MHz ÷ 300 MHz: (1) obliczonej z zależności analitycznych, (2) obliczonej metodą hybrydową, (3) wyznaczonej na drodze pomiarów

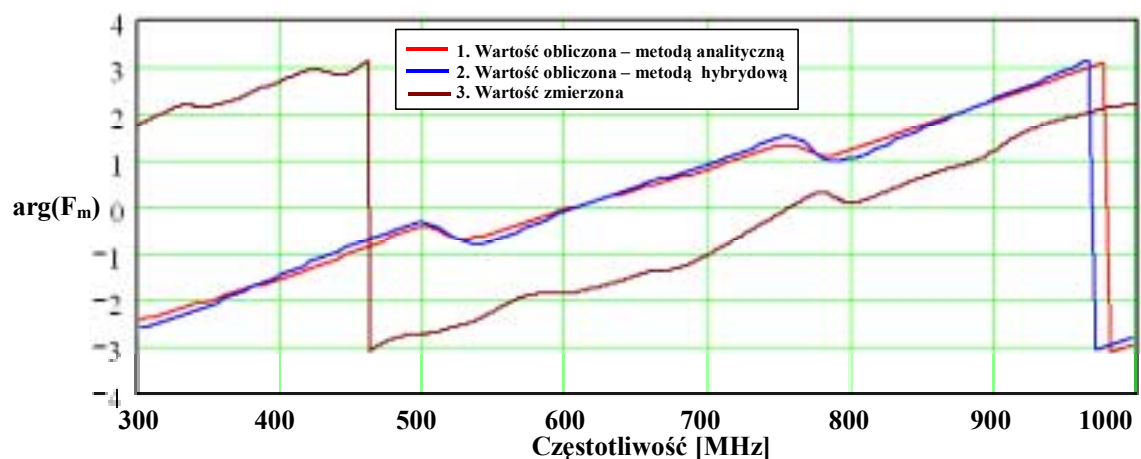


Rys. 7.18. Porównanie modułu funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d=1,498$ m w zakresie częstotliwości 300 MHz ÷ 1 GHz: (1) obliczonej z zależności analitycznych, (2) obliczonej metodą hybrydową, (3) wyznaczonej na drodze pomiarów

W całym analizowanym przez autora zakresie częstotliwości od 30 MHz do 1 GHz, wartość modułu i fazy funkcji przejścia F_m obliczone dwiema metodami charakteryzują się bardzo dużą zbieżnością (Rys. 7.17 ÷ Rys. 7.20). Dużą zbieżność uzyskano również dla wartości wyznaczonych za pomocą obliczeń numerycznych i pomiarów co świadczy o poprawności procedury kalibracyjnej. W dolnym zakresie częstotliwości (30 MHz ÷ 300 MHz) (Rys. 7.17) zbieżność ta jest nieco mniejsza niż w górnym zakresie (300 MHz ÷ 1 GHz) (Rys. 7.18). W przypadku wyznaczonych wartości funkcji przejścia F_m można zaobserwować mniejszy wpływ wymiarów geometrycznych stanowiska pomiarowego (również skończonego rozmiaru płaszczyzny przewodzącej) niż ma to miejsce dla funkcji F_e . Podstawowe różnice związane z wyznaczaniem wartości funkcji F_m mogą wynikać z niedoskonałości komory bezodbiciowej i wpływem otoczenia. Natomiast podobnie jak w przypadku wyznaczania funkcji F_e w niewielkim stopniu na wyniki pomiarów miały wpływ aparatura pomiarowa i kable doprowadzające ze względu na ich usytuowanie pod płaszczyzną przewodzącą (Rys. 7.1, Rys. 7.7).



Rys. 7.19. Porównanie fazy funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d=1,498$ m w zakresie częstotliwości 30 MHz ÷ 300 MHz: (1) obliczonej z zależności analitycznych, (2) obliczonej z zależności analitycznych, (3) wyznaczonej na drodze pomiarów



Rys. 7.20. Porównanie fazy funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy $d=1,498$ m w zakresie częstotliwości 300 MHz ÷ 1 GHz: (1) obliczonej z zależności analitycznych, (2) obliczonej z zależności analitycznych, (3) wyznaczonej na drodze pomiarów

Chcąc wyeliminować błędy związane z wyznaczaniem momentu dipola magnetycznego oraz wpływem przewodów doprowadzających i samego źródła sygnału (generatora) na wartość funkcji przejścia F_m , można w pomiarach zastosować wzorcowe źródło pola o znanym momencie magnetycznym zasilane bateryjnie (Rys. 7.15) oraz miernik w.cz.

8. Podsumowanie

Biorąc pod uwagę wyniki przeprowadzonych w pracy analiz teoretycznych (rozdział 4 i 5), obliczeń numerycznych (rozdział 6 i załącznik 10.1), oraz uzyskanych wyników pomiarów (rozdział 7) należy stwierdzić, że postawiona przez autora teza rozprawy doktorskiej została udowodniona. Hybrydowa metoda obliczeniowa, wiążąca metody numeryczne i analityczne, polegająca na wyznaczeniu metodą momentów rozkładu prądu płynącego w połowie podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej umieszczonej prostopadle nad doskonale przewodzącą płaszczyzną, oraz na jego podstawie analitycznemu wyznaczeniu parametrów funkcji przejścia stanowiska pomiarowego, pozwala na ocenę wpływu rozmiarów płaszczyzny przewodzącej, badanego obiektu oraz jego położenia względem anteny na niepewność wyznaczania funkcji przejścia.

Stanowisko pomiarowe składające się z połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną o skończonych rozmiarach umożliwia pomiar emisyjności:

- kompletnych urządzeń elektrycznych i elektronicznych oraz ich części,
- urządzeń zasilanych bateryjnie lub z sieci energetycznej.

Zasada pomiaru emisyjności polegała na wyznaczeniu metodą doświadczalną parametrów źródła pola elektromagnetycznego badanego obiektu - sumy i różnicy prądów wzbudzanych w antenie ramowej i płynących przez jej obciążenia. Znając parametry źródła pola elektromagnetycznego możemy określić charakterystykę promieniowania badanego obiektu dla dowolnych warunków i dowolnego otoczenia. Suma prądów przepływających przez obciążenia anteny ramowej zależy jedynie od składowej momentu dipola magnetycznego, prostopadłej do powierzchni anteny. Różnica prądów przepływających przez obciążenia anteny ramowej zależy jedynie od składowej momentu dipola elektrycznego prostopadłej do linii przechodzącej przez obciążenia anteny i stycznej do powierzchni anteny. Ponieważ dla jednego położenia badanego urządzenia stanowisko pomiarowe umożliwia wyznaczenie tylko dwóch parametrów źródła promieniowania (jednej składowej momentu ekwiwalentnego dipola elektrycznego p_x i jednej składową momentu ekwiwalentnego dipola magnetycznego m_z), pomiary należy wykonać dla trzech wzajemnie ortogonalnych położenia badanego urządzenia.

Z przeprowadzonej w rozdziale 4 i 5 analizy teoretycznej wynika, że wyznaczenie w określonym paśmie częstotliwości metodą analityczną parametrów modelu tzn. admitancji Y_o, Y_1 , sumy i różnicy prądów na obciążeniach anteny I_s, I_d czy wreszcie funkcji przejścia F_m, F_e możliwe jest tylko dla odpowiedniej liczby n współczynników $a(n)$ rozkładu w wykładniczy szereg Fouriera prądu płynącego w antenie. Liczba współczynników $a(n)$ jest uzależniona od rozmiarów anteny (promienia b) i częstotliwości (stałej propagacji ośrodka k_0). Ponieważ stała propagacji k_0 jest wprost proporcjonalna do częstotliwości f , wraz ze wzrostem częstotliwości rośnie liczba współczynników $a(n)$ niezbędnych do poprawnego wyznaczenia metodą analityczną natężenia prądu w antenie ramowej. Taka sama zależność dotyczy liczby współczynników $a(n)$ od promienia anteny b .

Dla małych elektrycznie anten ramowych ($k \cdot b < 1$) w obliczeniach możemy ograniczyć się do początkowych wyrazów $a(n)$ rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera. M. Kanda analizując układ antenowy do częstotliwości 30 MHz wykazał, że w zależnościach na admitancje Y_o, Y_1 , anteny wystarczy uwzględnić jedynie dwa pierwsze współczynniki $a(0)$ i $a(1)$. Przyjęcie przez M. Kanda takiego uproszczenia powoduje,

że powyżej częstotliwości 30 MHz rozbieżność obliczeń i wyników pomiarów wzrasta. Jednak jeżeli do wyznaczenia admitancji anteny ramowej dla pola elektrycznego i magnetycznego uwzględniona zostanie odpowiednia liczba współczynników $a(n)$ to nie ma ograniczeń co do zakresu częstotliwości pomiarowych oraz wielkości anteny. W takim przypadku jedynym ograniczeniem przyjętego modelu, jak również alternatywnych metod pomiaru opartych na tym modelu jest założenie, że wymiary badanego urządzenia muszą być mniejsze od długości fali odpowiadającej maksymalnej częstotliwości pomiarowej. Gdy pominiemy wpływ wielkości badanego urządzenia na impedancje wejściowe anteny ramowej można przyjąć, że zależności opisujące model zastępczy badanego urządzenia zależą jedynie od:

- wymiarów geometrycznych anteny,
- wartości impedancji obciążeń Z_L ,
- częstotliwości.

Natomiast zakres częstotliwości pomiarowych nie jest ograniczony wymiarami anteny.

Biorąc pod uwagę przyjęte założenia z prowadzonych dotychczas badań wynika, że powyższa metoda może być z powodzeniem stosowana do pomiaru urządzeń, których wymiary nie przekraczają:

- długości fali odpowiadającej maksymalnej częstotliwości promieniowanego przez nie pola elektromagnetycznego,
- jednej trzeciej średnicy anteny pomiarowej.

Wymagań dotyczących wielkości badanego urządzenia i jego położenia względem środka anteny nie jesteśmy w stanie zweryfikować znanymi metodami analitycznymi. Wynikają one dotychczas przede wszystkim z rozważań teoretycznych. Autor wykazał w analizie teoretycznej, że zarówno prądy $I(0)$, $I(\pi)$ płynące przez obciążenia jak i funkcje przejścia F_m , F_e zależą nie tylko od admitancji Y_o , Y_1 anteny, ale również od wartości dwóch pierwszych współczynników $a(0)$ i $a(1)$ rozkładu prądu płynącego w antenie w wykładniczy szereg Fouriera. Bazując na istniejących zależnościach analitycznych i metodach numerycznych, autor opracował algorytm wyznaczenia dwóch pierwszych współczynników $a(0)$ i $a(1)$ szeregu Fouriera hybrydową metodą obliczeń numerycznych. Zaproponowany algorytm składa się z dwóch części:

- pierwszej polegającej na obliczeniu metodą momentów rozkładu prądu w antenie ramowej,
- drugiej polegającej na wyznaczeniu metodą analityczną z rozkładu prądu w antenie ramowej i wyprowadzonej przez autora zależności, wartości dwóch pierwszych współczynników $a(0)$ i $a(1)$ szeregu Fouriera.

Zaproponowany algorytm dotyczy zarówno okrągłej podwójnie obciążonej anteny ramowej w swobodnej przestrzeni jak i połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą lub skończoną przewodzącą płaszczyzną. Dzięki temu algorytmowi w pracy zostało wykazane, że istnieje możliwość określenia wpływu wielkości i położenia badanego urządzenia względem środka anteny, oraz skończonej wielkości płaszczyzny przewodzącej na wartości funkcje przejścia F_m , F_e stanowiska pomiarowego.

W celu zweryfikowania poprawności przeprowadzonej w rozdziałach 4 i 5 analizy teoretycznej oraz udowodnienia postawionych przez autora tez i wykazania, że uzyskane przez autora zależności są prawdziwe, wykonano obliczenia numeryczne. Wykorzystano dwa narzędzia obliczeniowe:

- pakiet programowy CONCEPT-II-9.3 opracowany w Department of Theoretical Electrical Engineering na Uniwersytecie Technicznym Hamburg-Harburg w Niemczech, służący do analizy w dziedzinie częstotliwości prądów, napięć i pól elektromagnetycznych, które wynikają z dowolnego rodzaju pobudzenia struktur metalicznych albo ciał dielektrycznych, bazujący na metodzie momentów,

- arkusz kalkulacyjny Mathcad 2001i Professional firmy Mathsoft umożliwiający tworzenie procedur numerycznych, bazujący na zależnościach analitycznych.

Przeprowadzona analiza metod numerycznego wyznaczania parametrów stanowiska pomiarowego z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej (admitancji Y_0 i Y_1 oraz współczynników $a(0)$ i $a(1)$) jednoznacznie wykazała (rozdział 6.1), że wykonując obliczenia z zależności analitycznych, bazujących na modelu zastępczym źródła promieniowania oraz metodą numeryczną, uzyskujemy bardzo dużą zbieżność wyników obliczeń w całym analizowanym zakresie częstotliwości od 30 MHz do 1 GHz. Dowodzi to poprawności przeprowadzonych w pracy rozważań teoretycznych, oraz pozwala określić niepewność wyznaczania funkcji przejścia związaną z:

- ograniczeniem rozmiaru płaszczyzny przewodzącej,
- wielkością badanego urządzenia,
- położeniem badanego obiektu względem anteny pomiarowej.

Z przeprowadzonych obliczeń wynika (rozdział 6.2), że dla rzeczywistych modeli stanowiska pomiarowego niezależnie od kształtu płaszczyzny przewodzącej, jej najmniejszy wymiar powinien być co najmniej dwa razy większa od średnicy anteny ramowej.

Analiza numeryczna wpływu wielkości badanego urządzenia na wartości funkcji przejścia pozwala sformułować następujące wnioski (rozdział 6.3):

- metalowy obiekt umieszczony wewnątrz stanowiska pomiarowego ma istotny wpływ na wartość admitancji, rozkład prądu w antenie oraz wartość funkcji przejścia – największy wpływ widoczny jest dla częstotliwości rezonansowych anteny i funkcji przejścia F_m .
- obiekty, których długość przekątnej przekroju w płaszczyźnie anteny jest mniejsza od 1/4 średnicy anteny ramowej w nieznacznym stopniu wpływają na zmiany wartości funkcji przejścia względem stanowiska bez obiektu,
- jeżeli długość przekątnej obiektu wzrasta powyżej 1/3 średnicy anteny ramowej, zmiany funkcji przejścia gwałtownie wzrastają,
- pomimo, że istnieje możliwość dokładnej analizy wpływu obiektów o wymiarach przekątnej większych od 1/3 średnicy anteny ramowej należy pamiętać, że jak w przypadku większości metod alternatywnych, maksymalny rozmiar badanego urządzenia ograniczony jest do połowy najkrótszej długości promieniowanej przez nie fali elektromagnetycznej.

Analizując otrzymane wyniki symulacji numerycznych wpływu położenia badanego obiektu względem anteny ramowej można stwierdzić, że (rozdział 6.4):

- położenie obiektu w przestrzeni pomiarowej stanowiska ma wpływ na wartość admitancji anteny, rozkład prądu w antenie oraz wartość funkcji przejścia zarówno dla pola elektrycznego jak i magnetycznego,
- największy wpływ położenia obiektu można zaobserwować, gdy obiekt zostaje uniesiony ponad płaszczyznę przewodzącą (wzdłuż osi z) lub następuje jego przesunięcie wzdłuż osi xy - szczególnie osi x powodujące zaburzenie symetrii układu pomiarowego.
- w sytuacji, gdy przesunięcie obiektu w płaszczyznach ($x, y, z=0$) nie przekracza połowy długości jego największej krawędzi (tzn. źródło promieniowania znajduje się w obrębie badanego obiektu lub na jego powierzchni) wpływ przesunięcia na funkcje przejścia jest niewielki,

Zaproponowana przez autora hybrydowa metoda obliczeniowa wiążąca metody numeryczne i analityczne jest sposobem określenia niepewności wyznaczania funkcji przejścia. Należy zaznaczyć, że same metody analityczne nie umożliwiają określenia wpływu rozmiaru

płaszczyzny przewodzącej, wielkości badanego urządzenia i położenia badanego obiektu względem anteny pomiarowej na jej parametry.

Istotnym elementem niniejszej pracy była doświadczalna weryfikacja poprawności wyznaczania funkcji przejścia stanowiska pomiarowego. W tym celu wykonano pomiary funkcji przejścia rzeczywistego modelu stanowiska pomiarowego z połową podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną. Model stanowiska jest zgodny z zaleceniami wynikającymi z przeprowadzonej w pracy analizy teoretycznej. Otrzymane wyniki pomiarów porównano z wynikami obliczeń numerycznych (*rozdział 7*). Uzyskane wyniki pomiarów potwierdzają poprawność przeprowadzonych rozważań teoretycznych. W przypadku wyznaczonych wartości funkcji przejścia F_m można zaobserwować mniejszy wpływ wymiarów geometrycznych stanowiska pomiarowego (również skończonego rozmiaru płaszczyzny przewodzącej) niż ma to miejsce dla funkcji F_e . Podstawowe różnice związane z wyznaczaniem wartości funkcji przejścia mogą wynikać z niedoskonałości komory bezodbiciowej oraz wpływem otoczenia. Natomiast niewielki wpływ na wyniki pomiarów ma aparatura pomiarowa i kable doprowadzające ze względu na ich usytuowanie pod płaszczyzną przewodzącą.

Znajomość dokładnej wartości funkcji przejścia stanowiska pomiarowego rozszerza zakres stosowalności metody pomiaru emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych na stanowisku z połową okrągłej podwójnie obciążonej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną. Wpływ wielkości płaszczyzny przewodzącej i badanego urządzenia oraz jego położenia względem środka geometrycznego stanowiska pomiarowego można uwzględnić wyznaczając wartość funkcji przejścia zaproponowaną w pracy hybrydową metodą obliczeniową.

9. Literatura

- [1]. **ANSI C63.4:** “*Standard methods for electromagnetic compatibility. Radio noise emissions from low-voltage electrical and electronic equipment in the frequency range of 10 kHz to 1 GHz - methods of measurement.*”, 1991.
- [2]. **ANSI C63.7:** “*American national standard for construction of open-area test sites for performing radiated emission measurements.*”, 1992.
- [3]. **Balanis C.A.**, “*Antenna Theory. Analysis and Design*”, Second Edition, John Wiley and Sons Inc., New York 1997.
- [4]. **Bem D. J., Grzebyk W. E., Janukiewicz J.:** „*Telekomunikacja i informatyka w budynku. Kompatybilność elektromagnetyczna.*”, Inteligentny budynek. Integracja systemów., Raport 1997/1998, Wrocław: Walter Open Systems 1998, s. 237-248.
- [5]. **Bem D. J., Janiszewski J.M., Karpiński L., Sowa A., Więckowski T.W., Zieliński R. J.:** „*Impulsowe narażenia elektromagnetyczne.*”, Wrocław 1994.
- [6]. **Bem D. J., Janiszewski J.M., Karpiński L., Sowa A., Więckowski T.W., Zieliński R. J.:** „*Impulsowe narażenia elektromagnetyczne.*” Raport I28/94/I-018, 1994.
- [7]. **Bem D. J., Jóskiewicz Z.M., Kupczyk C., Skrzypczyński J., Więckowski T.W., Zieliński R.J.:** „*Alternatywne metody pomiaru emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych -metoda trzech anten ramowych.*”, Raport Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, nr I-28/SPR-075/98, Wrocław 1998.
- [8]. **Bem D. J.:** „*Anteny i rozchodzenie się fal radiowych.*”, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne Warszawa 1973.
- [9]. **Bem D.J., Jóskiewicz Z.M., Więckowski T.W.:** “*Alternative methods for radiated emission measurements.*”, 15th Int. Symposium and Exhibition on EMC, Wrocław, Poland, June 2000.
- [10]. **Bem, D.J. Kucharski A.A., Sowa A.E., Więcek M.:** „*Wrocław anechoic chamber. Wrocławska komora bezechowa.*”, Electromagnetic compatibility 1994. Twelfth International Wrocław Symposium, RK I28/95/I-003, 1994.
- [11]. **Bergavoet J. R., Vien H.:** “*A Large Loop Magnetic Field Measurements.*”, Proc. of the 8th Symposium and Exhibition on EMC, Zurich, 1989, pp. 29-34.
- [12]. **Berger S.:** “*A Variable Position, Gravity’ Down G-TEM Configuration.*”, Proc. of the 11th International Symposium on EMC, Zurich, March 1995.
- [13]. **Bronaugh E.L., Polonis J.J., Martinez I.:** “*Whole-Vehicle EMC Testing in a Reverberation Chamber.*”, Proc. of the 12th International Symposium on EMC, Zurich, March 1997, pp. 469-474.
- [14]. **Carbonini L.:** “*A New Procedure for Evaluating Radiated Emissions from Wideband TEM Cell Measurements.*”, Proc. of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Application, Turin, September 1995.
- [15]. **CISPR Publication 11 Ed. 4.1 b:** “*Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment - Electromagnetic disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*”, 2004.

- [16]. **CISPR Publication 12 Ed. 5.1 b:** “*Vehicles, boats, and internal combustion engine driven devices - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of receivers except those installed in the vehicle/boat/device itself or in adjacent (TITLE TRUNCATED).*”, 2005
- [17]. **CISPR Publication 16:** “*Specification for Radiointerference Measuring Apparatus and Measurement Methods.*”, 1993.
- [18]. **CISPR Publication 22:** “*Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement.*”, 1997.
- [19]. **Corona P., Ferrara G., Miglaccio M.:** “*On the Characterization of the Electromagnetic Field in Reverberating Chambers.*”, Proc. of the 12th International Symposium on EMC, Zurich, March 1997, pp 465-468.
- [20]. **Corona P., Latmiral G., Paolini E., Piccoli L.:** “*Use of Reverberating Enclosure for Measurements of Radiated power in Microwave range.*”, IEEE Transactions on EMC, EMC-18, August 1976, pp. 54-59.
- [21]. **Crawford M.L., Workman J.L.:** “*Using a TEM cell for EMC Measurements of Electronic Equipment.*”, NBS Technical Note 1013, US Department of Commerce, Washington 1981.
- [22]. **Crawford M.L.:** “*Comparison of Open-field, Anechoic Chamber and TEM Cell Facilities/Techniques for Performing Electromagnetic Radiated Emissions Measurements.*”, IEEE International Symposium on EMC, 1983.
- [23]. **Gardner R.L.:** “*EM Terrorism - A Real Danger.*”, Proc. of the 14th International Symposium on EMC, Wroclaw 1998.
- [24]. **Garn H.F.:** “*Proposal for new radiated emission test method using a completely absorber lined chamber without ground plane.*”, Proc. of the 9th International Symposium on EMC, Zurich, 1991, pp. 299-304.
- [25]. **Grzebyk W.E.:** „*Zespół anten ramowych w pomiarach kompatybilności elektromagnetycznej.*”, Raport Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, nr I-28/SPR-074/90, Wrocław 1990.
- [26]. **Hajdukiewicz J.:** „*E – Przestępczość.*”, VI Forum Teleinformatyki, „e-Forum – Polska internetowa”, 26-28 września 2000 roku, Centrum Szkolenia Policji w Legionowie.
- [27]. **Hansen D., Ristau D.:** “*Comparing the measurement results in a fully anechoic chamber to those on four different OATS.*”, Proc. of the 14th International Symposium on EMC, Wroclaw, 1998, pp. 206-209
- [28]. **Hansen D., Ristau D.:** “*Correlating frilly anechoic to OATS measurement.*”, Proc. of the 13th International Symposium on EMC, Wroclaw, 1996, pp. 402-406.
- [29]. **Hansen D., Wilson P., Koenigstein D., Schaer H.:** “*A Broad band Alternative EMC Test Camber Based on a TEM-Cell Anechoic-Chamber Hybrid Concept.*”, Proc. of the International Symposium on EMC, Nagoya, Japan 1989.
- [30]. **Hansen D., Wilson P., Koenigstein D., Schaer H.:** “*A Broad band Alternative EMC Test Camber Based on a TEM-Cell Anechoic-Chamber Hybrid Concept.*”, Proc. of the International Symposium on EMC, Nagoya, Japan 1989.
- [31]. **Harrington T.E.:** “*Total-radiated-power-based OATS-equivalent emissions testing in reverberation chambers and GTEM cells*”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Washington, DC, pp. 23-28, 2000.

