Politechnika Wrocławska

Wydział Informatyki i Telekomunikacji

Dyscyplina: Informatyka Techniczna i Telekomunikacja

ROZPRAWA Doktorska

Efektywne modelowanie podatności elektromagnetycznej obiektów ekranowanych

infrastruktury telekomunikacyjnej metodą SIE-MoM-DD

Mgr inż. Anna Grytsko

Promotor: Dr hab. inż. Piotr Słobodzian, prof. uczelni

Słowa kluczowe: charakterystyka podatności EM, metoda numeryczna, SIE-MoM-DD, modelowanie numeryczne, obiekt ekranowany

WROCŁAW 2025

Praca była częścią projektu badawczego pod tytułem "Badania i symulacje skutków oddziaływania impulsów HPM" finansowanego ze środków Narodowego Centrum Badań i Rozwoju i realizowana w Politechnice Wrocławskiej na Wydziale Informatyki i Telekomunikacji, w Katedrze Telekomunikacji i Teleinformatyki w latach 2018-2023. Kierownik projektu - dr hab. inż. Piotr Słobodzian. Praca jest dedykowana Moim rodzicom Olehu i Tetianie, babci Natalii, Świętej Pamięci babci Leni i Andrzejowi Bownikowi, całej rodzinie, którym winna jestem szczególną wdzięczność i składam wyrazy serdecznego podziękowania za wychowanie, wiarę w moje siły, wsparcie w najtrudniejszych momentach i **Bezwarunkową MIŁOŚĆ**!

Najserdeczniejszym przyjaciołom (Lena S., Lena N., Natalia R., Ania Ś., Emilka, Iryna Tk., Irina Ch., Valentyna, Olichka, Danylo, Sergii i Alicja M., Georgii i Igor, Przemek S.)!

Promotorowi, Panu Profesorowi Piotrowi Słobodzianowi, za cierpliwość, rzetelność i nieustanność w kształtowaniu mojej ścieżki naukowej, bez którego ta praca naukowa nie mogłaby zaistnieć!

Pracownikom administracji (Pani Paula S., Beatka A., Pani Agnieszka Ch., Pani Barbara U., Pani Danuta B.) za serdeczności, słowa otuchy i pomoc w załatwieniu wszystkich formalności!

> Naszej Alma Mater - Politechnice Wrocławskiej! I Siłom Wyższym za możliwości i siły!

Працю присвячую Моїм батькам Олегу і Тетяні, бабці Наталі, і Світлої Пам'яті бабці Лєні і Andrzejowi Bownikowi, всій рідні, котрим винна особливу і щиру вдячність за виховання, віру в мої сили, підтримку в найважчі моменти і **Безумовну ЛЮБОВ**!

Щирим друзям (Лєна С., Лєна Н., Наталия Р., Аня Ś., Емілька, Ирина Т., Ірина Ч., Валентина, Оличка, Данило, Сергій і Аліція М., Георгий і Ігор, Пшемек S.)!

Курівнику, Пану Професору Piotrowi Słobodzianowi, за терпеливість, ретельність і невпинність в творенні образу моєї наукової стежки, без котрого ця праця не була б написана!

Працівникам адміністрації (Пані Paula S., Beatka A., Pani Agnieszka Ch., Pani Barbara U., Pani Danuta B.) за щиросердечність, слова підтримки і допомогу в організаційних справах!

> Нашій Alma Mater – Політехніці Вроцлавській! І Силам Вищим за можливість і сили!