- [32]. **Innovative constructions GmbH:** „*Open Area Test Sites.*”, <http://schoenweitz-ag.de/Positionierer/OATS-specs.pdf>, 92521 Schfarzenfeld, Germany
- [33]. **Jóskiewicz Z.M., Więckowski T.W.:** “*Double-loaded half loop antenna for alternative radiated emission measurement of printed circuit boards.*”, Proc. of the 16th International Symposium on EMC, Wrocław 2002.
- [34]. **Jóskiewicz Z.M.:** “*Numerical verification of three loop antennas method for radiated emission measurement.*”, COST 231 Workshop on Computational Electromagnetic for Complex and Distributed Systems, Cagliari, Italy, May 2000.
- [35]. **Jóskiewicz Z.M.:** „*Badanie emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych z wykorzystaniem układu trzech podwójnie obciążonych anten ramowych.*”, Rozprawa doktorska, Instytut Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, I-28/02/P-005, 2002.
- [36]. **Kanda M., Hill D. A.:** “*A Three Loop Method for Determining of an Electrically Small Source.*”, IEEE Transactionson EMC, Vol. 34, No. 1, August 1994, pp. 1-3.
- [37]. **Kanda M., Hill D. A.:** “*New Emission Measurement Method for an Electrically Small Source: a Three Loop Method and TEM Cell Method.*”, 11th Symposium and Exhibition on EMC, Wrocław, 1992, pp. 310-3 12.
- [38]. **Kanda M.:** “*An Optically Linked Three-Loop Antenna System for Determining the Near Field Characteristics from an Electrically Small Source.*”, Supplement of Proc. of the 13th International Symposium on EMC, Zurich, 1999, pp. 155-160.
- [39]. **King R.W.P., Harrison J.C.W.:** “*Antennas and Waves.*”, The Theory of linear antennas, MIT Press, Massachusetts, 1969.
- [40]. **King R.W.P.:** “*The Theory of Linear Antennas.*”, Harvard Univ. Press, Cambridge, Massachusetts, 1956.
- [41]. **Klingler M., Rioult J., Ghys J.P., Ficheux S.:** “*Wideband Total Radiated Power Measurements of Electronic Equipment in TEM and GTEM Cells.*”, Proc. of the 13th International Symposium on EMC, Zurich, 1999, pp. 665-670.
- [42]. **Koepke G.H., Ma M.T.:** “*A new Method for Determining the Emission Characteristics of an Unknown interference Source.*”, Proc. of the 5th International Symposium on EMC, Zurich 1983, pp. 35-40
- [43]. **Kucharski A.A.:** „*Metody analizy parametrów elektrycznych komór Crawforda.*”, Raport I28/90/S-028, 1990.
- [44]. **Meyer de Stadelhofen L., Bersier R.:** „*Die absorbierende Messzange - eine neue Methode zur Messung Strorungen im Meterwellenbereich.*“, Techn. Miftelungen, PTT, nr 1969.
- [45]. **Nothofer A., Alexander M., Bozec D., Marvin A., McCormack L.:** “*The use of GTEM cells for EMC Measurement.*”, The UK's, National Measurement Laboratory.
- [46]. **Nothofer A., Marvin A.C., Konefal T.:** “*Radiated Emission measurements in GTEM Cells Compared with Those of an OATS.*”, Proc. of the 12th International Symposium on EMC, Zurich, 1997, pp. 3 17-320.
- [47]. **PN-89/E-06251:** „*Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne. Techniczne urządzenia informatyki. Dopuszczalne poziomy zakłóceń. Wymagania i badania.*”, Polski Komitet Normalizacyjny, 1989, Warszawa.

- [48]. **PN-EN 50081-1:** „*Kompatybilność elektromagnetyczna. Wymagania ogólne dotyczące emisyjności: środowisko mieszkalne, handlowe i lekko przemysłowe.*”, Polski Komitet Normalizacyjny, 1996, Warszawa.
- [49]. **PN-EN 50081-2:** „*Kompatybilność elektromagnetyczna. Wymagania ogólne dotyczące emisyjności - środowisko przemysłowe.*”, Polski Komitet Normalizacyjny, 1996, Warszawa.
- [50]. **PN-EN 50082-1:** „*Kompatybilność elektromagnetyczna. Wymagania ogólne dotyczące odporności na zakłócenia - środowisko mieszkalne handlowe i lekko przemysłowe.*”, Polski Komitet Normalizacyjny, 1996, Warszawa.
- [51]. **PN-EN 55015: 2002/ A2:2003 (U):** „*Kompatybilność elektromagnetyczna Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Poziomy dopuszczalne i metody pomiarów zaburzeń radioelektrycznych wytwarzanych przez elektryczne urządzenia oświetleniowe i urządzenia podobne (Zmiana A2).*”, Polski Komitet Normalizacyjny, Warszawa 2003.
- [52]. **PN-EN 55022:** „*Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy i metody pomiaru zakłóceń radioelektrycznych wytwarzanych przez urządzenia informatyczne (CISPR22:1993).*”, Polski Komitet Normalizacyjny, 1996, Warszawa.
- [53]. **PN-EN 61000-4-20:** „*Kompatybilność Elektromagnetyczna (EMC) – Część 4-20: Metody badań i pomiarów. Badania zaburzeń i odporności w falowodach TEM.*”, Polski Komitet Normalizacyjny, 2004-08-15, Warszawa.
- [54]. **PN-EN 61000-4-21:2004:** „*Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) - Część 4-21: Metody badań i pomiarów - Metody badań w komorze rewerberacyjnej.*”, Polski Komitet Normalizacyjny, Warszawa 2004.
- [55]. **PN-T-01030:1996/A1:1999:** „*Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Terminologia.*” (Zmiana A1), Polski Komitet Normalizacyjny, 1999-01-07, Warszaw.
- [56]. **PN-T-01030:1996:** „*Kompatybilność elektromagnetyczna. Terminologia.*”, Polski Komitet Normalizacyjny, 1996-12-30, Warszawa.
- [57]. **PN-T-06450:** „*Przemysłowe zakłócenia radioelektryczne - Urządzenia i metody pomiarów zakłóceń radioelektrycznych.*”, Polski Komitet Normalizacyjny, 1993, Warszawa.
- [58]. **prEN 50147-3** „*Concept Basic EMC Standard, Anechoic Chambers, Part 3, Emission measurements in fully anechoic chambers.*”, CENELEC TC210A/WG4, Jan 2000.
- [59]. **Rozporządzenie Ministra Infrastruktury z dnia 2 kwietnia 2003 r.** w sprawie dokonywania oceny zgodności aparatury z zasadniczymi wymaganiami dotyczącymi kompatybilności elektromagnetycznej oraz sposobu jej oznakowania. Dziennik Ustaw Rzeczypospolitej Polskiej Nr 90, pozycja 848 (Dz. U. Nr 90, poz. 848).
- [60]. **Sreenivasiah I., Chang D.C., Ma T.M.:** „*A critical Study of Emission and Susceptibility Levels of Electrically Small Objects from Tests Inside a TEM Cell.*”, 1981 IEEE International Symposium on EMC, Boulder, Colorado 1981, pp. 499-507.
- [61]. **Sreenivasiah I., Chang D.C., Ma T.M.:** „*Emission Characteristics of Electrically Small Radiating Sources from Tests inside a TEM Cell.*”, IEEE Transactions on EMC, vol. EMC-23, No. 3, August 1981, pp. 113-121.
- [62]. **Sroka J.:** „*Wykorzystanie komory TEM i GTEM w pomiarach emisji zakłóceń radiowych*”, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 1994, Z. 2, s. 291-317.

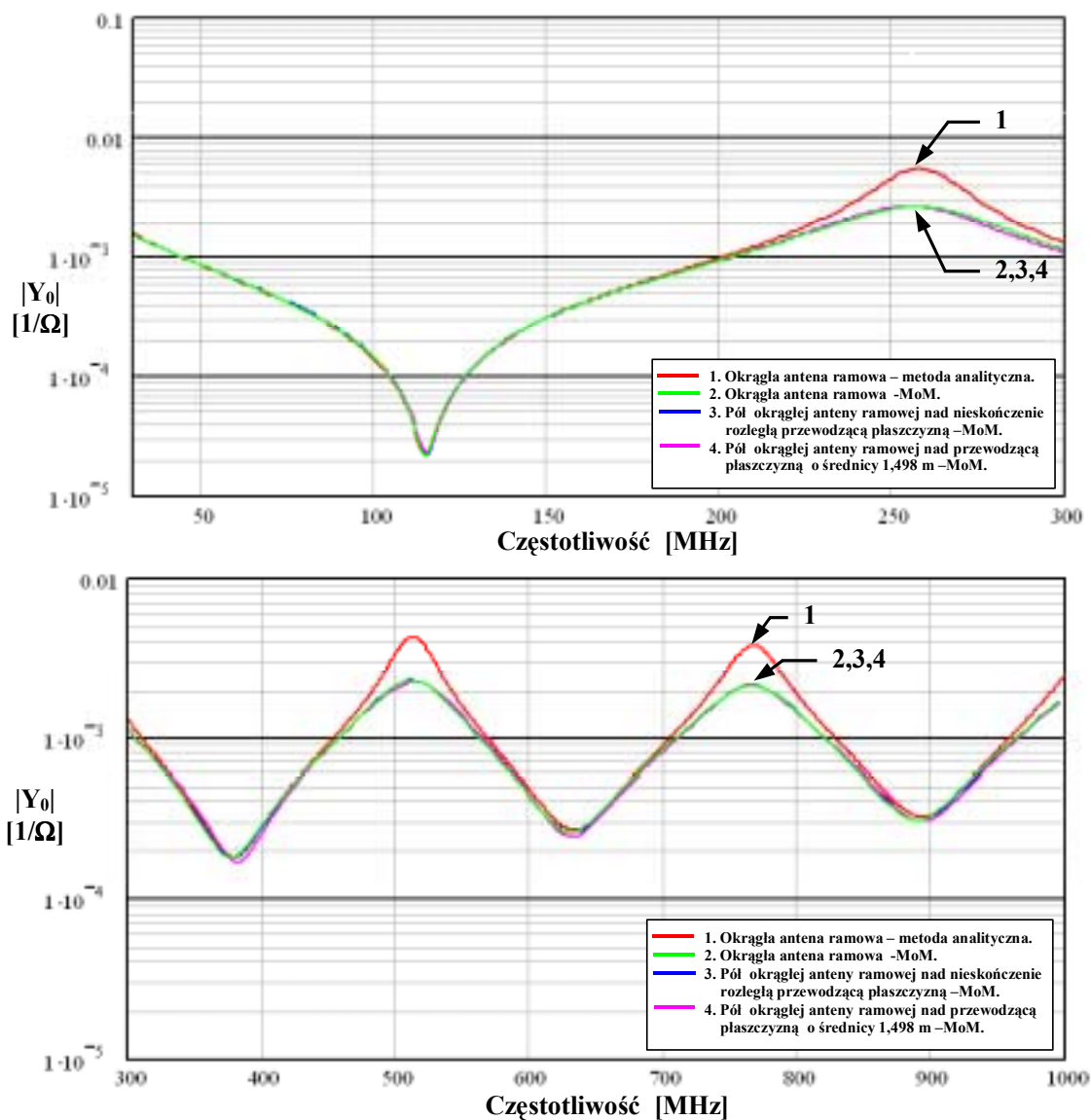
- [63]. **Steinke E., Wilson P., Garbe H.:** „*An equivalent radiated emission voltage measurement standard for TEM cells.*”, International Wrocław Symposium on Electromagnetic Compatibility, Wrocław 1992, pp. 301-304.
- [64]. **Stutzman, W.L. and Thiele, G.A.,** “*Antenna Theory and Design.*”, Second Edition, John Wiley and Sons, New York 1998.
- [65]. **Szóstka J.,** “*Fale i anteny.*”, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 2000.
- [66]. **The Council of the European Communities:** “*Commission communication under Directive 89/336/EEC.*”, Official Journal on the European Union, No. C 246 of 2005-10-05, Brussels, Belgium.
- [67]. **The Council of the European Communities:** “*Council Directive 89/336/EEC of 3 May 1989 on the approximation of the laws of the Member States relating to electromagnetic compatibility.*”, Official Journal on the European Union, No. L 139/19 of 1989-05-23, Brussels, Belgium.
- [68]. **The Council of the European Communities:** “*Council Directive 92/31 EEC to the extend implementation of the EMC Directive to 1 January 1996.*”, Official Journal of the European Communities, No. L 126/11, 1992-05-12, Brussels, Belgium.
- [69]. **The Council of the European Communities:** “*Directive 2004/108/EC relating to electromagnetic compatibility and repealing Directive 89/336/EEC.*”, Official Journal on the European Union, No. L 390 of 2004-12-31, Brussels, Belgium.
- [70]. **Thelberg M.J., Bronaugh E.L., Osburn J.D.M. :** „*GTEM to OATS radiated emissions correlation from 1-5 GHz.*”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Chicago, IL, pp. 387-329, 1994.
- [71]. **Tippet J.C., Chang D.C.:** “*Radiation Characteristics of Electrically Small Devices in a TEM Cell.*”, IEEE Transactions on EMC, vol. EMC-18, no. 4, November 1976, pp. 134-140.
- [72]. **Turnbull L., Marvin A.:** “*A treatment of the phase properties of GTEM to open-area test-sites correlation techniques.*”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 40, no. 1, pp. 62-69, February 1998.
- [73]. **Vandenbosch G., Van De Capelle A.:** “*Simulation of an EMC reference site in a near field antenna range.*”, Proc. of the 10th International Symposium on EMC, Zurich, March 1993, pp. 61-66.
- [74]. **Wang J.J.:** “*Generalized moment methods in electromagnetics.*”, John Wiley & Sons Inc, 1991.
- [75]. **Welinder J., Carlson J., Hasselgren L., Rodriguez E.:** “*Simulated behaviour of fully anechoic rooms for measurement of radiated emissions.*”, Proc. of the 13th International Symposium on EMC, Zurich, 1999, pp. 277-280.
- [76]. **Więckowski T. W., Janiszewski J. M.:** “*GTEM Cell: A New Tool For EMC Measurements.*”, Proc. of the International Symposium on EMC, Rome, September 1994, pp. 200-204.
- [77]. **Więckowski T.W., Bem D.J., Janiszewski J.J., Jóskiewicz Z.M., Zieliński R.:** „*Metodologia badania emisyjności urządzeń teleinformatycznych z komorą GTEM.*”, Raport ITA PWr, nr 1-28/SPR-054/96, Wrocław 1996.
- [78]. **Więckowski T.W., Bem D.J., Jóskiewicz Z.M.:** “*GTEM Cell in the Emission Tests for Electronic Equipment.*”, Proc. of the International Symposium on EMC, St. Petersburg 1995.

- [79]. **Więckowski T.W., Jóskiewicz Z.M.:** “*GTEM Cell in EMC Measurements – Summary.*”, Proc. of the 13th International Symposium on EMC, Wrocław 1996, pp. 390 ÷393.
- [80]. **Więckowski T.W., Jóskiewicz Z.M.:** “*Loop Antennas in EMC Metrology.*”, Proc. of the 14th International Symposium on EMC, Wrocław 1998, pp. 242-246.
- [81]. **Więckowski T.W., Jóskiewicz Z.M.:** „*Alternatywne metody pomiaru emisyjności.*”, WIŁ 1997.
- [82]. **Więckowski T.W., Jóskiewicz Z.M.:** „*Polowa podwójnie obciążone anteny ramowej w pomiarach zaburzeń promieniowanych.*”, Materiały VIII Sympozjum Wojskowej Techniki Morskiej, Gdynia 2001.
- [83]. **Więckowski T.W.:** “*Loop Antennas for Device Emission Measurement.*”, Proc. of the 15th International Symposium on EMC, Wrocław 2000, pp. 39 1-395.
- [84]. **Więckowski T.W.:** „*Badania kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń elektrycznych i elektronicznych.*”, Oficyna wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2001.
- [85]. **Więckowski T.W.:** „*Komora rewerberacyjna w badaniach urządzeń radiokomunikacyjnych.*”, Krajowa Konferencja Radiokomunikacji Radiofonii i Telewizji 2003, Wrocław 2003.
- [86]. **Więckowski T.W.:** „*Loop antennas in the electromagnetic field metrology.*”, Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, nr 34, Wrocław, 1992.
- [87]. **Więckowski T.W.:** „*Pomiar emisyjności i podatności urządzeń elektronicznych w komorze GTEM.*”, Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, KST’95, Bydgoszcz 1995.
- [88]. **Więckowski T.W.:** „*Pomiar emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych.*”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1997.
- [89]. **Wiles M.A.K, Müllner W.:** “*Conversion of Semi to Fully Anechoic Rooms per CENELEC prEN50147-3.*”, Proc. of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Montreal, QC, Canada: IEEE EMC Society, 2001, pp.268–273.
- [90]. **Wilson P., Hansen D., Hoitink D.:** “*Emission Measurements in a GTEM Cell: Simulating Free Space and Ground Screen Radiation of a Test Device.*”, Research Report, Baden, June 1988.
- [91]. **Wilson P., Hansen D., Koenigstein D.:** “*Simulating Open Area Test Site Emission Measurements Based on Data Obtained in a Novel Broadband TEM Cell.*”, International IEEE Symposium on EMC, Denver, 1989, pp. 171-177.
- [92]. **Wilson P.:** “*On correlating TEM cell and OATS emission measurements.*”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, EMC-37:1-16, February 1995.
- [93]. **Zahn M.:** „*Pole elektromagnetyczne.*”, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1989.

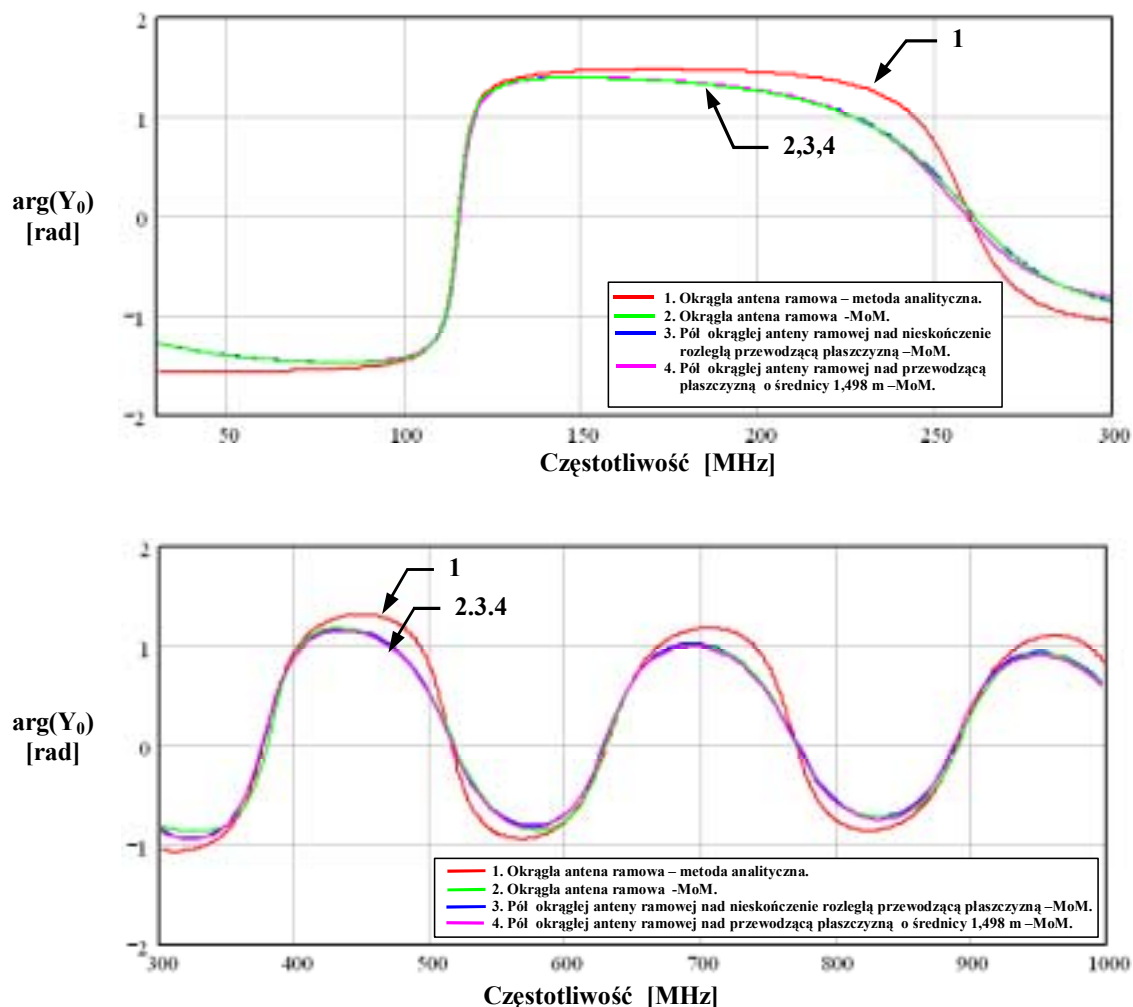
10. DODATKI

10.1. Załącznik nr 1 – Porównanie wyników obliczeń

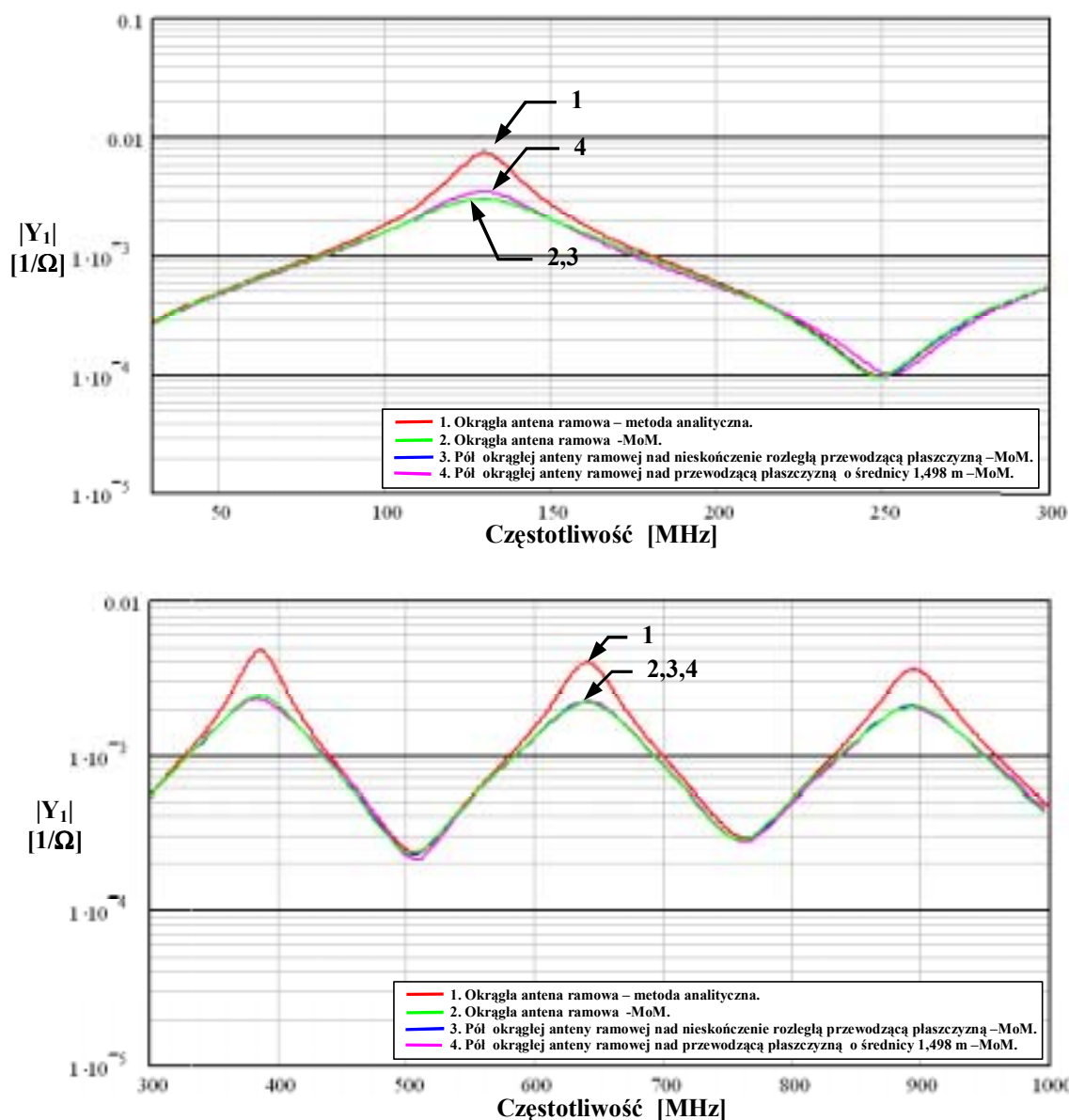
10.1.1. Porównanie metod numerycznego wyznaczania parametrów stanowiska pomiarowego



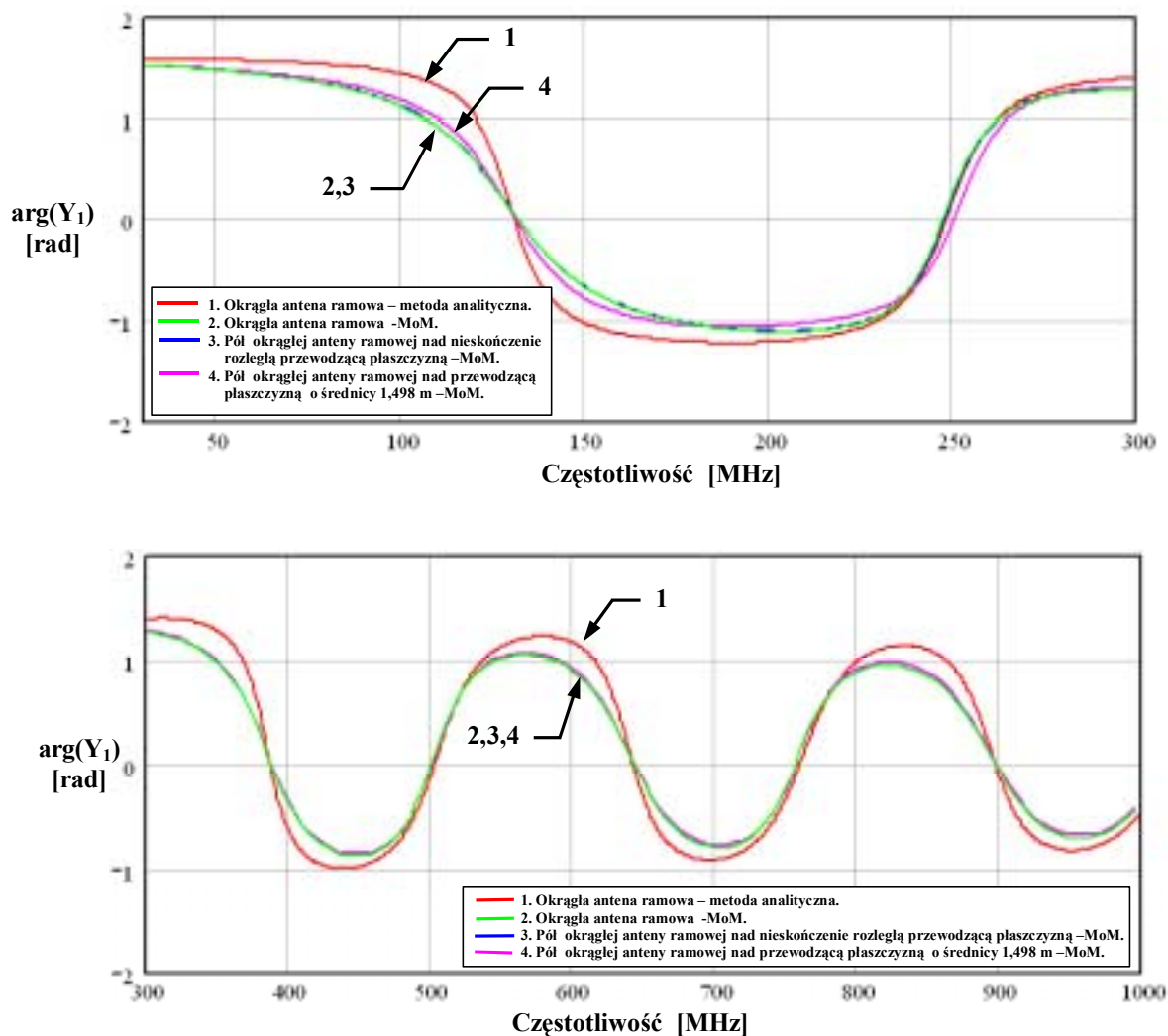
Rys. 10.1. Porównanie wyników obliczeń modułu admitancji Y_0 anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończone rozległą przewodzącą płaszczyzną ($2 \cdot Y_0$)– wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) ($2 \cdot Y_0$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT



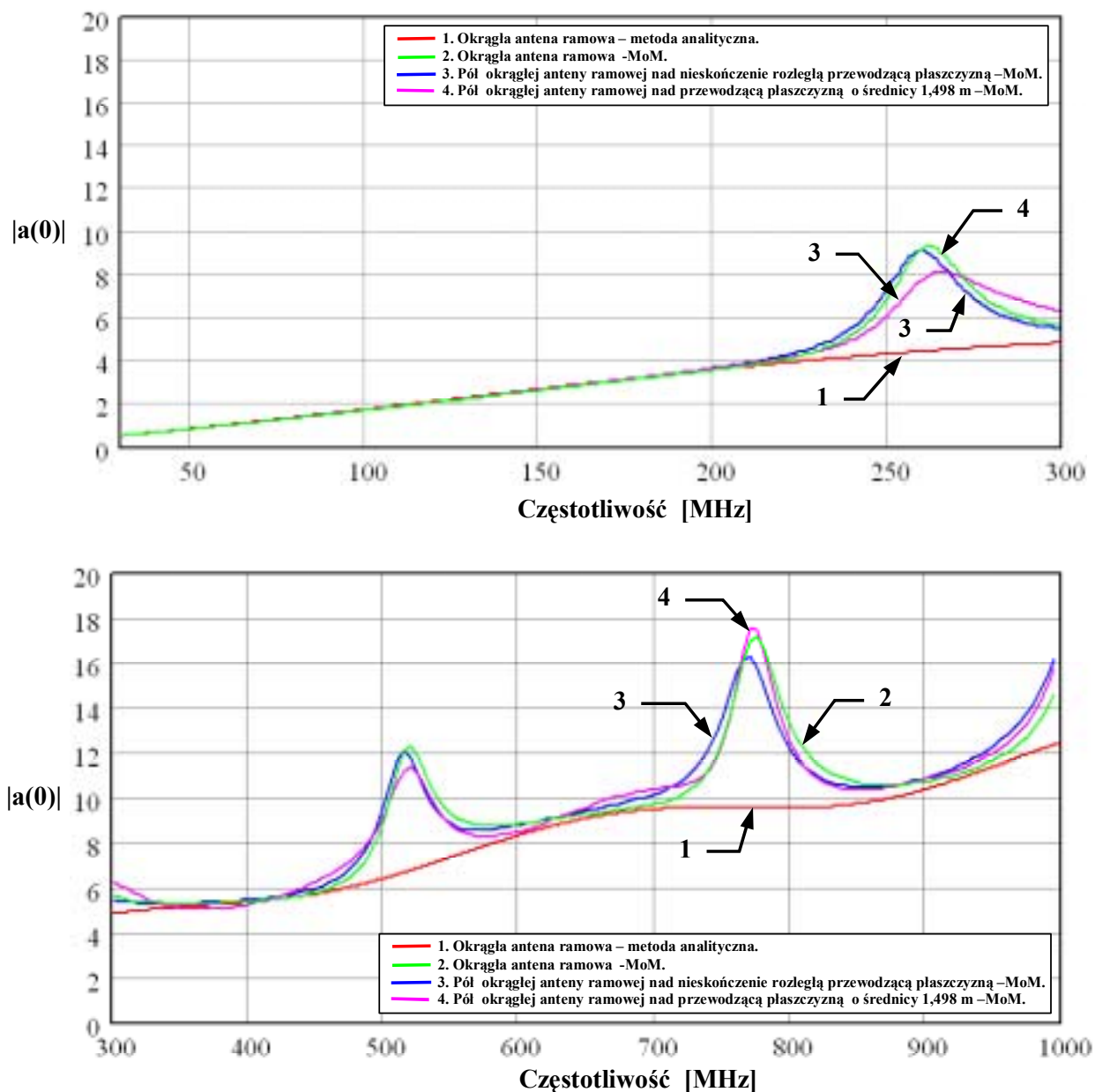
Rys. 10.2. Porównanie wyników obliczeń fazy admitancji Y_0 anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną ($2*Y_0$)– wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) ($2*Y_0$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT



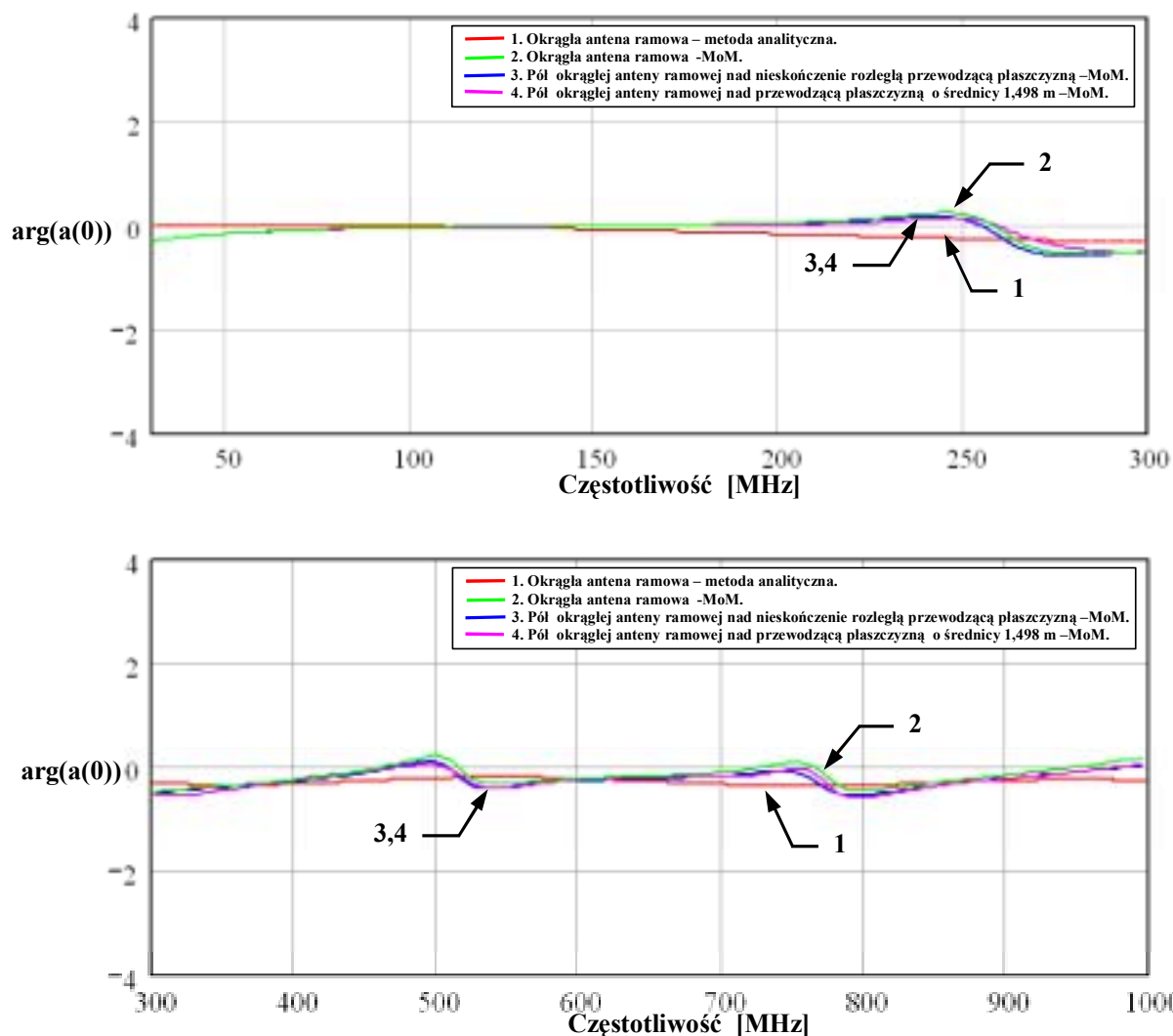
Rys. 10.3. Porównanie wyników obliczeń modułu admitancji Y_1 anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną ($2 \cdot Y_1$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) ($2 \cdot Y_1$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT



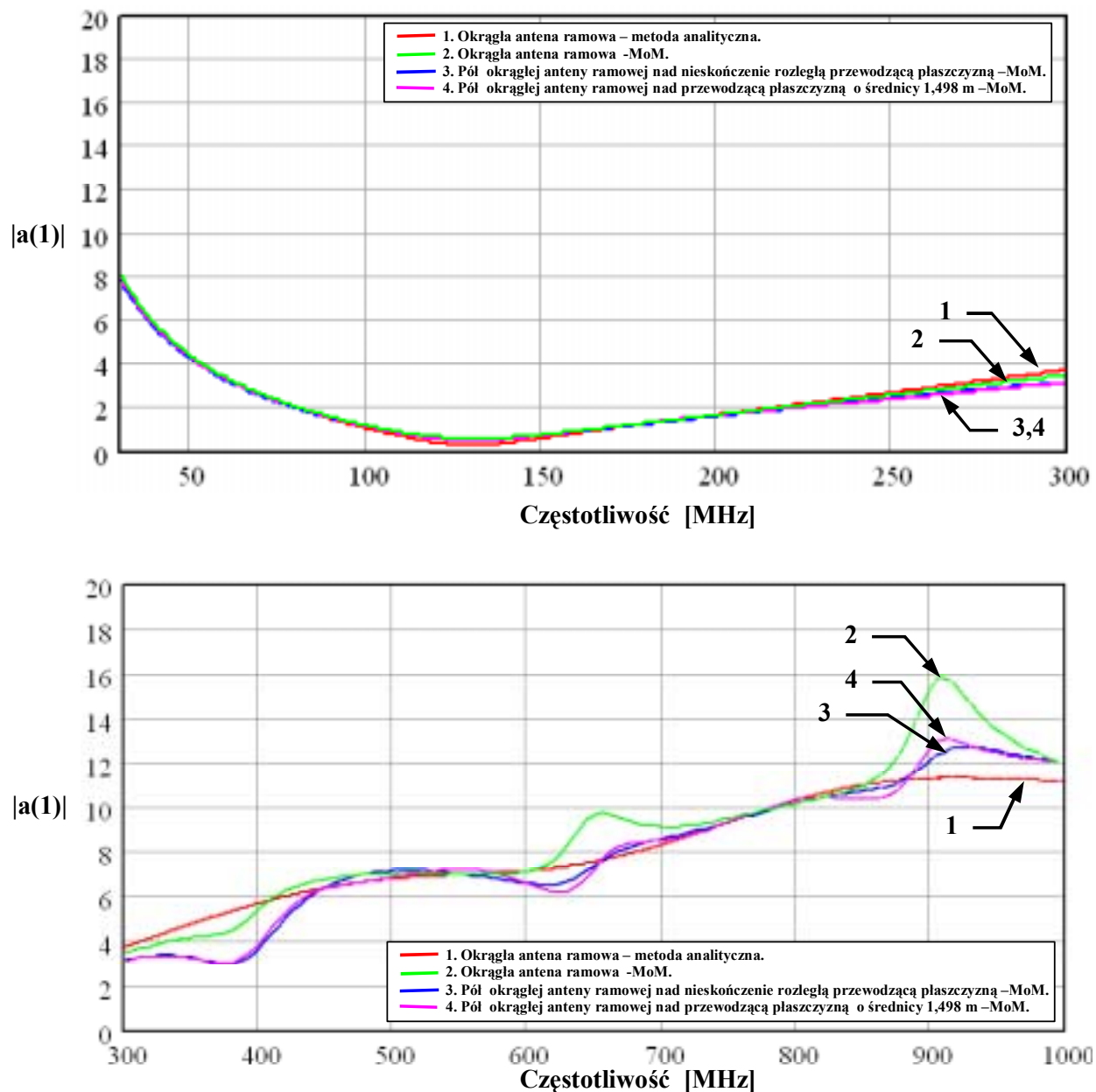
Rys. 10.4. Porównanie wyników obliczeń fazy admitancji Y_1 anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną ($2*Y_1$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) ($2*Y_1$) – wyniki uzyskane programem CONCEPT



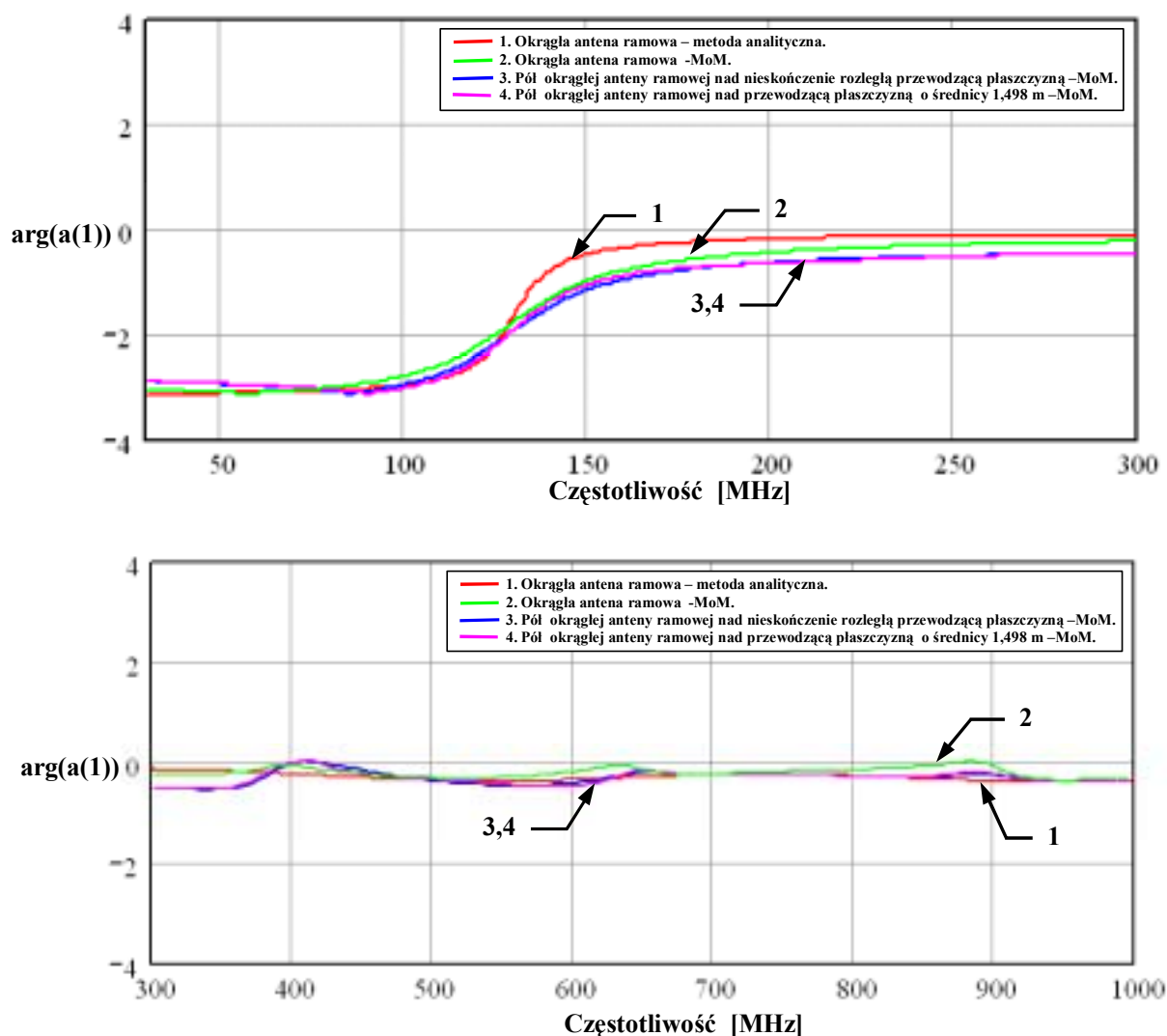
Rys. 10.5. Porównanie wyników obliczeń modułu współczynnika $a(0)$ anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) – wyniki uzyskane programem CONCEPT



Rys. 10.6. Porównanie wyników obliczeń fazy współczynnika $a(0)$ anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) – wyniki uzyskane programem CONCEPT