Spis treści

Streszczenie	7
Abstract	8
1.1. Cel i zakres rozprawy	11
1.2. Definicje pojęć używanych w pracy	12
1.3. Podatność EM obiektów i jej związek ze scenariuszem oddziaływania zaburzenia 14	ιEM
1.4. Teza rozprawy	18
1.5. Zawartość rozprawy	18
Rozdział II. Metody określania podatności EM obiektów ekranowanych	20
2.1. Ścieżki oddziaływania zaburzenia EM	20
2.1.1. Ogólna charakterystyka	20
2.1.2. Skuteczność ekranowania	21
2.1.3. Wnikanie zaburzenia EM przez ściany ekranujące	23
2.1.4. Wnikanie zaburzenia EM przez szczeliny i otwory	25
2.2. Ocena wnikania zaburzenia EM metodami pomiarowymi	26
2.2.1. Obowiązujące normy	27
2.2.2. Stanowiska pomiarowe	28
2.3. Analiza wnikania zaburzenia EM metodami obliczeniowymi	30
2.3.1. Znane metody numeryczne	30
2.3.2. Metody dedykowane – przegląd stanu wiedzy	32
Rozdział III. Wyznaczanie charakterystyki podatności EM obiektu ekranowa	nego
metodą SIE-MoM-DD	38
3.1. Charakterystyka podatności EM obiektu	38
3.1.1. Definicja JFP oraz normowanie jej amplitudy	39
3.1.2. Odpowiedź EM obiektu na pobudzenie JFP	44
3.1.3. Pełna charakterystyka podatności EM obiektu	47

3.2. Modelowanie odpowiedzi EM obiektu na zaburzenie metodą SIE-MoM-DD 51
3.2.1. Zastosowanie metody SIE-MoM do analizy obiektów ekranowanych 51
3.2.2. Zastosowanie metody DD do analizy obiektów ekranowanych
3.2.3. Wyznaczanie elementów macierzy momentów, wektora pobudzenia oraz końcowego rozwiązania
3.2.4. Wyznaczanie odpowiedzi wewnątrz obiektu ekranowanego 75
Rozdział IV. Weryfikacja i zastosowanie opracowanej metody wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego
4.1. Weryfikacja opracowanej metody 80
4.2. Efektywność obliczeniowa opracowanej metody SIE-MoM-DD 88
4.3. Zastosowanie charakterystyki podatności EM obiektu do predykcji skutków oddziaływania zaburzeń EM
Rozdział V. Podsumowanie 111
5.1. Realizacja celu rozprawy 111
5.2. Potwierdzenie tezy rozprawy 113
5.3. Oryginalne rezultaty i wnioski 113
5.4. Kierunek dalszych badań 114
Dodatek A. Wyznaczanie wektora pobudzenia υ w metodzie SIE-MoM 116
Bibliografia122

Streszczenie

Rozprawa doktorska przedstawia opracowanie efektywnej metody numerycznej do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektów ekranowanych z aperturą, np. na potrzeby obudów ekranujących szeroko wykorzystywanych w branży telekomunikacji. W przedstawionej w pracy metodzie SIE-MoM-DD zaimplementowano powierzchniowe równania całkowe rozwiązane metodą momentów z wykorzystaniem metody dekompozycji dziedziny obliczeniowej. Przedstawiona w pracy charakterystyka podatności EM, oszacowana metodą SIE-MoM-DD, jest innowacyjnym narzędziem, dotychczas nie spotykanym w literaturze. Analiza EM obiektów ekranowanych dla dynamicznego scenariusza oświetlenia zaburzeniem EM z wykorzystaniem opracowanej charakterystyki jest informatywna. Może być efektywnie przeprowadzona w stosunkowo krótkim czasie i mniejszym kosztem w porównaniu do badań wykonywanych w laboratorium.

Realizacja prac wykonanych w przygotowaniu rozprawy doktorskiej wymagała przede wszystkim zdobycia wiedzy teoretycznej dotyczącej opracowywanego zagadnienia, przeglądu literaturowego, a także badań eksperymentalnych, tj. opracowanie algorytmu obliczeniowego i jego testowanie na podstawie porównań wyników ze znanym komercyjnym oprogramowaniem. Badania te wymagały wiedzy i umiejętności z zakresu niezbędnego aparatu matematycznego związanego z zastosowanymi algorytmami jak również narzędzi programistycznych do implementacji tych algorytmów. Dodatkowo niezbędna była znajomość metod pomiarowych do oszacowania podatności EM obudów z aperturami i ograniczeń wynikających z obecnie stosowanych stanowisk pomiarowych. Powstałe oprogramowanie jest narzędziem do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektów ekranowanych w dynamicznym scenariuszu oświetlenia obiektu, które ma dostępne różne opcje wykresów z w zależności od zapotrzebowania analizy EM. Narzędzie to może być rozwijane oraz wykorzystywane w innych pracach badawczych prowadzonych w Katedrze Telekomunikacji i Teleinformatyki na Wydziale Informatyki i Telekomunikacji w Politechnice Wrocławskiej.