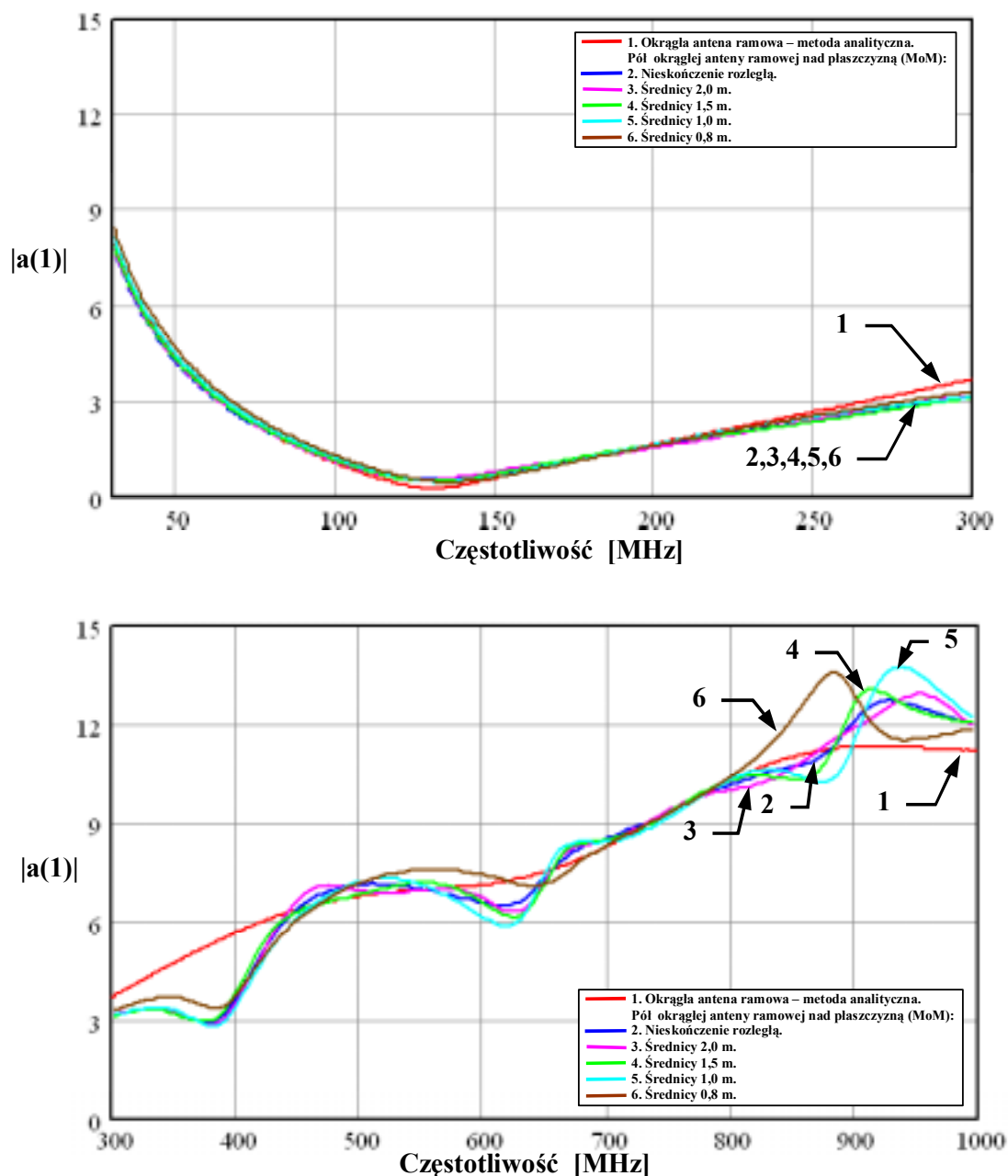


Rys. 10.7. Porównanie wyników obliczeń modułu współczynnika $a(1)$ anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) – wyniki uzyskane programem CONCEPT

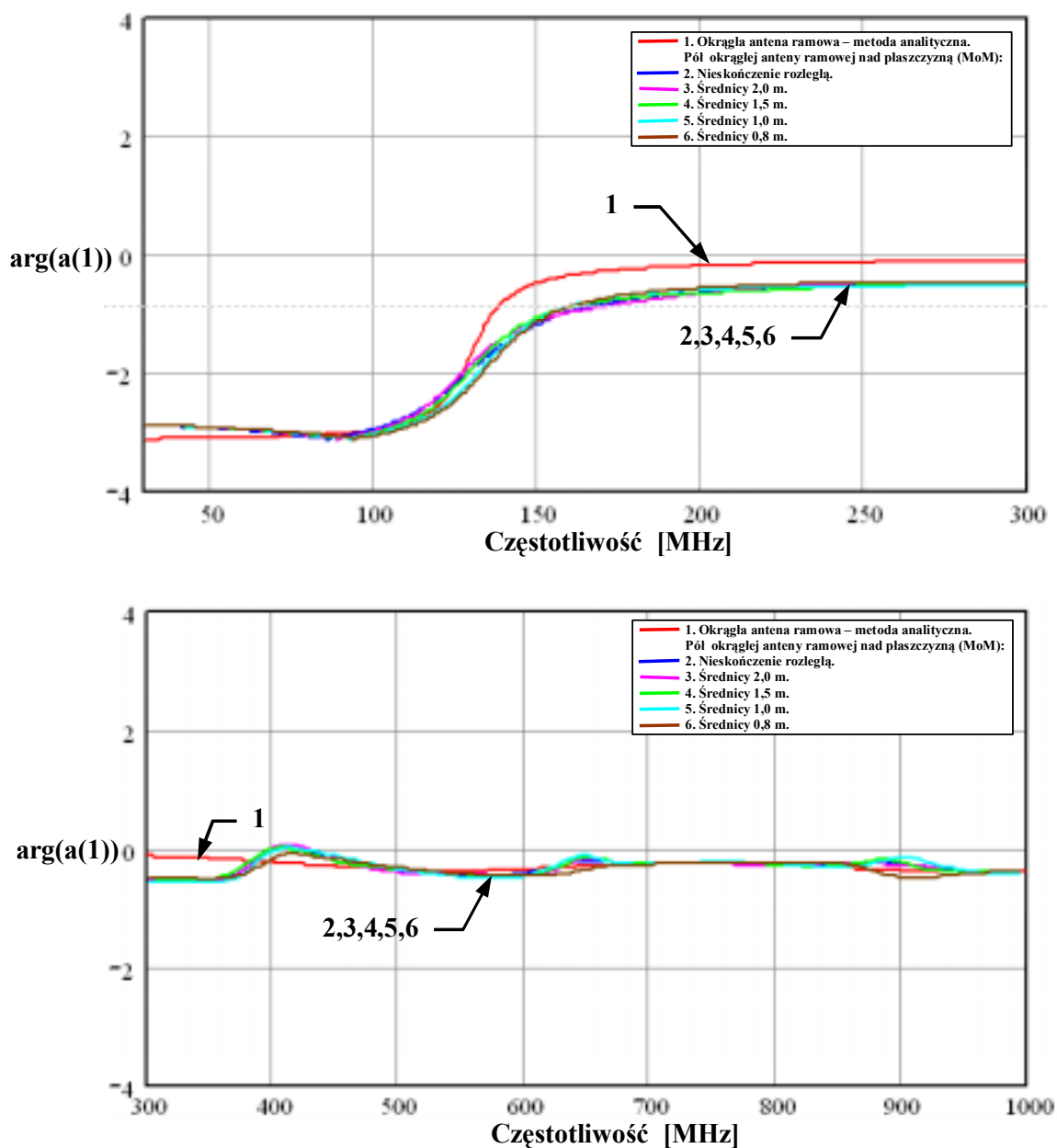


Rys. 10.8. Porównanie wyników obliczeń fazy współczynnika $a(1)$ anten ramowych ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną– wyniki uzyskane programem CONCEPT, (4)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną ($d=1,498$ m) – wyniki uzyskane programem CONCEPT

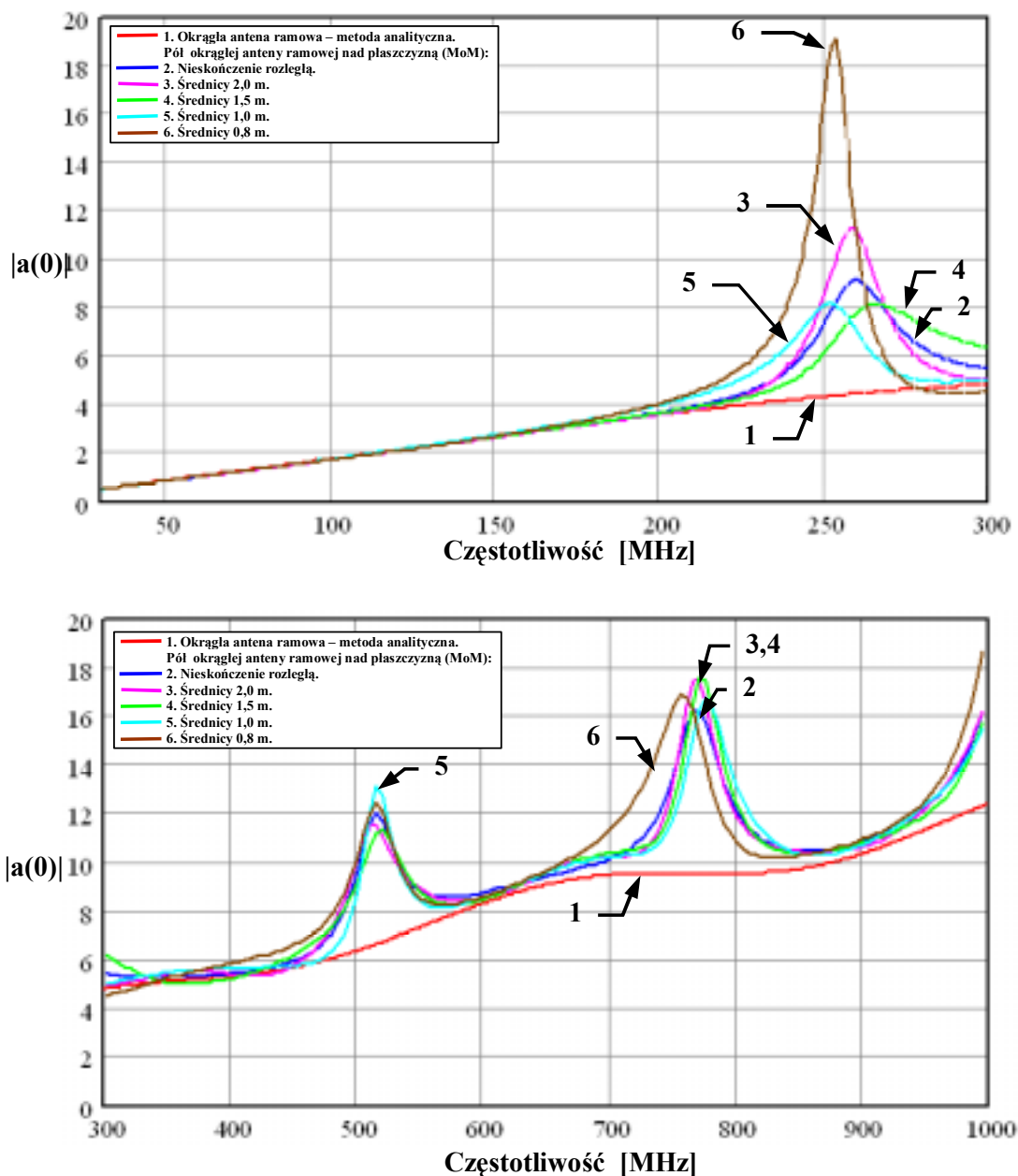
10.1.2. Wpływ skończonej płaszczyzny przewodzącej



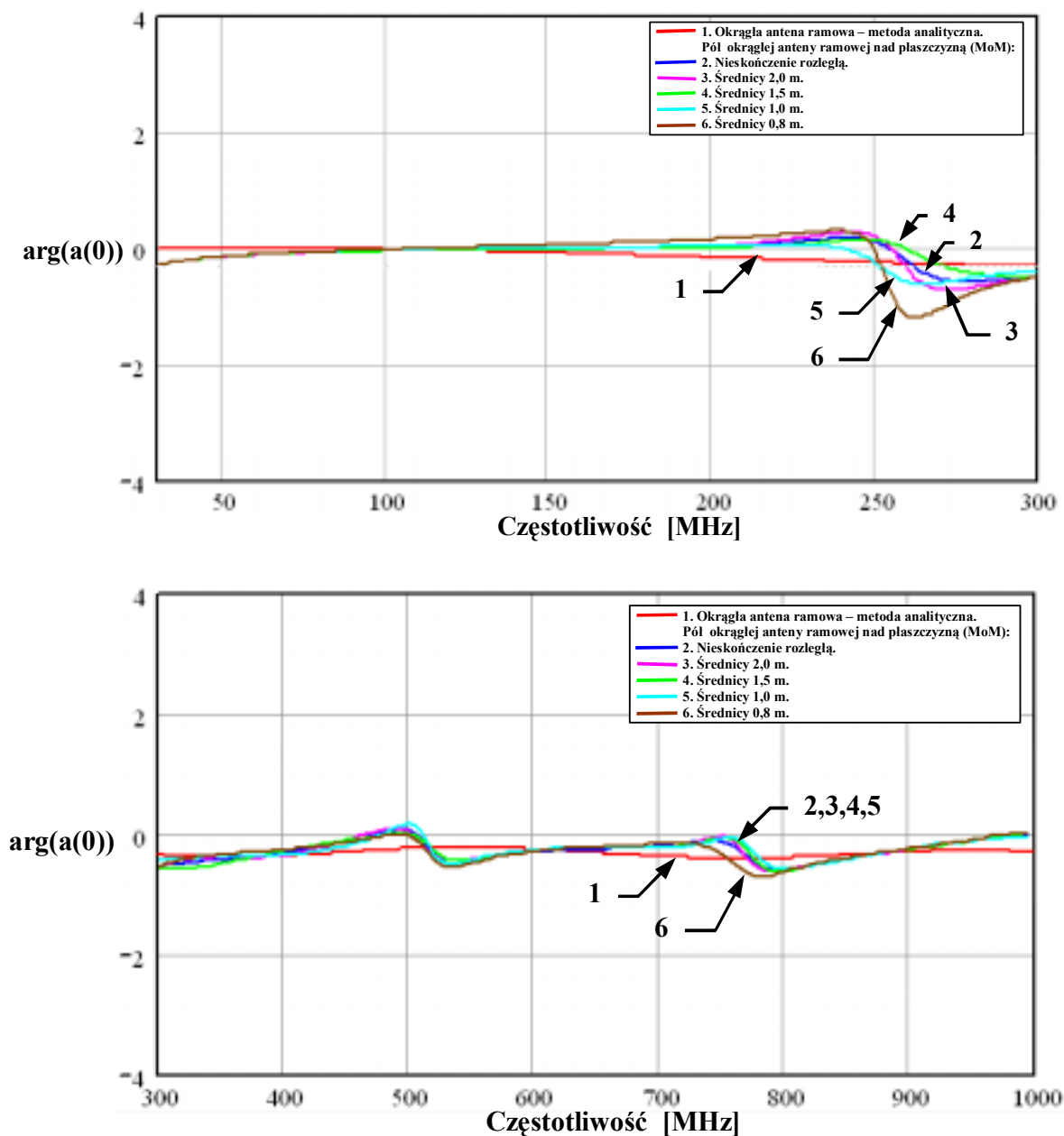
Rys. 10.9. Porównanie wyników obliczeń modułu współczynnika $a(1)$ anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończone rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3),(4),(5),(6) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiednio: $d=2$ m; 1,5m; 1m; 0,8 m – wyniki uzyskane programem CONCEPT



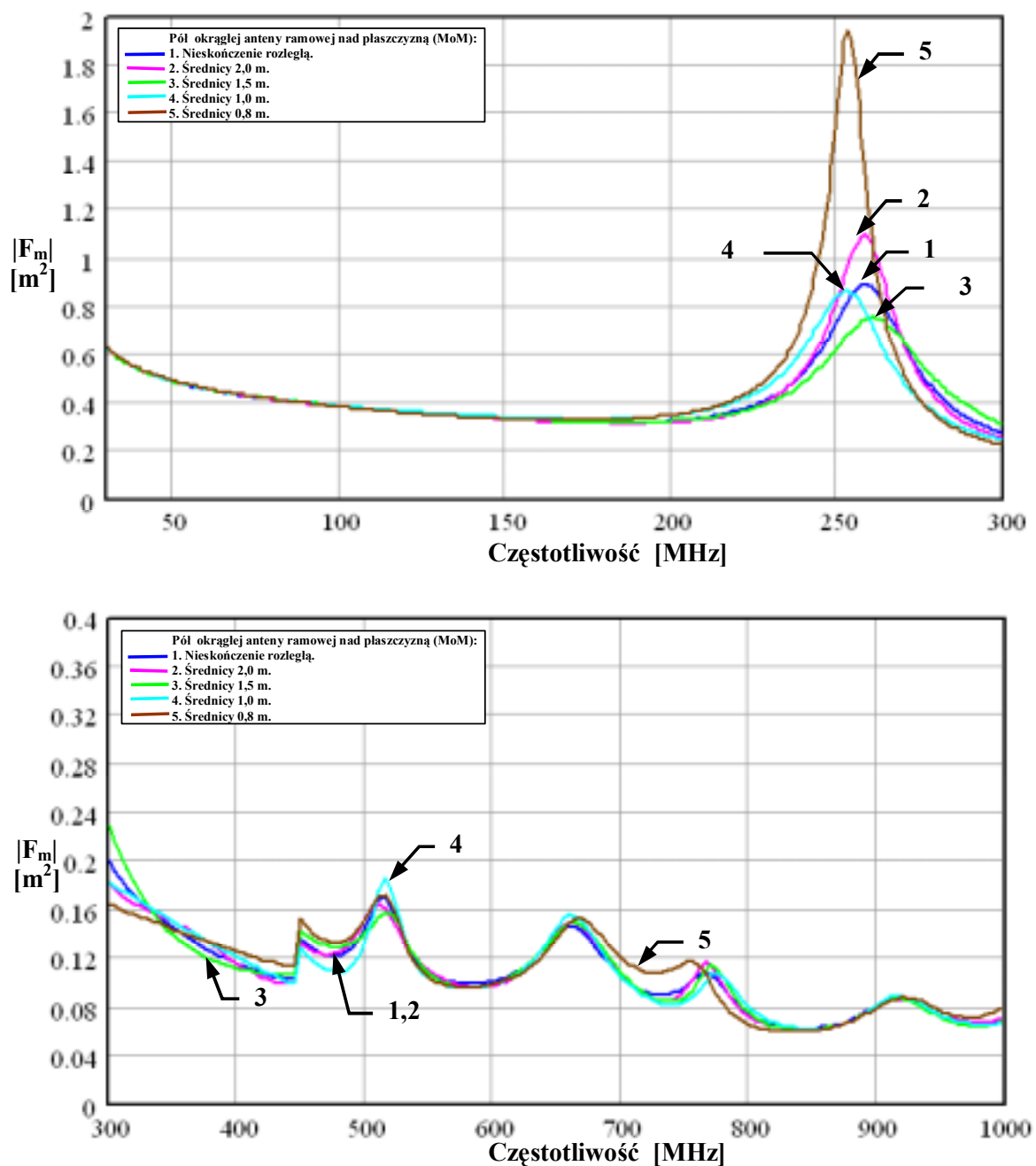
Rys. 10.10. Porównanie wyników obliczeń fazy współczynnika $a(1)$ anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończone rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3),(4),(5),(6) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiedn: $d=2$ m; 1,5m; 1m; 0,8 m – wyniki uzyskane programem CONCEPT



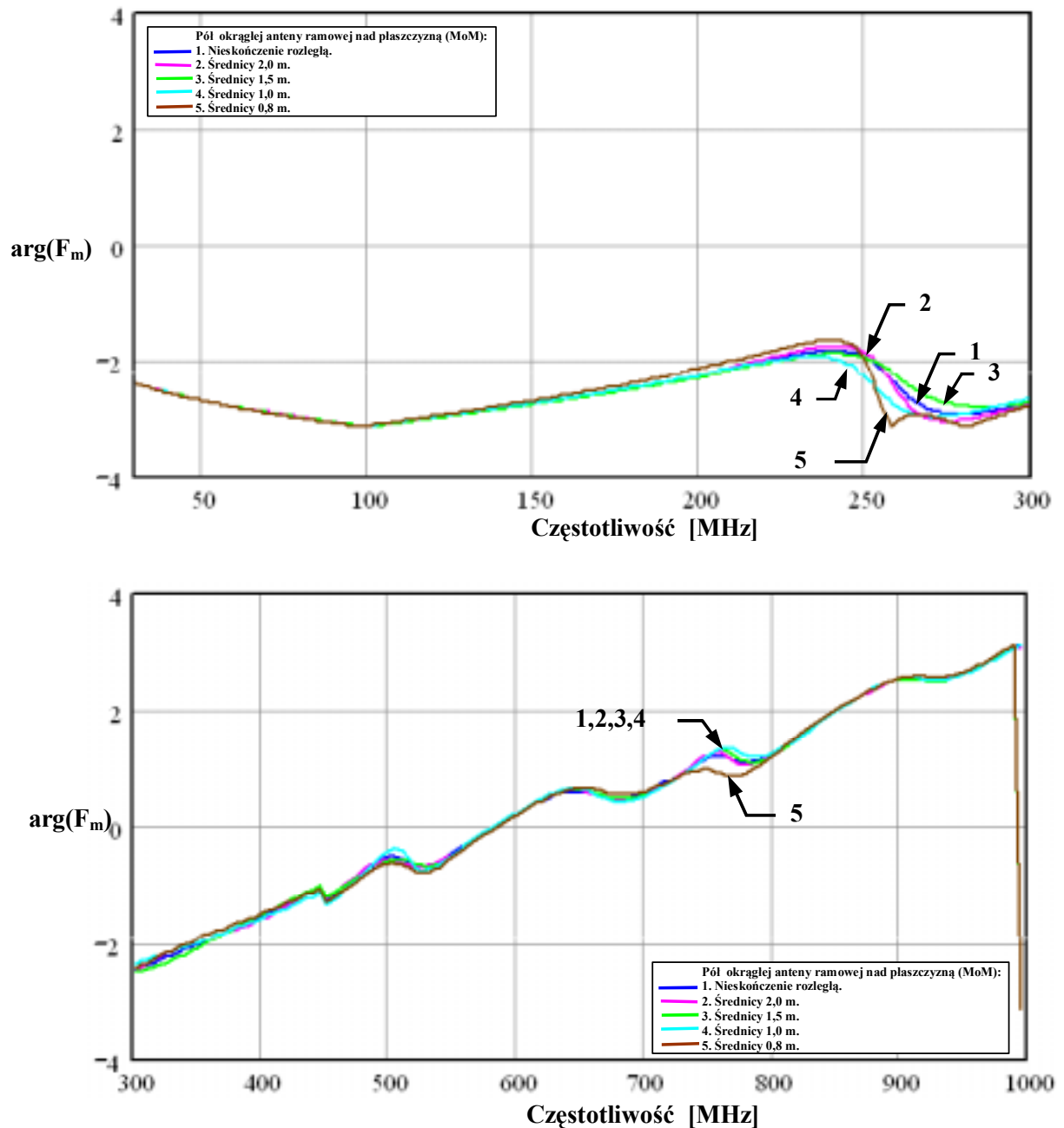
Rys. 10.11. Porównanie wyników obliczeń modułu współczynnika $a(0)$ anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3),(4),(5),(6) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiednio: $d=2$ m; $1,5$ m; 1 m; $0,8$ m – wyniki uzyskane programem CONCEPT