Abstract

The doctoral dissertation presents the development of an effective numerical method for determining the EM susceptibility characteristics of shielded objects with an aperture, e.g. for the needs of shielding housings widely used in the telecommunications industry. The SIE-MoM-DD method presented in the dissertation implements surface integral equations solved by the method of moments using the computational domain decomposition method. The EM susceptibility characteristics given in the dissertation, estimated by the SIE-MoM-DD method, is an innovative tool, previously unseen in the literature. The EM analysis of shielded objects for a dynamic scenario of lighting with EM disturbance using the developed characteristics is informative. It can be effectively performed in a relatively short time and at a lower cost compared to tests performed in the laboratory.

This research required knowledge and skills in the scope of the necessary mathematical apparatus related to the applied algorithms as well as programming tools for the implementation of these algorithms. Additionally, knowledge of measurement methods for estimating the EM susceptibility of enclosures with apertures and limitations resulting from currently used measurement stations was necessary. The resulting software is a tool for determining the EM susceptibility characteristics of shielded objects in a dynamic scenario of the object's lighting, which has various options of graphs available depending on the needs of the EM analysis. This tool can be developed and used in other research works conducted at the Department of Telecommunications and ICT at the Faculty of Information and Communication Technology at the Wrocław University of Science and Technology.

Rozdział I. Wprowadzenie

Dowolny nowoczesny kraj XXI wieku w erze cywilizacji informacyjnej nie może istnieć bez usług telekomunikacyjnych oraz teleinformatycznych. Międzynarodowy rozwój gospodarczy oraz kwestie związane z obronnością państwa są zależne od dostępu do informacji. Dostęp ten umożliwia wydajna i ciągła praca infrastruktury telekomunikacyjnej (IT). Z definicji [1] infrastruktura telekomunikacyjna to wszystkie urządzenia telekomunikacyjne oraz linie, kanalizacje kablowe, słupy, maszty, wieże, przewody zapewniające łączność na odległość, za wyjątkiem urządzeń telekomunikacyjnych końcowych.

W świetle rzeczywistości geopolitycznej istnieje wiele zagrożeń politycznych oraz ekonomicznych, które mogą powodować nieciągłość pracy IT. W związku z tym należy wyłonić zbiór systemów komunikacyjnych, który ma krytyczne znaczenie dla wykonywania podstawowych działań w sektorze państwowym lub publicznym. Jest to tzw. krytyczna infrastruktura telekomunikacyjna (KIT) – sprzęt informatyczny, zasoby fizyczne, usługi, zespół sieci oraz struktur telekomunikacyjnych, zautomatyzowane systemy sterowania, których uszkodzenie lub zniszczenie miałoby istotny wpływ na bezpieczeństwo, zdrowie, dobrobyt, funkcjonowanie państwa oraz poszczególnych osób [1], [2].

Istotnym zagrożeniem dla KIT jest terroryzm elektromagnetyczny, polegający na celowym zakłóceniu elektromagnetycznym pracy urządzeń elektronicznych (*ang.* IEMI – Intentional Electromagnetic Interference). Jednym z rodzajów IEMI jest ukierunkowana emisja impulsów elektromagnetycznych dużej mocy, określanych akronimem HPM (*ang.* HPM – High-Power Microwaves). Jest to zagrożenie nowej generacji, które może spowodować pogorszenie działania KIT, dostępność, częściowe uszkodzenie lub całkowite jej zniszczenie [3], [4].

Nowe systemy/obiekty IT/KIT pracujące przy wysokich częstotliwościach i coraz niższych napięciach są bardziej podatne elektromagnetycznie (EM) na zakłócenia. W celu zmniejszenia podatności EM oraz zapewnienia ochrony przed oddziaływaniem impulsów EM stosuje się ekranowanie elektromagnetyczne (obudowę ekranowaną). Obudowa ekranowana zazwyczaj jest wykonana z materiału przewodzącego lub magnetycznego. Przykłady ekranowanego obiektu KIT są pokazane na rysunku 1.1.





Rys.1.1. Przykładowe ekranowane obiekty KIT: a) kontener telekomunikacyjny firmy ZETO-Projekt; b) kontener do zastosowań specjalnych firmy Pex-Pool Plus; c) kontener do zastosowań specjalnych firmy ARMPOL.