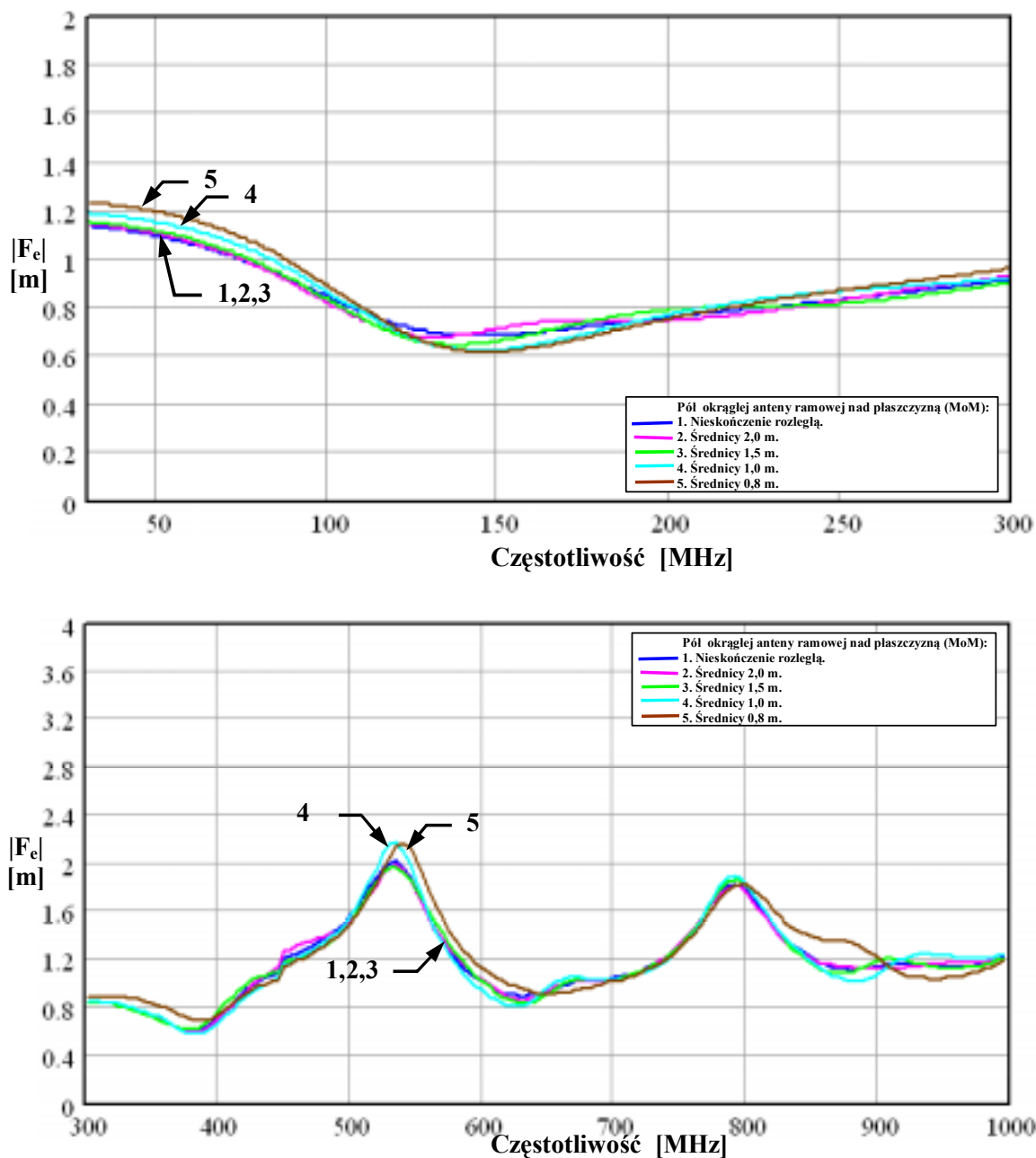
Rys. 10.12. Porównanie wyników obliczeń fazy współczynnika $a(0)$ anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2)- połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad nieskończone rozległą przewodzącą płaszczyzną – wyniki uzyskane programem CONCEPT, (3),(4),(5),(6) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiednio; $d=2$ m; $1,5$ m; 1 m; $0,8$ m – wyniki uzyskane programem CONCEPT



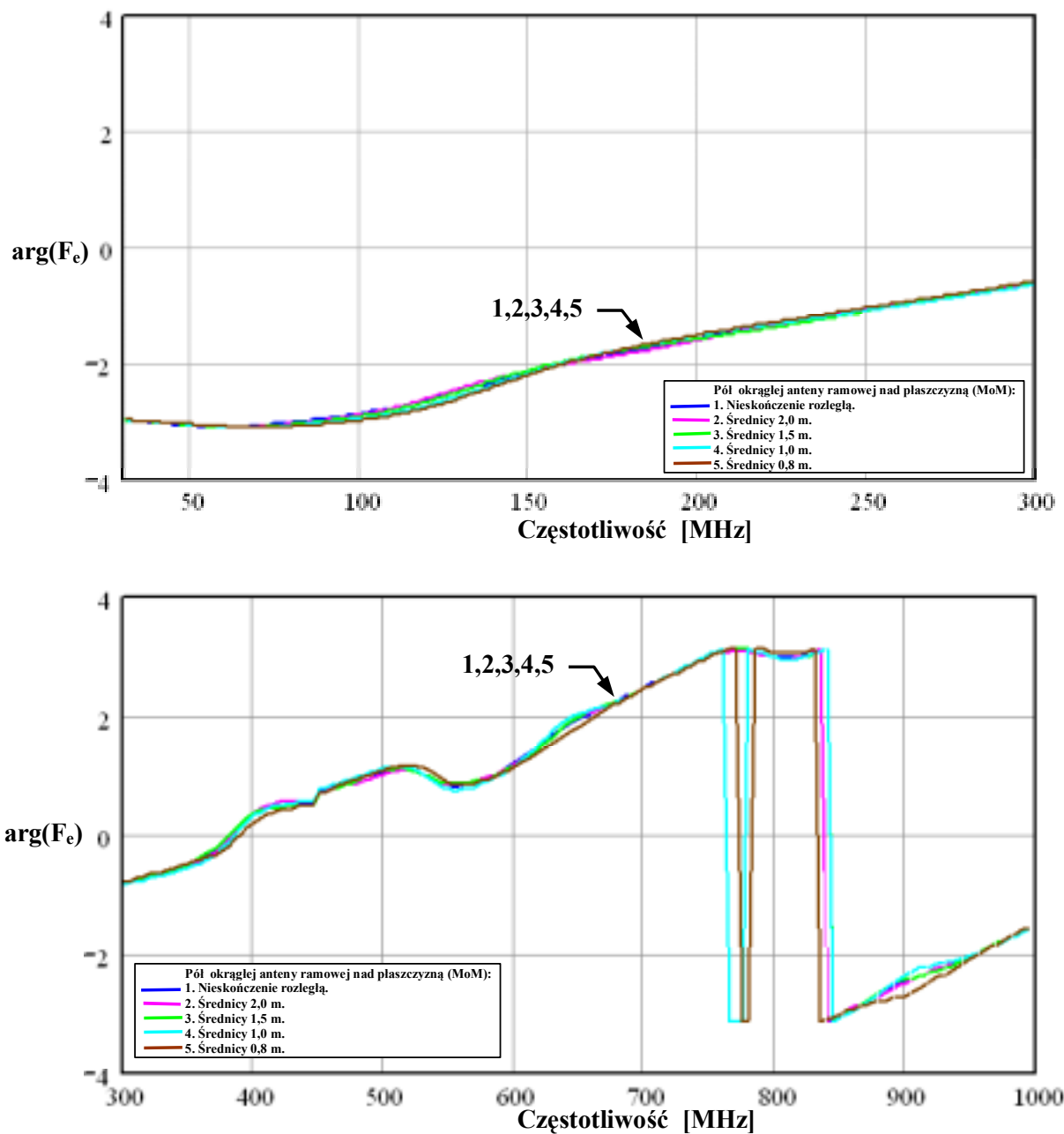
Rys. 10.13. Porównanie wyników obliczeń modułu funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm)- wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) - nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, (2),(3),(4),(5) - nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiedni: $d=2$ m; 1,5 m; 1 m; 0,8 m



Rys. 10.14. Porównanie wyników obliczeń fazy funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm)- wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) - nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, (2),(3),(4),(5) - nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiednio: $d=2$ m; $1,5$ m; 1 m; $0,8$ m

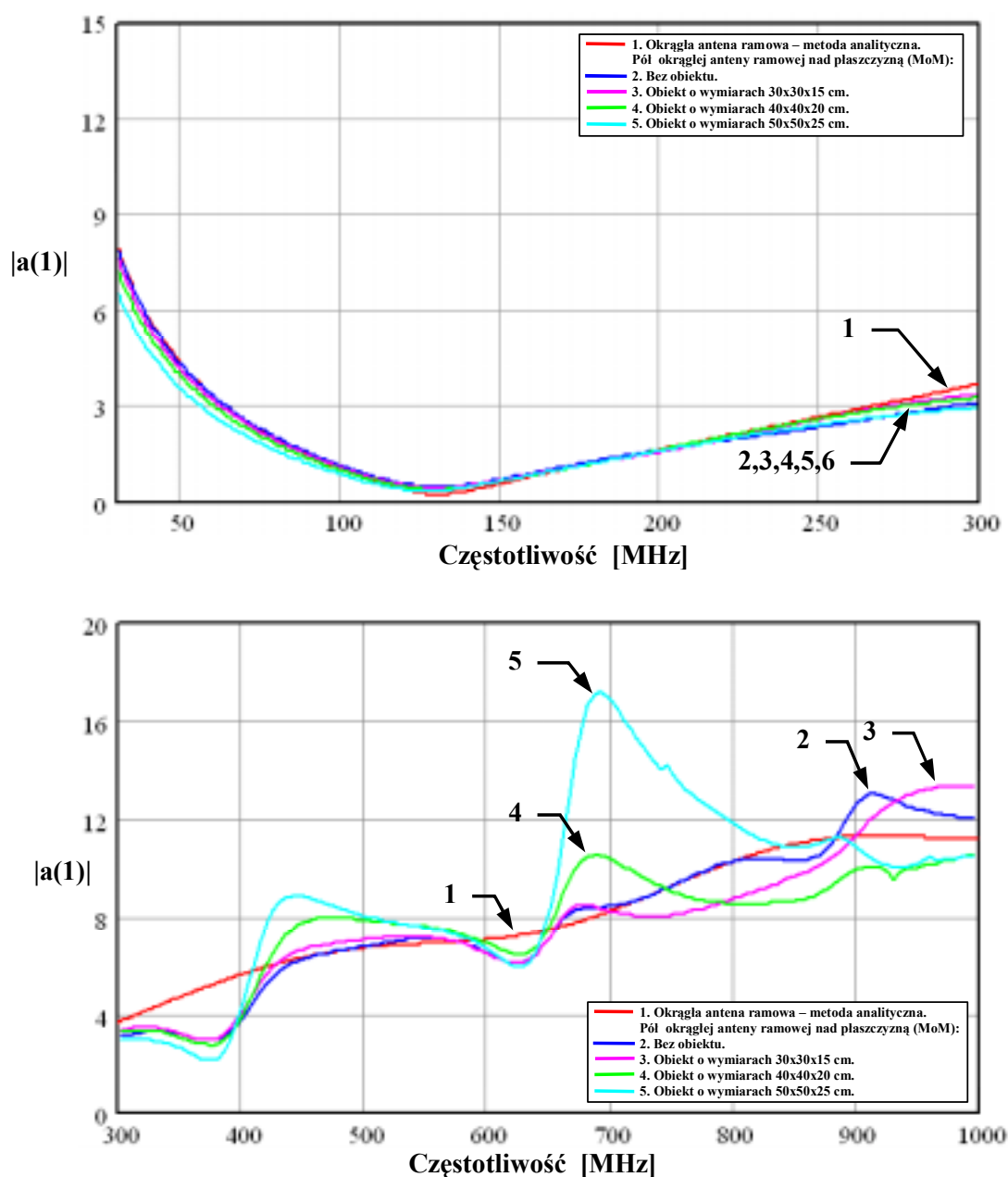


Rys. 10.15. Porównanie wyników obliczeń modułu funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm)- wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) - nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, (2),(3),(4),(5) - nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiedni: $d=2$ m; 1,5 m; 1 m; 0,8 m

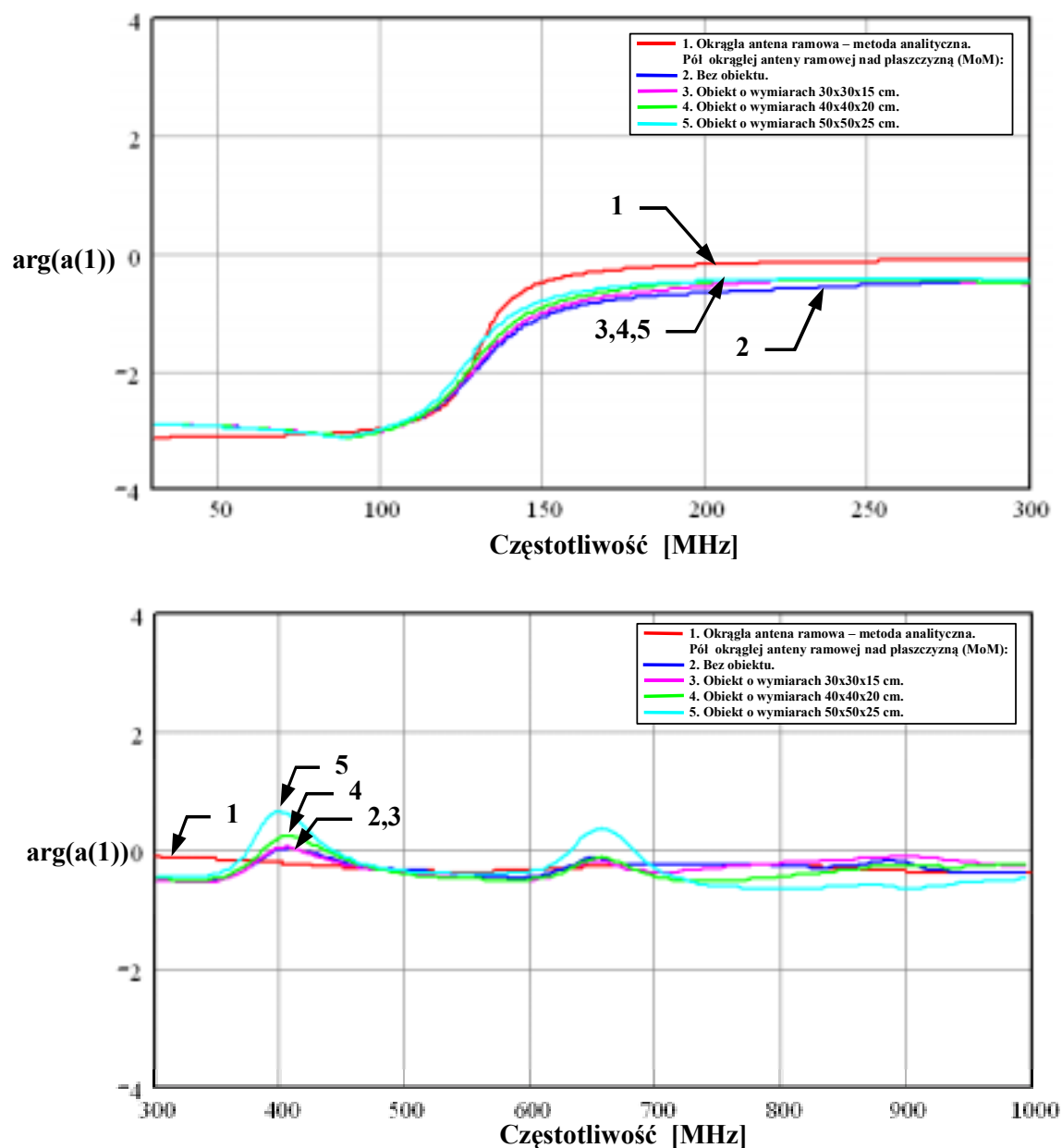


Rys. 10.16. Porównanie wyników obliczeń fazy funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm)- wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) - nad nieskończenie rozległą przewodzącą płaszczyzną, (2),(3),(4),(5) - nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy odpowiednio: $d=2$ m; 1,5m; 1m; 0,8 m

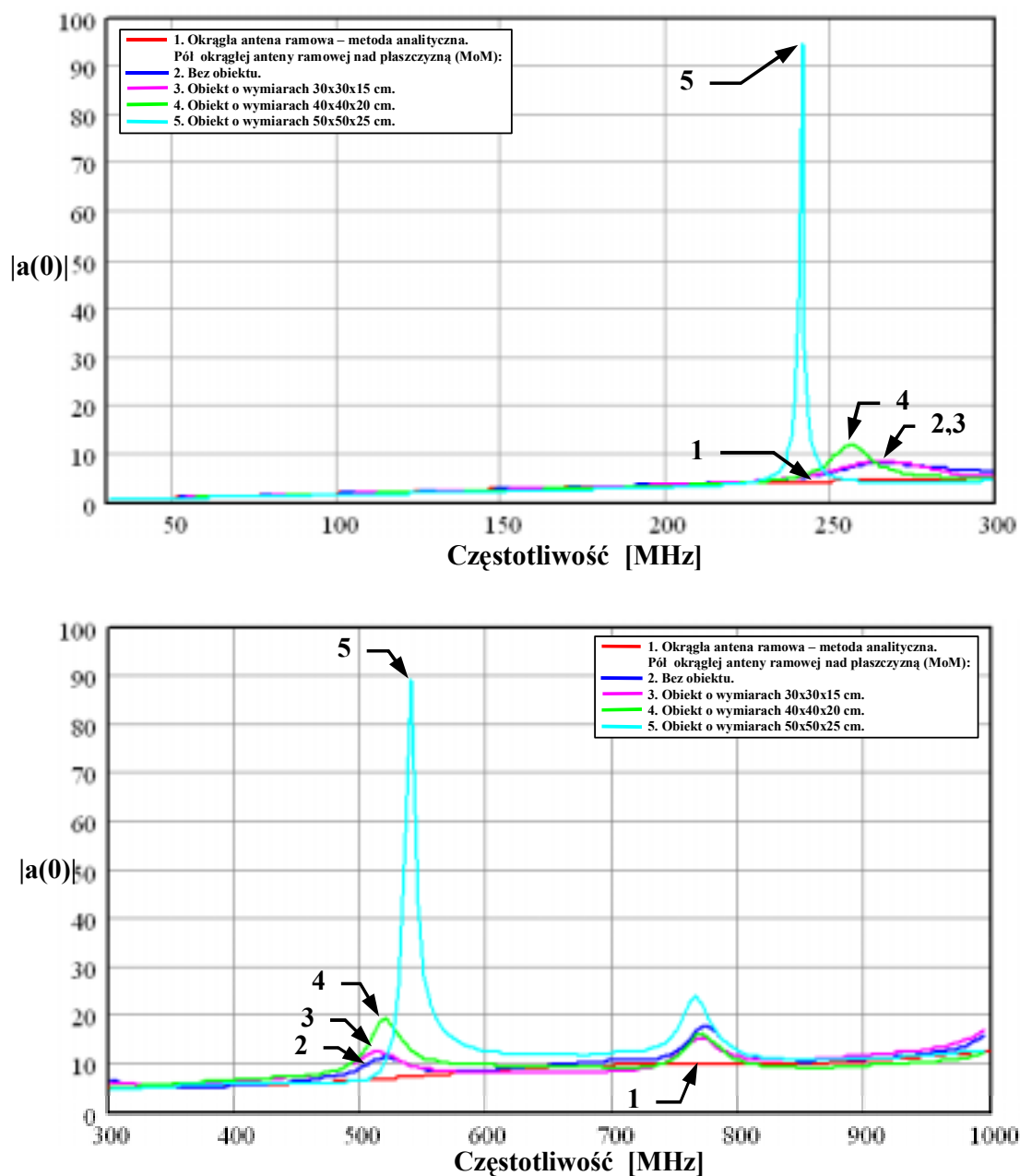
10.1.3. Wpływ rozmiarów badanego urządzenia



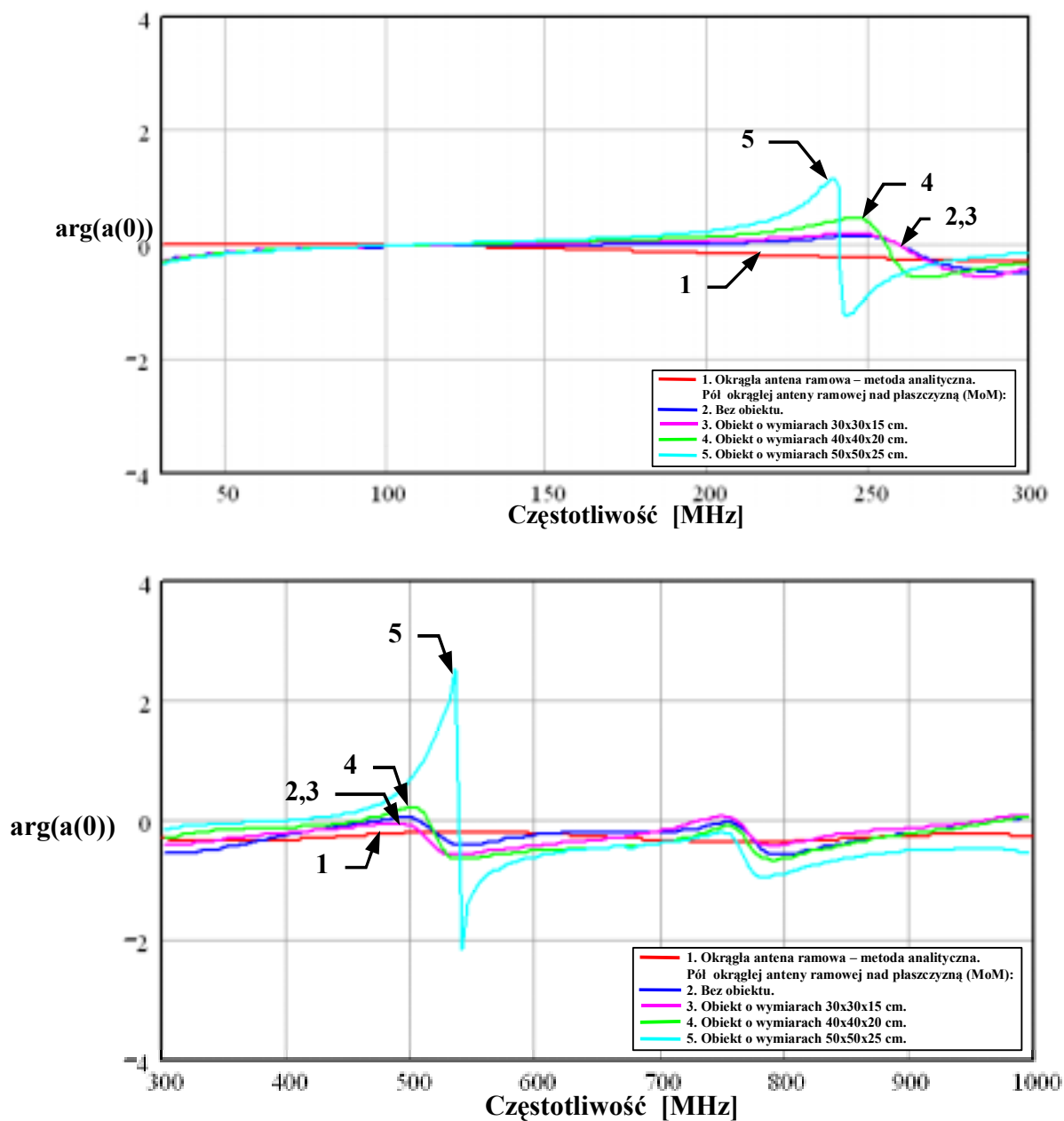
Rys. 10.17. Porównanie wyników obliczeń modułu współczynnika $a(1)$ anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2),(3),(4),(5) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) odpowiednio: bez obiektu, z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm, z obiektem o wymiarach 40x40x20 cm, z obiektem o wymiarach 50x50x25 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



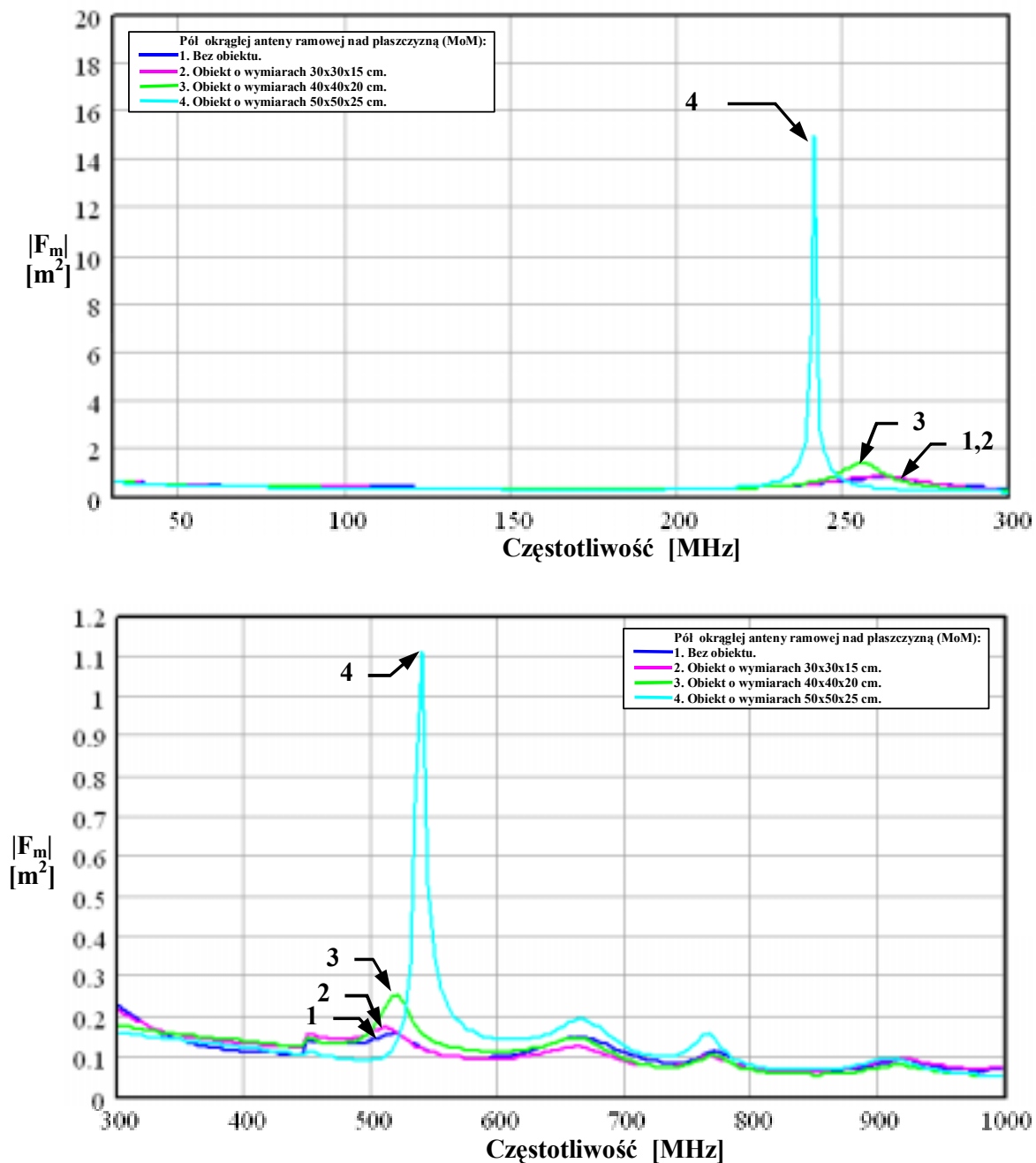
Rys. 10.18. Porównanie wyników obliczeń fazy współczynnika $a(1)$ anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2), (3), (4), (5) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) odpowiednio: bez obiektu, z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm, z obiektem o wymiarach 40x40x20 cm, z obiektem o wymiarach 50x50x25 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



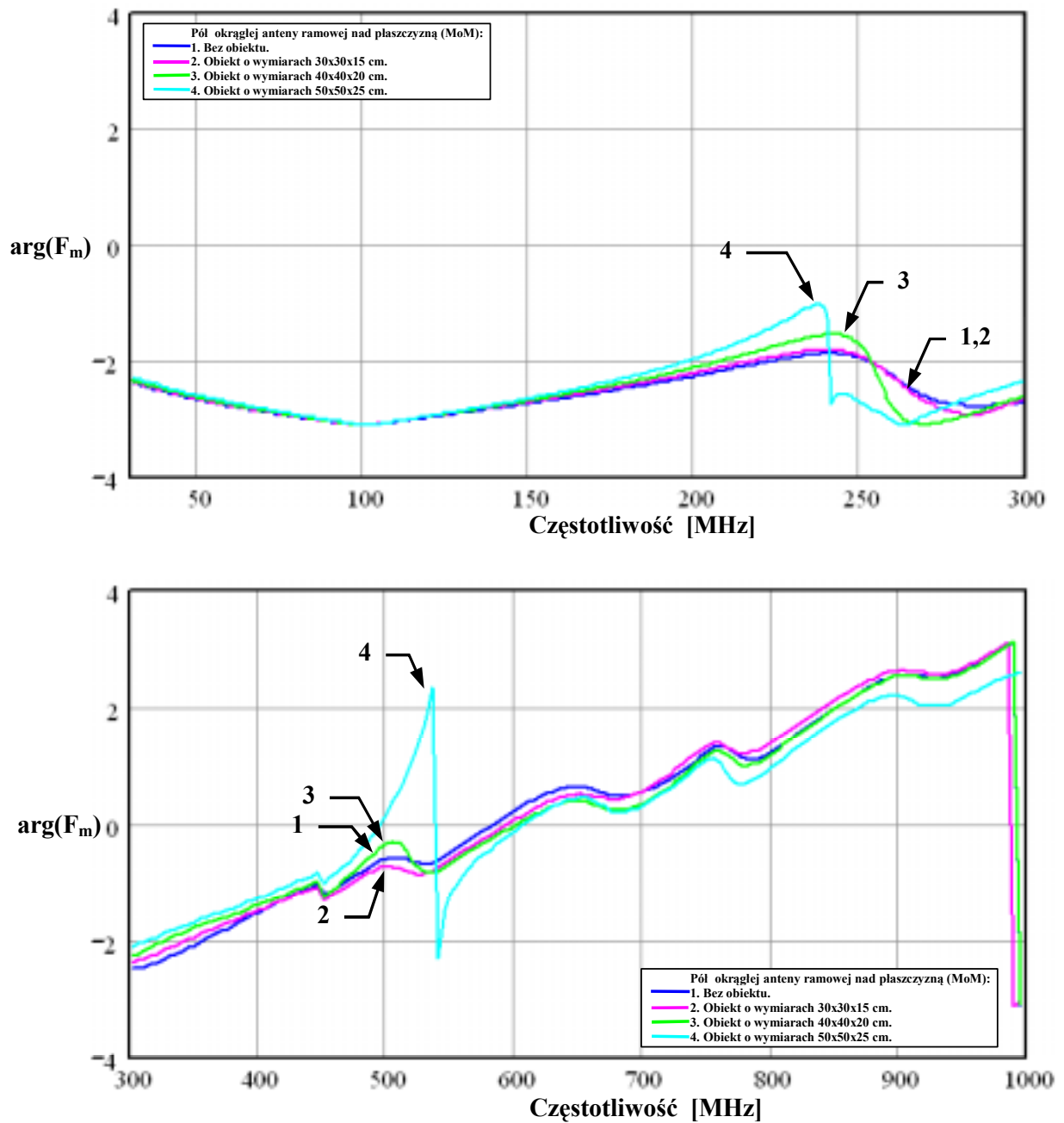
Rys. 10.19. Porównanie wyników obliczeń modułu współczynnika $a(0)$ anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2),(3),(4),(5) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) odpowiednio: bez obiektu, z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm, z obiektem o wymiarach 40x40x20 cm, z obiektem o wymiarach 50x50x25 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



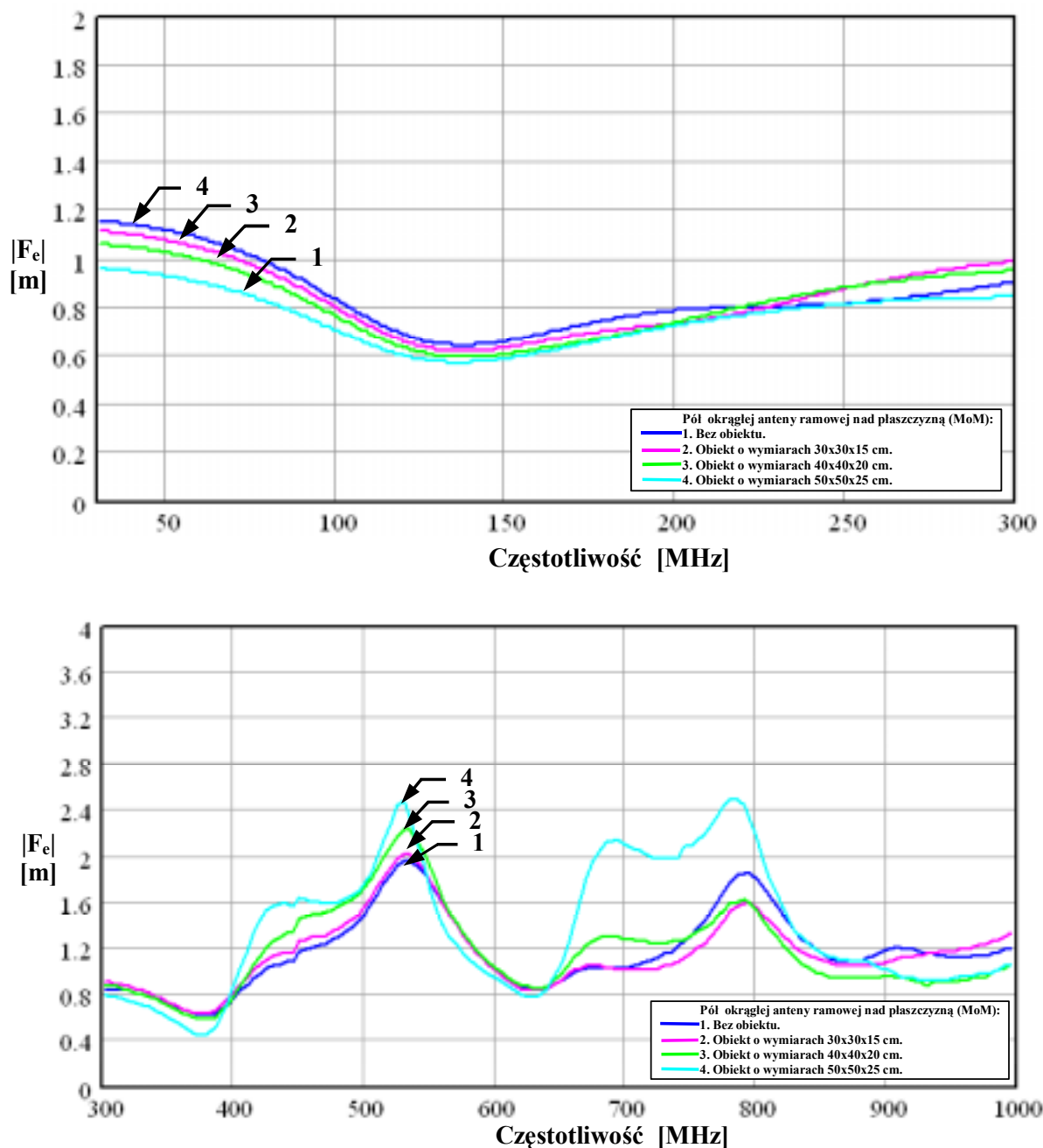
Rys. 10.20. Porównanie wyników obliczeń fazy współczynnika $a(0)$ anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm): (1) - podwójnie obciążona okrągła antena ramowa – wyniki uzyskane z zależności analitycznych, (2),(3),(4),(5) - połowa podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) odpowiednio: bez obiektu, z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm, z obiektem o wymiarach 40x40x20 cm, z obiektem o wymiarach 50x50x25 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



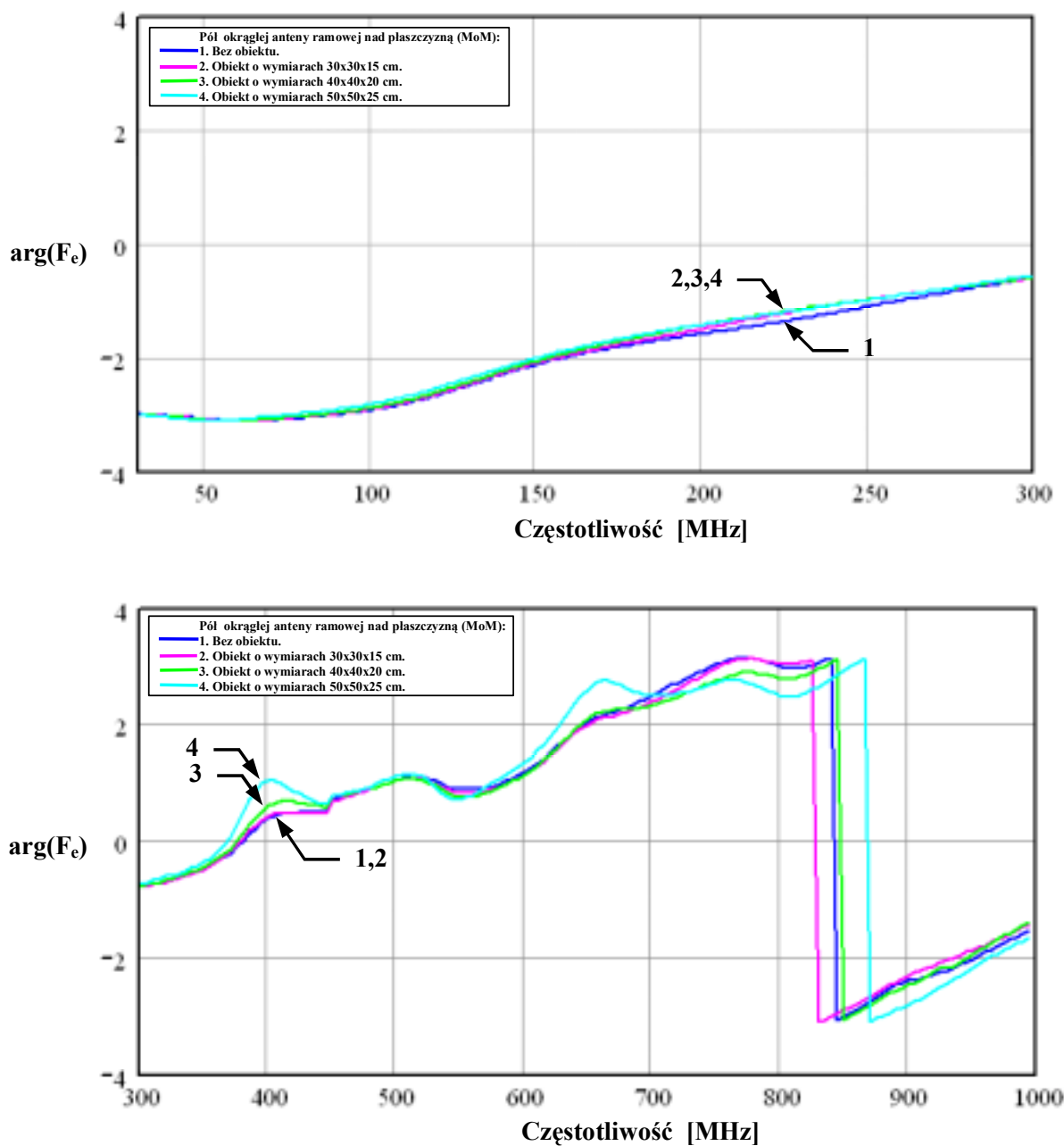
Rys. 10.21. Porównanie wyników obliczeń modułu funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy 1,498 m - wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) bez obiektu, (2), (3), (4) z obiektem o wymiarach odpowiednio: 30x30x15 cm, 40x40x20 cm, 50x50x25 cm



Rys. 10.22. Porównanie wyników obliczeń fazy funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy 1,498 m - wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) bez obiektu, (2),(3),(4) z obiektem o wymiarach odpowiednio: 30x30x15 cm, 40x40x20 cm, 50x50x25 cm

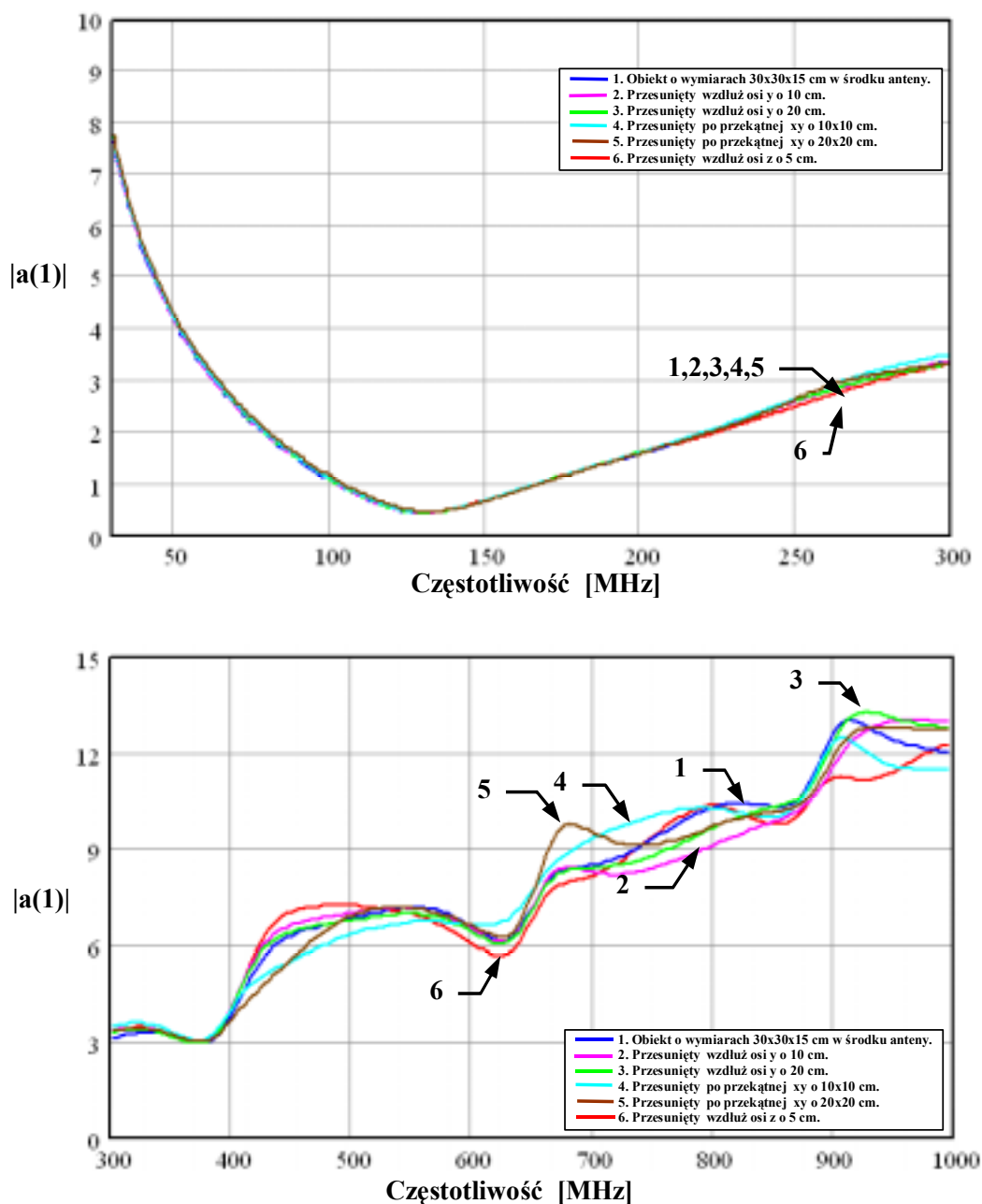


Rys. 10.23. Porównanie wyników obliczeń modułu funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy 1,498 m - wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) bez obiektu, (2),(3),(4) z obiektem o wymiarach odpowiednio: 30x30x15 cm, 40x40x20 cm, 50x50x25 cm

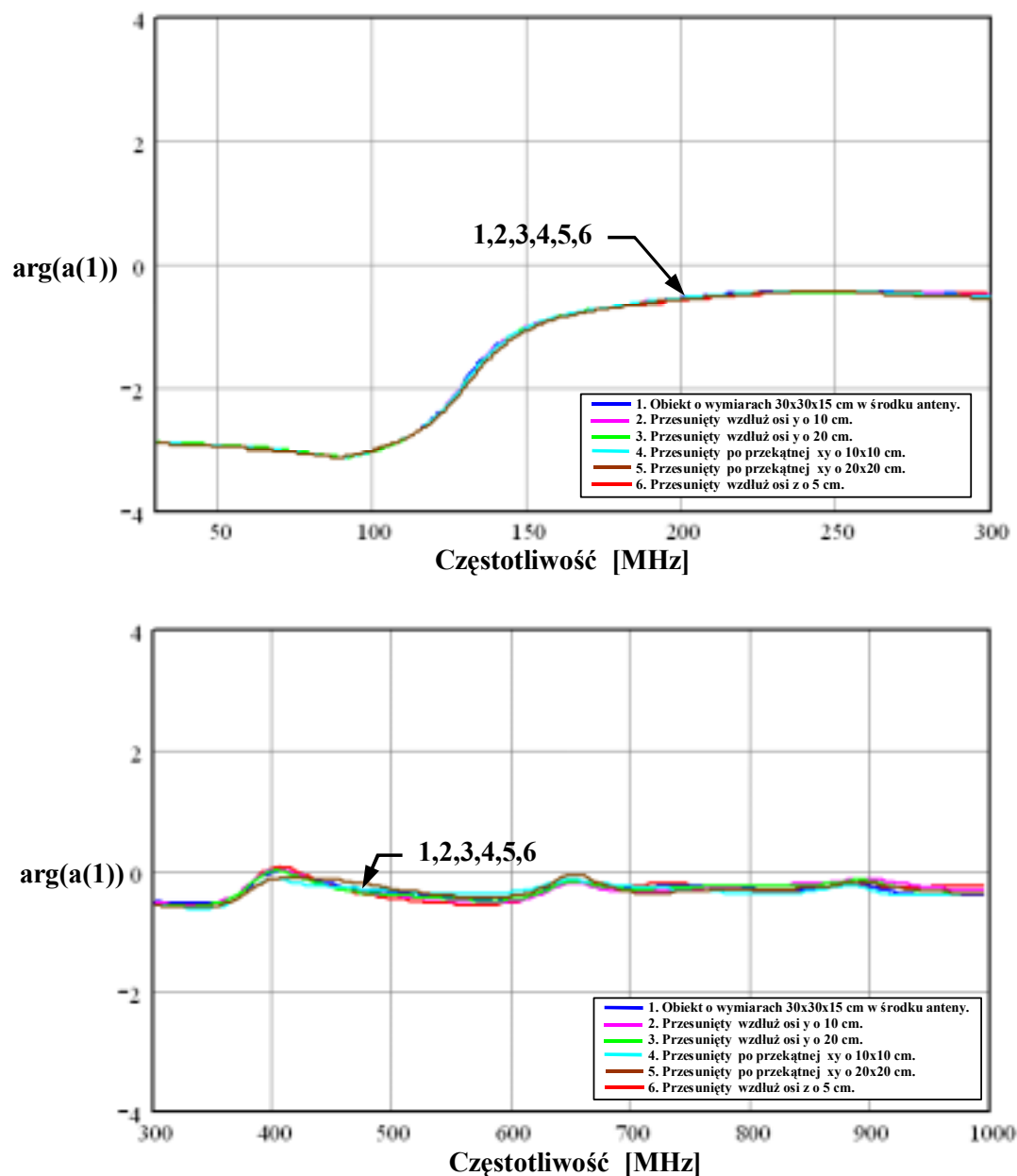


Rys. 10.24. Porównanie wyników obliczeń fazy funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną o średnicy 1,498 m - wyniki uzyskane programem CONCEPT: (1) bez obiektu, (2),(3),(4) z obiektem o wymiarach odpowiednio: 30x30x15 cm, 40x40x20 cm, 50x50x25 cm

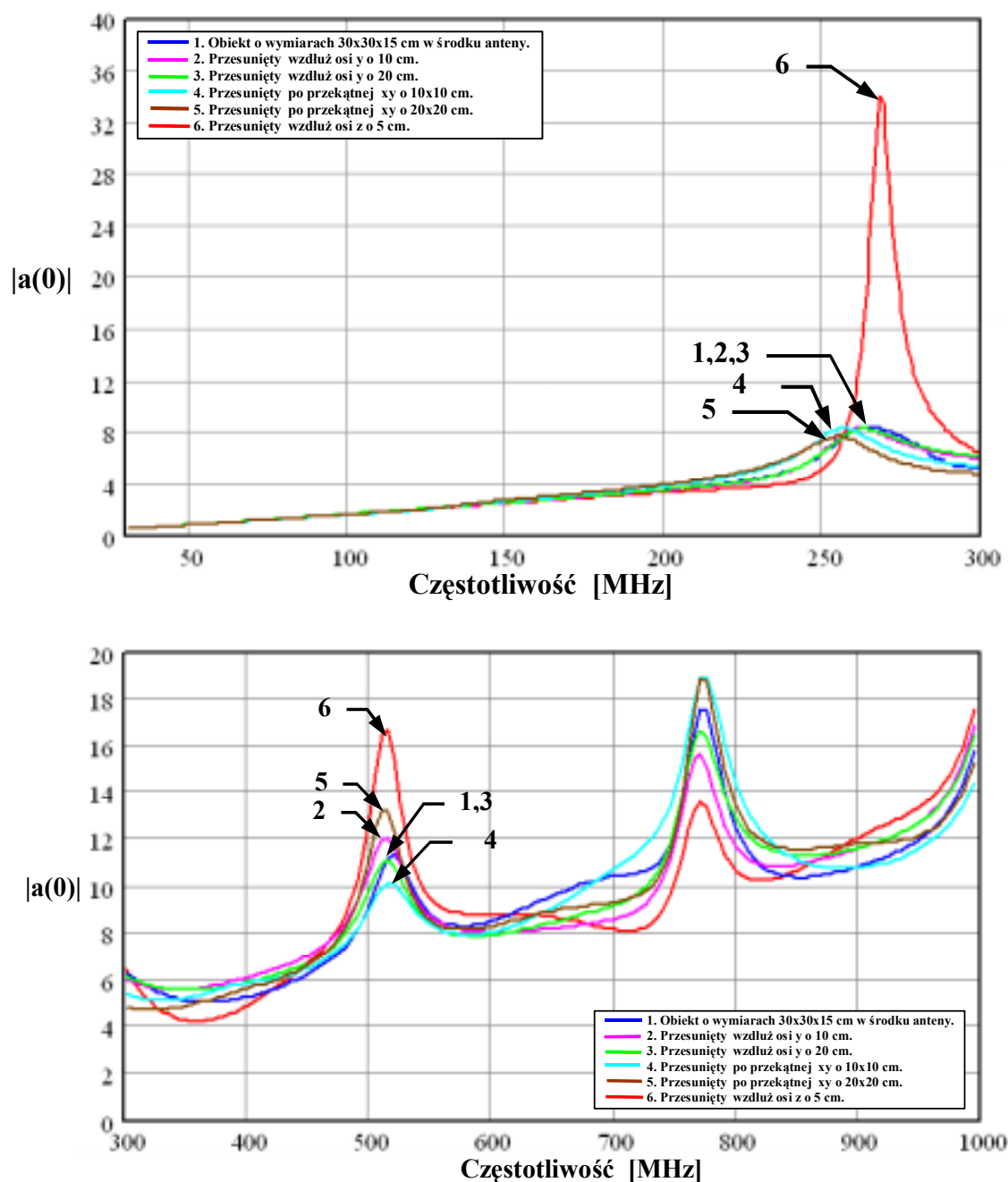
10.1.4. Wpływ położenia badanego obiektu względem anteny pomiarowej



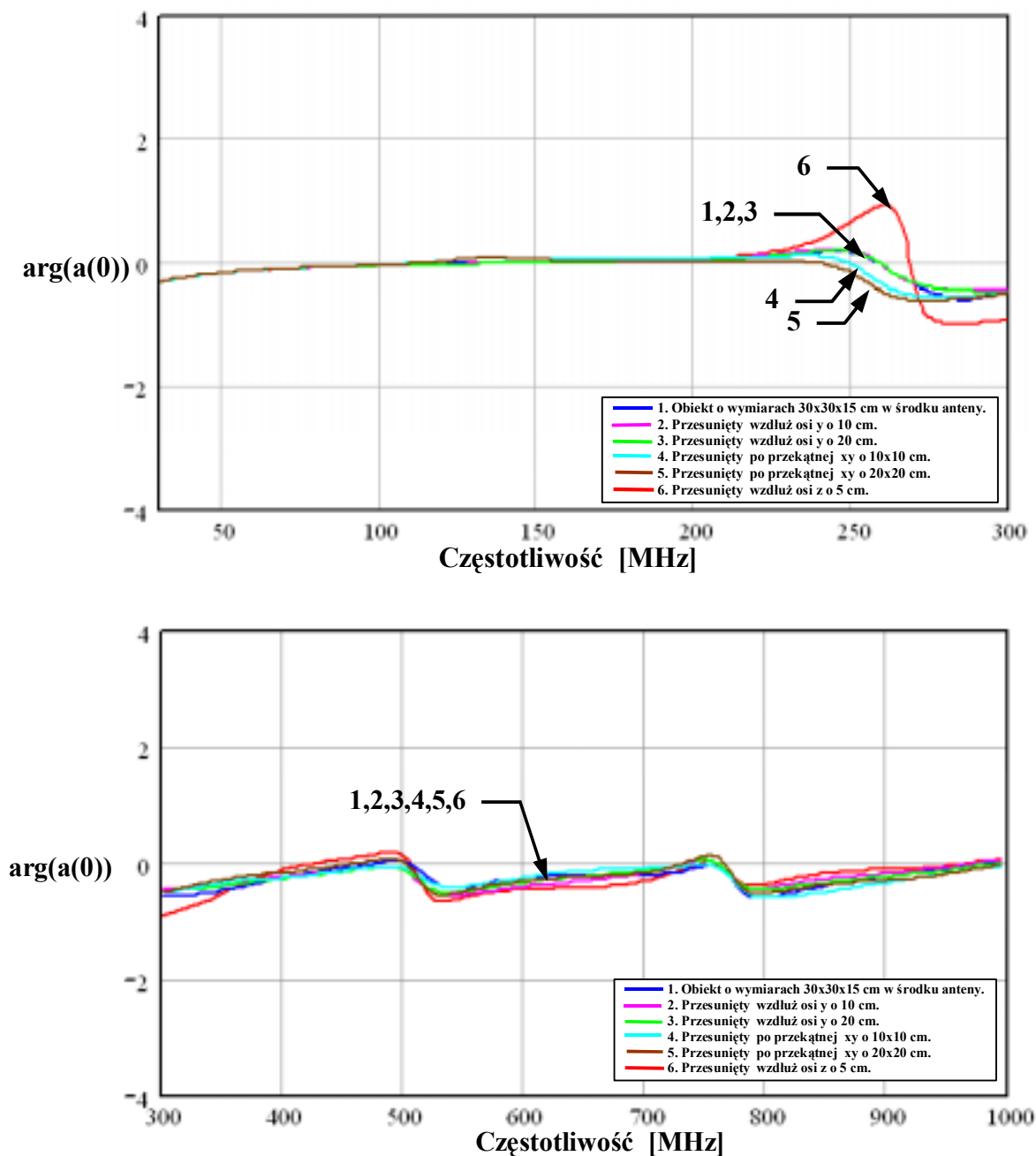
Rys. 10.25. Porównanie wyników obliczeń modułu współczynnika $a(1)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2),(3),(4),(5),(6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



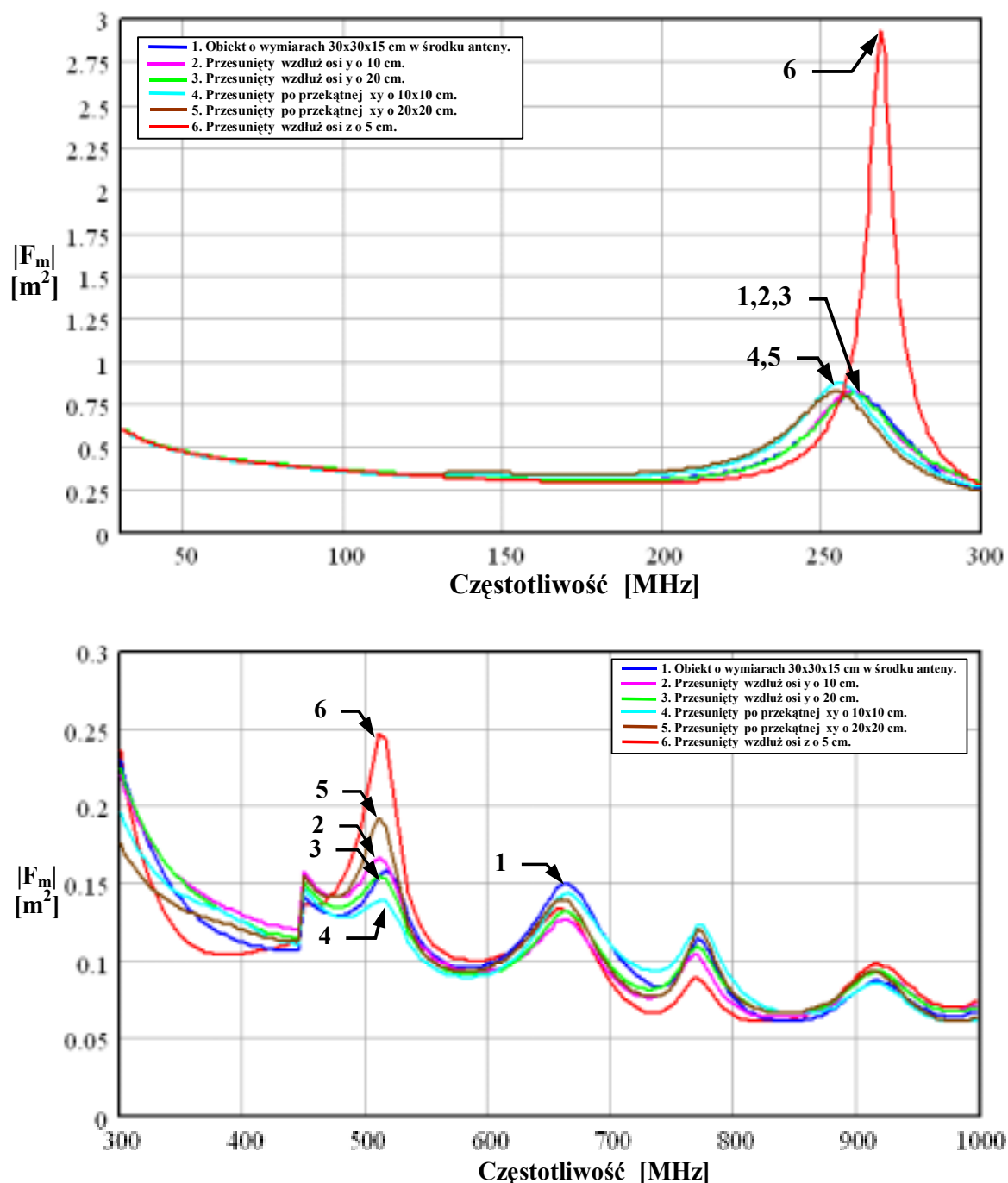
Rys. 10.26. Porównanie wyników obliczeń fazy współczynnika połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2),(3),(4),(5),(6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



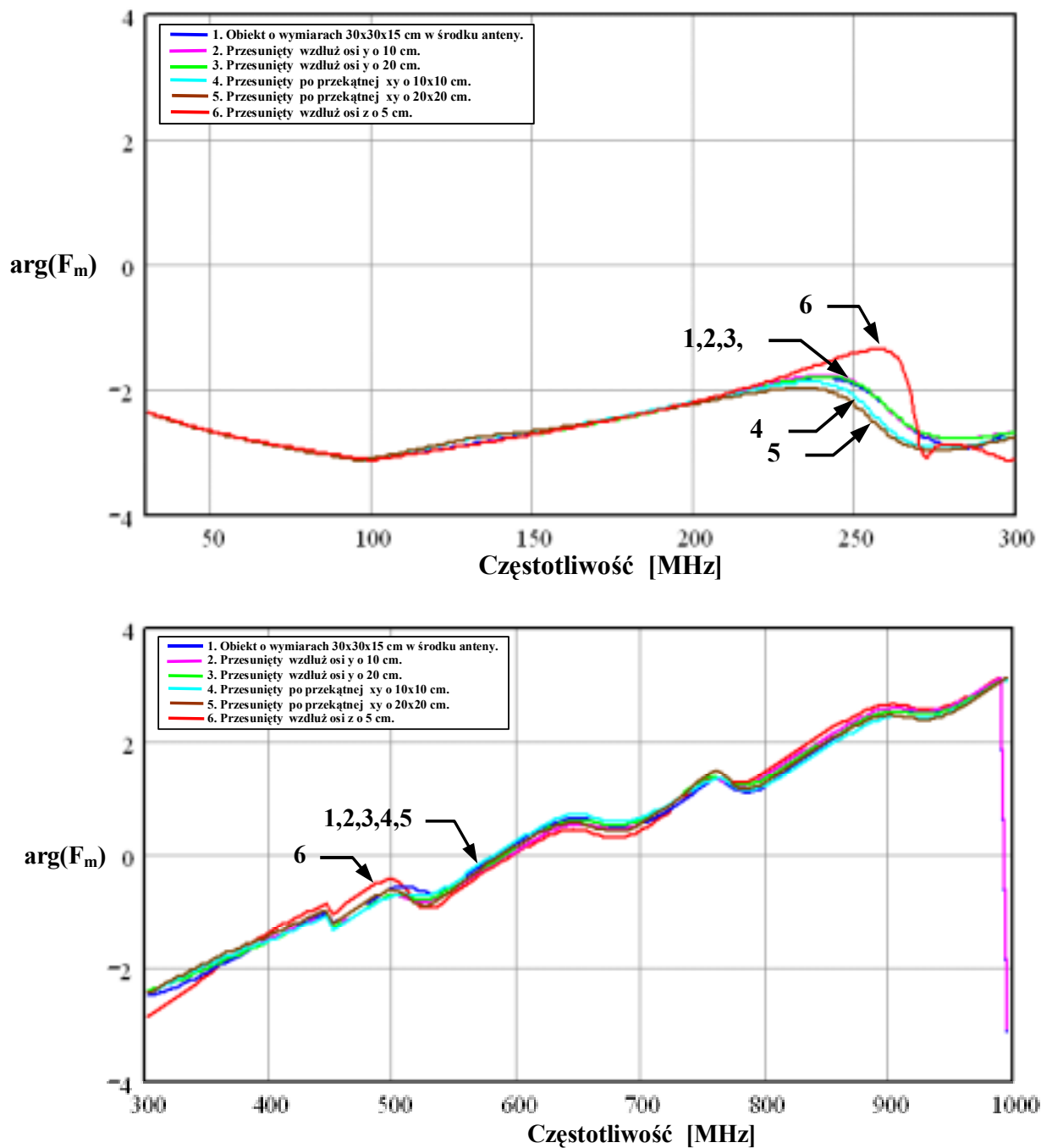
Rys. 10.27. Porównanie wyników obliczeń modułu współczynnika $a(0)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2),(3),(4),(5),(6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



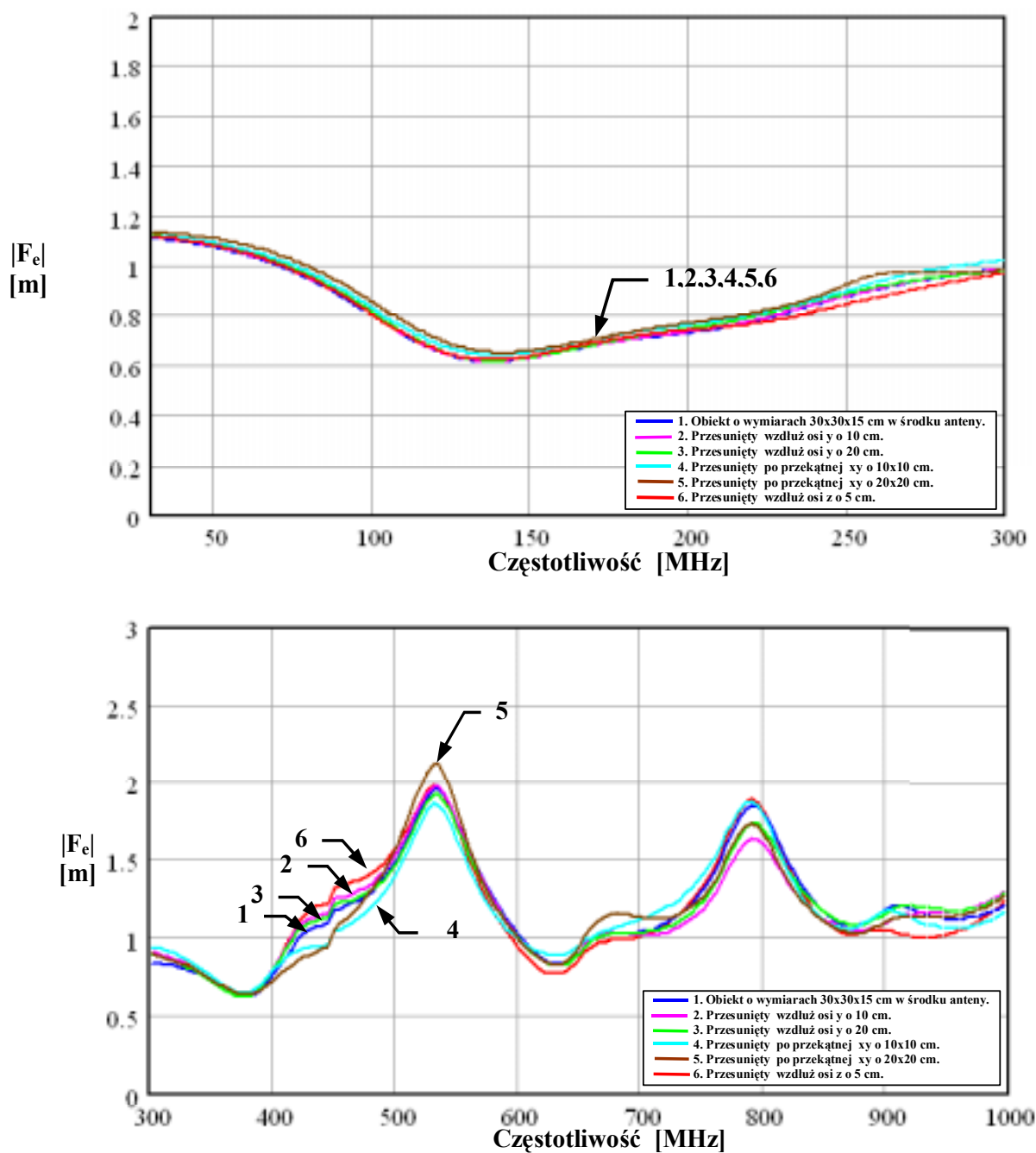
Rys. 10.28. Porównanie wyników obliczeń fazy współczynnika $a(0)$ połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2), (3), (4), (5), (6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



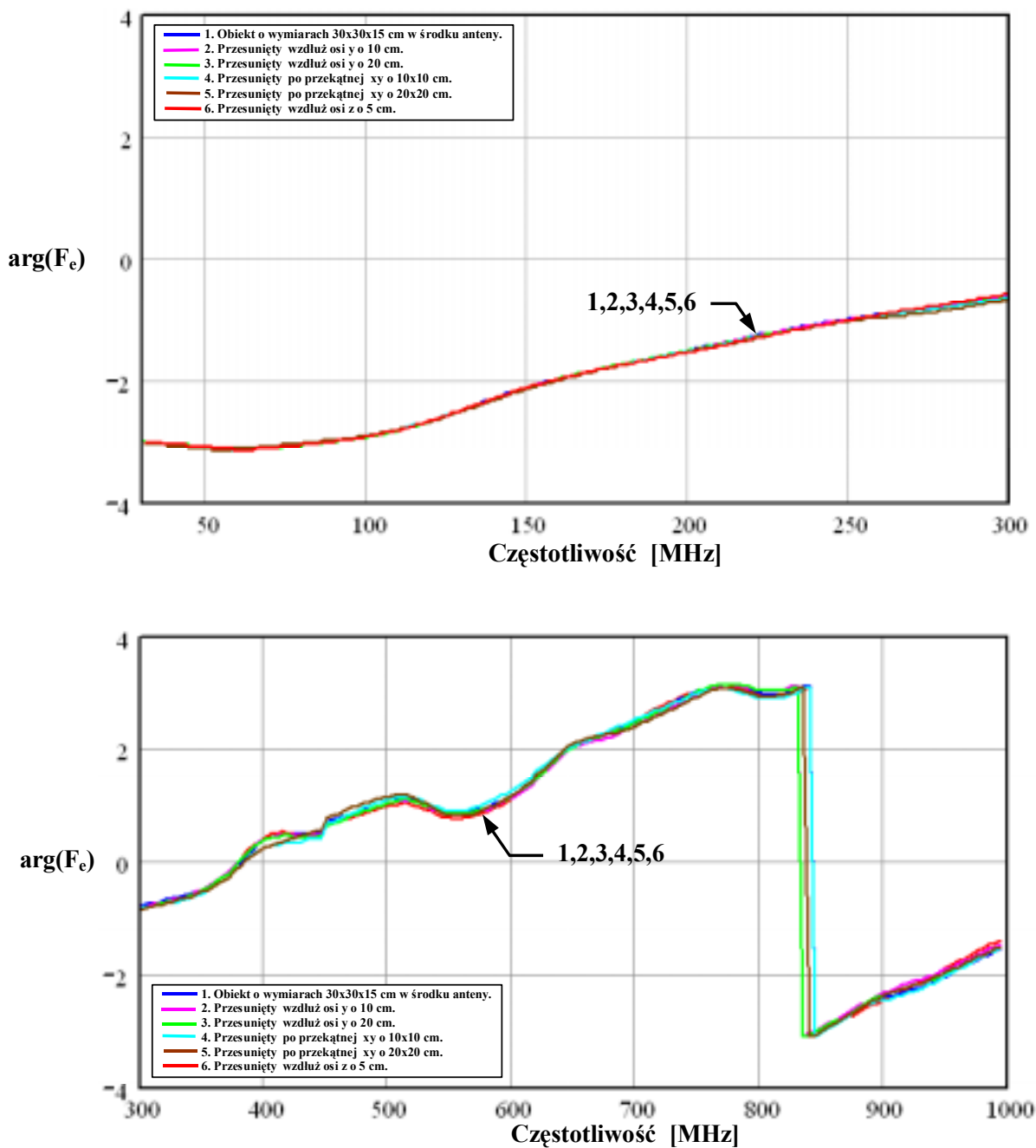
Rys. 10.29. Porównanie wyników obliczeń modułu funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ m) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2),(3),(4),(5),(6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



Rys. 10.30. Porównanie wyników obliczeń fazy funkcji przejścia F_m połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2), (3), (4), (5), (6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



Rys. 10.31. Porównanie wyników obliczeń modułu funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2), (3), (4), (5), (6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT



Rys. 10.32. Porównanie wyników obliczeń fazy funkcji przejścia F_e połowy podwójnie obciążonej okrągłej anteny ramowej ($b=0,3775$ m; $a=0,625$ mm) nad przewodzącą płaszczyzną (o średnicy 1,498 m) z obiektem o wymiarach 30x30x15 cm: (1) – umieszczonym w środku anteny, (2), (3), (4), (5), (6) – przesuniętym odpowiednio: wzdłuż osi y o 10 cm, wzdłuż osi y o 20 cm, wzdłuż przekątnej xy o 10x10 cm, wzdłuż przekątnej xy o 20x20 cm, wzdłuż osi z o 5 cm – wyniki uzyskane programem CONCEPT

10.2. Załącznik nr 2 – Procedura wyznaczania współczynników $a(0)$ i $a(1)$ na podstawie rozkładu prądu w antenie

$Z_0 := 50$ $\text{Skok_Czest} := 5$ $\text{Pocz_Zakresu} := 300$

$\text{TMP} := \text{READPRN}(\text{"If200_100_g.prn"})$ $x := 0..L_Czest$ $\text{imax} := \text{last}(\text{TMP}^{(0)})$ $L_Czest := 139$

$F_x := (x \cdot \text{Skok_Czest} + \text{Pocz_Zakresu})$

$z := 0..imax$

$T := (\text{TMP}^{(2)})$

$\text{Licz_I} := \frac{\text{imax} + 1}{L_Czest + 1}$

$P := (\text{TMP}^{(3)})$

$\text{faza}(z) := \frac{P_z \cdot \pi}{180}$

$D := (\text{TMP}^{(4)})$

$\text{dl}(z) := D_z$

$a(z) := T_z \cdot \cos(\text{faza}(z))$

$c(z) := T_z \cdot \sin(\text{faza}(z)) \cdot j$

$\text{II}(z) := a(z) + c(z)$

$\phi := \frac{2\pi}{\text{Licz_I}}$

$n1 := 0$

If := $\left| \begin{array}{l} \text{for } i \in 0..L_Czest \\ \quad \left| \begin{array}{l} Dd \leftarrow 0 \\ M1_{(i)} \leftarrow 0 \\ \text{for } k \in 0..(\text{Licz_I} - 1) \\ \quad \left| \begin{array}{l} Dd \leftarrow Dd + \text{dl}(k + i \cdot \text{Licz_I}) \\ M1_{(i)} \leftarrow M1_{(i)} + \text{II}(k + i \cdot \text{Licz_I}) \cdot Dd \cdot \exp(-j \cdot n1 \cdot \phi \cdot k) \end{array} \right. \\ \quad M1 \\ \quad \frac{M1}{2\pi \cdot \frac{\text{Licz_I}}{\text{wsp}}} \end{array} \right. \end{array} \right.$

$V_0 := 1$

$V_1 := 1$

$\Phi_0 := 0$

$\Phi_1 := \pi$

$a11f := \left| \begin{array}{l} \text{for } i \in 0..L_Czest \\ \quad \left| \begin{array}{l} W1_{(i)} \leftarrow \frac{1}{\text{If}_1} \sum_{t=0}^1 \left(\frac{-j \cdot V_t}{\pi \cdot \zeta} \cdot \exp(j \cdot n1 \cdot \Phi_t) \right) \end{array} \right. \\ \quad W1 \end{array} \right.$

```

TMP := READPRN("Ip200_100_g.prn")      x := 0..L_Czest      L_Czest := 139
                                         imax:= last(TMP<0>)      z := 0.. imax

F_x := (x Skok_Czest + Pocz_Zakresu)

T := (TMP<2>)
Licz_I := (imax + 1) / L_Czest + 1

P := (TMP<3>)      faza(z) := (P_z * pi) / 180
D := (TMP<4>)      phi := (2 * pi) / Licz_I

a(z) := T_z * cos(faza(z))
c(z) := T_z * sin(faza(z)) * j

I2(z) := a(z) + c(z)

n2 := 1
    
```

```

Ip := | for i ∈ 0..L_Czest
      |   Dd ← 0
      |   M1<i> ← 0
      |   for k ∈ 0..(Licz_I - 1)
      |     Dd ← Dd + dl(k + i * Licz_I)
      |     M1<i> ← [M1<i> + I2(k + i * Licz_I) * Dd * exp(-j * n2 * phi * k)]
      |   M1
      |   -----
      |   2 * pi * Licz_I
      |   wsp
    
```

$V_0 := 1$ $V_1 := -1$ $\Phi_0 := 0$ $\Phi_1 := \pi$

```

a11p := | for i ∈ 0..L_Czest
        |   W1<i> ← (1 / Ip_i) * sum_{t=0}^1 ( (exp(-j * V_t) / (pi * zeta)) * exp(j * n2 * Phi_t) )
        |   W1
    
```

10.3. Załącznik Nr 3 - Wykaz dorobku naukowego autora

1. **Andrzejczak J., Grzebyk W.E.:** *"Jakość usług w systemie UMTS."* Świat Telekomunikacji 2004 czerwiec wyd. spec., s. 25-28, 3 rys. 1 tab., AK I28/04/I-064.
2. **Andrzejczak J., Grzebyk W.E.:** *"Jakość usług w systemie UMTS."* W: Materiały konferencyjne Krajowej Konferencji Radiokomunikacji Radiofonii i Telewizji KKRRiT 2004, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa: 16-18 czerwca 2004, s. 357-360, 3 rys., 1 tab., bibliogr. 7 poz., ISBN 83-920008-1-1.
3. **Banyś T., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Porównanie platform zarządzających SunNet Manager i HP Open View."* W: Materiały seminarium Miedzeszyn '95. NASK, Telekomunikacja Polska. [Miedzeszyn], 10-12 maja 1995. [B.m.: b.w. 1995] s. 111-114, 3 rys. 2 tab.
4. **Banyś T., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"System zasilania awaryjnego jako element zarządzania siecią."* W: Materiały seminarium Miedzeszyn '96. NASK, Telekomunikacja Polska. [Miedzeszyn], 22-24 maja 1996. Cz. 2. [B.m.: b.w. 1996] s. 184-190, 4 rys. bibliogr. 7 poz.
5. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Podstawy teleinformatyki a inteligentny budynek. Transmisja danych."* W: Inteligentny budynek. Integracja systemów. Raport 1997/1998. Wrocław: Walter Open Systems 1998 s. 35-56, 42 rys. 3 tab., ZK I28/02/I-138.
6. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Strategia przechodzenia do ATM."* W: Materiały seminarium Miedzeszyn '96. NASK, Telekomunikacja Polska. [Miedzeszyn], 22-24 maja 1996. Cz. 2. [B.m.: b.w. 1996] s. 179-183, 1 rys. 1 tab. bibliogr. 2 poz.
7. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Telekomunikacja i informatyka w budynku. Kompatybilność elektromagnetyczna."* W: Inteligentny budynek. Integracja systemów. Raport 1997/1998. Wrocław: Walter Open Systems 1998 s. 237-248, 16 rys. bibliogr. 4 poz., ZK I28/02/I-139.
8. **Bem D.J., Głowacki M., Grzebyk W.E.:** *"Laboratorium utrzymania sieci komputerowych Politechniki Wrocławskiej."* W: Naukowa i Akademicka Sieć Komputerowa. Seminarium. [Miedzeszyn, wrzesień 1994]. Warszawa: NASK [1994] s. 113-119, 2 rys. bibliogr. 5 poz., RK I28/02/I-137.
9. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Bezpieczeństwo w sieciach ATM."* W: Bezpieczne sieci telekomunikacyjne - nowe doświadczenia. IX Konferencja na temat sieci komputerowych. Miedzeszyn-99. Materiały konferencji. NASK. Warszawa-Miedzeszyn, 19-21 maja 1999. [B.m.: b.w. 1999] s. 70-79, 1 rys. 3 tab. bibliogr. 17 poz.
10. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Czy sieci ATM są bezpieczne?"* W: Miejskie sieci komputerowe w nauce, gospodarce i administracji. POLMAN '99. Materiały konferencji. Poznań, 13-16 kwietnia 1999. Poznań: Ośrodek Wydaw. Naukowych PAN 1999 s. 192-202, 1 rys. 3 tab. bibliogr. 17 poz.
11. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Kompatybilność elektromagnetyczna a bezpieczeństwo informacji w sieciach teleinformatycznych."* W: Materiały Seminarium Miedzeszyn '97. Warszawa, 21-23 maja 1997. Warszawa: [Naukowa i Akademicka Sieć Naukowa] 1997 s. 50-64, 7 rys. 6 tab. bibliogr. 4 poz.

12. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Kompatybilność elektromagnetyczna sieci teleinformatycznych."* W: Osiągnięcia i perspektywiczne zamierzenia w dziedzinie wojskowej techniki morskiej. VI Sympozjum Wojskowej Techniki Morskiej. VI SWTM '97. Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Centrum Techniki Morskiej. Gdynia, 21-22 października 1997. T. 1. [B.m.: b.w. 1997] s. 41-49, 4 rys. bibliogr. 4 poz.
13. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Kompatybilność elektromagnetyczna w sieciach strukturalnych."* W: Inteligentny budynek. II Ogólnopolska konferencja. Wrocław, 6-7 maja 1997. Wrocław: Walter Open Systems [1997] s. 1-11, 9 rys. 6 tab. bibliogr. 8 poz.
14. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Wrocławska Akademicka Sieć Komputerowa - stan obecny i program rozwoju."* W: Miejskie sieci komputerowe w nauce, gospodarce i administracji. POLMAN'96. Materiały z konferencji. Poznań, 15-17 kwietnia 1996. Poznań: Ośrodek Wydaw. Nauk. PAN 1996 s. 160-172, 6 rys. 2 tab., RK I28/02/I-136.
15. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Wrocławska Akademicka Sieć Komputerowa. Infrastruktura telekomunikacyjna."* W: Miejskie sieci komputerowe w nauce, gospodarce i administracji. POLMAN '97. Materiały z konferencji. Poznań, 8-11 kwietnia 1997. Poznań: Ośrodek Wydaw. Nauk. PAN 1997 s. 208-219, 7 rys. 3 tab., RK I28/02/I-133.
16. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Wrocławska Akademicka Sieć Komputerowa. Infrastruktura telekomunikacyjna."* W: Miejskie sieci komputerowe w nauce, gospodarce i administracji. POLMAN '98. Materiały z konferencji Poznań, 21-24 kwietnia 1998. Poznań: Ośrodek Wydaw. Nauk. PAN 1998 s. 607-618, 6 rys. 3 tab., RK I28/02/I-135.
17. **Bem D.J., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Wrocławska Akademicka Sieć Komputerowa - infrastruktura telekomunikacyjna."* W: Miejskie sieci komputerowe w nauce, gospodarce i administracji. POLMAN '99. Materiały konferencji. Poznań, 13-16 kwietnia 1999. Poznań: Ośrodek Wydaw. Naukowych PAN 1999 s. 446-454, 2 rys. 4 tab.
18. **Cysewski P., Grzebyk W.E.:** *"Implementacja sieciowego systemu wspomaganie i weryfikacji przebiegu procesu dydaktycznego na uczelni."* W: III Krajowa Konferencja Komputerowe Wspomaganie Badań Naukowych. III KK KOWBAN '96. Materiały. Wrocław-Polanica Zdrój, 17-19 października 1996. Wrocław: Oficyna Wydaw. Sudety 1996 s. 323-327, 3 rys., RK I28/02/I-160.
19. **Głowacki M., Grzebyk W.E.:** *"Zarządzanie sieciami komputerowymi i badania zgodności produktów informatycznych i telekomunikacyjnych w Laboratorium Utrzymania Sieci Komputerowych Politechniki Wrocławskiej."* W: Miejskie sieci komputerowe w nauce i gospodarce. POLMAN '94. Materiały z konferencji. Poznań, 16-17 maja 1994. Poznań: Ośrodek Wydaw. Nauk. PAN 1994 s. 188-200, 6 rys. bibliogr. 4 poz., RK I28/02/I-134.
20. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"System for measuring the electric properties of coaxial cables. System do pomiaru parametrów elektrycznych kabli współosiowych"*. W: Electromagnetic compatibility 1992. Eleventh International Wrocław Symposium on Electromagnetic Compatibility. Eds J. M. Janiszewski, W. Moroń, W. Sęga. The Association of Polish Electrical Engineers, The Wrocław Technical University. The Institute of Telecommunication. [Wrocław, September 2-4, 1992]. Pt. 1. [B.m.: b.w. 1992] s. 241-244, 9 rys. bibliogr. 3 poz., RK I28/02/I-140.
21. **Grzebyk W.E., Hurnik P., Janukiewicz J.M., Langowski Z.:** *"Pomiary charakterystyk częstotliwościowych współczynnika odbicia materiałów tłumiących."* W: Wojskowa Konferencja Telekomunikacji i Informatyki. WKTiI-97. VI Międzynarodowa konferencja naukowa. Materiały. Jabłonna, 8-10 października 1997. Cz. 2. [Zegrze]: WIŁ [1997] s. 327-335, 6 rys. bibliogr. 3 poz., RK I28/97/I-196.

22. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M., Janyszek J.:** *"Sposoby taryfikacji w miejskich sieciach komputerowych."* W: Miejskie sieci komputerowe w nauce i gospodarce. POLMAN '95. Materiały z konferencji. Instytut Informatyki PPOzn. [i in.] Poznań, 10-12 kwietnia 1995. Poznań: Ośrodek Wydaw. Nauk. 1995 s. 141-148, 8 rys. 3 tab., RK C01/95/I-006.
23. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M., Kucharski A.:** *"Systems for measuring the screening efficiency of coaxial cables. Systemy pomiaru efektywności ekranowania kabli koncentrycznych."* W: Proceedings Workshop on Shielding Effectiveness. EEC COST ACTION 243 Electromagnetic Compatibility in Electrical and Electronic Apparatus and Systems. Faculty of Electrical Engineering and Informatics Technical University of Budapest. Budapest, Hungary, November 24-25, 1994. [B.m.: b.w. 1994] s. 34-38, 4 rys. bibliogr. 4 poz. Opis wg okł., RZ I28/95/I-090.
24. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M., Kujalowicz J.:** *"Badania tłumienia rozpraszania elektromagnetycznego przez materiały ekranujące."* W: Osiągnięcia i perspektywiczne zamierzenia w dziedzinie wojskowej techniki morskiej. VI Sympozjum Wojskowej Techniki Morskiej. VI SWTM '97. [OBR Centrum Techniki Morskiej. Gdynia, 21-22 października 1997. T. 1. B.m.: b.w. 1997] s. 236-244, 5 rys. 1 tab. bibliogr. 5 poz., RK I28/97/I-192.
25. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M., Langowski Z., Więckowski T.W.:** *"Badania homologacyjne systemów anten nadawczych."* W: Krajowa Konferencja Radiokomunikacji Ruchomej. KKRR '97. Poznań, 26-28 maja 1997. [Poznań: Polsoft], cop. 1997 s. 111-114, 5 rys. bibliogr. 4 poz., RK I28/97/I-186.
26. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M., Langowski Z.:** *"Pomiary charakterystyk częstotliwościowych współczynnika odbicia materiałów tłumiących w komorze bezodbiciowej."* W: Osiągnięcia i perspektywiczne zamierzenia w dziedzinie wojskowej techniki morskiej. VI Sympozjum Wojskowej Techniki Morskiej. VI SWTM '97. [OBR Centrum Techniki Morskiej. Gdynia, 21-22 października 1997. T. 1. B.m.: b.w. 1997] s. 229-235, 5 rys. bibliogr. 2 poz., RK I28/97/I-191.
27. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M., Skrzypczyński J.:** *"Badania skuteczności ekranowania szaf telekomunikacyjnych stosowanych w węzłach sieci komputerowych."* W: Materiały Seminarium Miedzeszyn '98 pt. Sieć 2000. [Warszawa], 12-14 maja 1998. Warszawa: [NASK] 1998 s. 99-107, 8 rys. bibliogr. 4 poz., RK I28/02/I-132.
28. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Badania kabli symetrycznych z punktu widzenia kompatybilności elektromagnetycznej metodą impulsową."* W: Osiągnięcia i perspektywiczne zamierzenia w dziedzinie wojskowej techniki morskiej. V Sympozjum Wojskowej Techniki Morskiej. V SWTM '95. Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Centrum Techniki Morskiej. Gdynia, 24-25.X.1995. T. 2. [B.m.: b.w. 1995] s. 65-71, 6 rys. bibliogr. 3 poz.
29. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Detekcja informacji użytecznej w sieciach komputerowych."* W: Materiały Seminarium Miedzeszyn '97. Warszawa, 21-23 maja 1997. Warszawa: [Naukowa i Akademicka Sieć Naukowa] 1997 s. 151-165, 16 rys. 1 tab. bibliogr. 4 poz.
30. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Jakość usług w sieciach IP."* Prz. Telekomun. Wiad. Telekomun. 2002 R. 75 nr 8/9 s. 539-545, 7 rys. 4 tab. bibliogr. 25 poz., AK I28/02/I-131.
31. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Kompatybilność elektromagnetyczna w sieciach strukturalnych."* W: Materiały seminarium Miedzeszyn '96. NASK, Telekomunikacja Polska. [Midzeszyn], 22-24 maja 1996. Cz. 2. [B.m.: b.w. 1996] s. 191-198, 1 rys. 1 tab. bibliogr. 2 poz.

32. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Measurement of emissions from twisted pair cables used in LAN's. Pomiar emisyjności kabli typu "skrętka" stosowany w sieciach LAN."* W: Fourteenth International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility 1998. Eds. J. M. Janiszewski, W. Moroń, W. Sęga. [Wrocław, June 23-25, 1998. Warszawa]: Institute of Telecommunications [1998] s. 203-205, 10 rys. bibliogr. 2 poz.
33. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Protokoły wyboru trasy w sieci ATM."* W: Materiały seminarium Miedzeszyn '95. NASK, Telekomunikacja Polska. [Miedzeszyn], 10-12 maja 1995. [B.m.: b.w. 1995] s. 128-134, 6 rys. 1 tab.
34. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Pulse method for EMC testing of symmetrical cables. Metoda impulsowa testowanie EMC kabli symetrycznych."* W: Thirteenth International Wrocław Symposium on Electromagnetic Compatibility 1996. Eds. J. M. Janiszewski, W. Moroń, W. Sęga. [Wrocław, June 25-28, 1996. Warszawa]: Institute of Telecommunications [1996] s. 364-366, 6 rys. bibliogr. 2 poz.
35. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Realizacja sieci wirtualnych i transmisji multimedialnych."* W: Materiały Seminarium Miedzeszyn '97. Warszawa, 21-23 maja 1997. Warszawa: [Naukowa i Akademicka Sieć Naukowa] 1997 s. 146-150, 2 rys. 2 tab.
36. **Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"System zasilania awaryjnego w miejskiej sieci komputerowej we Wrocławiu."* W: Miejskie sieci komputerowe w nauce i gospodarce. POLMAN '95. Materiały konferencji. Poznań, 10-12 kwietnia 1995. Poznań: Ośrodek Wydaw. Naukowych PAN 1995 s. 136-140, 2 rys. 1 tab.
37. **Grzebyk W.E., Solicki M.:** *"Ewolucja architektury systemu UMTS."* W: Materiały konferencyjne Krajowej Konferencji Radiokomunikacji Radiofonii i Telewizji KKRRiT 2004, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa: 16-18 czerwca 2004, s. 486-489, 5 rys., 1 tab., bibliogr. 7 poz., ISBN 83-920008-1-1.
38. **Grzebyk W.E.:** *"Miejskie Sieci Teleinformatyczne - definicje, budowa, usługi."*, Referat z Konserwatorium Informatycznego - Miejska Sieć Informatyczna we Wrocławiu. Wrocław, 16 listopada 2004, Wrocław 2000 Plus, Studium nad Strategią Miasta 2004 z. 4, s. 23-52, 7 rys., AK I28/04/I-156.
39. **Rutkowski T., Grzebyk W.E., Janukiewicz J.M.:** *"Możliwości wdrożenia zdalnych systemów edukacyjnych pracujących w trybie on-line w sieciach miejskich."* W: Materiały seminarium Miedzeszyn '98 pt. Sieć 2000. NASK, PKP, Netia Telekom. Miedzeszyn, 12-14 maja 1998. Warszawa: [Naukowa i Akademicka Sieć Komputerowa] 1998 s. 164-174, 3 rys., RK I28/98/I-040.
40. **Więckowski T.W., Grzebyk W.E.:** *"Internet a sieci dostępne."* W: Komputerowe wspomaganie badań naukowych. VIII Krajowa konferencja. VIII KK KOWBAN '2001. Materiały. Wrocław-Świeradów Zdrój, 25-27 października 2001. Wrocław: [Oficyna Wydaw. Sudety] 2001 s. 311-316, 1 rys. bibliogr. 4 poz., RK I28/01/I-159.