Skuteczność ekranowania (*ang.* SE – Shielding Effectivness) obudowy jest parametrem stosowanym w ocenie podatności EM (*ang.* EMS – Electromagnetic Susceptibility) obiektu/systemu KIT [5]. Parametr ten jest wyznaczany metodami zgodnymi z odpowiednimi normami (np. zgodnie z normą MIL-STD-285 (dawniej), obecnie zastąpioną przez normę IEEE-299 [6]), które niestety nie uwzględniają wszystkich potencjalnych scenariuszy oddziaływania zaburzenia EM, na przykład informacji o krytycznych kątach/kierunkach narażenia sytemu/obiektu KIT i dowolnej polaryzacji fali elektromagnetycznej związanej z zaburzeniem. W związku z powyższym oczywiste jest, że opieranie oceny podatności EM systemu/obiektu KIT wyłącznie na skuteczności ekranowania jest obecnie niewystarczające. Uzyskanie wysokiego poziomu ufności w ocenie odporności KIT na zaburzenia EM wymaga bardziej szczegółowej charakteryzacji podatności EM systemów/obiektów KIT. Wspomniana charakteryzacja może być oparta na tzw. *charakterystyce podatności elektromagnetycznej*, która jest przedmiotem niniejszej rozprawy. Część wyników badań do tworzenia charakterystyki podatności EM została uzyskana przez autorkę w wyniku prac prowadzonych w projekcie badawczym pn. "Badania i symulacje skutków oddziaływania impulsów HPM" (projekt finansowany ze środków Narodowego Centrum Badań i Rozwoju w latach 2016-2022.

1.1. Cel i zakres rozprawy

Głównym celem rozprawy doktorskiej jest zademonstrowanie metody efektywnego wyznaczania charakterystyki podatności EM ekranowanych obiektów, związanej z wnikaniem zaburzenia EM do wnętrza obiektów ekranowanych przez szczeliny i otwory. Wymieniona metoda opiera się na zastosowaniu powierzchniowych równaniach całkowych rozwiązywanych metodą momentów wraz z zastosowaniem metody dekompozycji dziedziny obliczeniowej, nazwanej akronimem SIE-MoM-DD (*ang.* Surface Integral Equations - Method of Moments - Domain Decomposition) [7]-[11].

Zakłócenia EM wnikające przez szczeliny/otwory mogą powodować zmianę natężenia pola elektrycznego w określonym punkcie (punkcie obserwacji) wewnątrz ekranowanego obiektu (rys.1.2). Przy określaniu podatności EM ekranowanego obiektu na wnikanie zaburzenia EM przez szczeliny/otwory należy wyznaczyć wielkości najwyższej i najniższej możliwej odpowiedzi obiektu w punkcie obserwacji wewnątrz tego obiektu. Wielkości te zależą od wielu czynników, ale wydaje się, że najtrudniejszym do uwzględnienia jest polaryzacja zaburzenia, która może teoretycznie przyjmować nieskończenie wiele stanów. Oczywiste



Rys.1.2. Scenariusz przenikania zaburzenia EM przez aperturę w obiekcie ekranującym – wyznaczanie podatności EM obiektu.

jest, że największą odpowiedź uzyskuje się dla pobudzenia o polaryzacji "dopasowanej" do geometrii obiektu, a najmniejszą dla polaryzacji "niedopasowanej" (najczęściej ortogonalnej). Uzyskanie tych informacji jest skomplikowane, ponieważ wymaga wielu pomiarów lub obliczeń, ale gdy już je mamy, możemy łatwo ocenić realne zagrożenie w danym scenariuszu oddziaływania zakłócenia EM.

W celu rozwiązania tak postawionego zagadnienia należy zastosować odpowiednią metodę numerycznego modelowania, która umożliwi efektywne obliczanie pola elektrycznego wewnątrz obiektu, a następnie na podstawie uzyskanych wyników umożliwi zamodelowanie charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego (np. krytycznej infrastruktury telekomunikacyjnej) przy zmniejszonym nakładzie obliczeniowym, jednocześnie uzyskując wyniki identyczne lub zbliżone do wyników obliczeń z wykorzystaniem komercyjnego oprogramowania. Opracowanie wymienionej metody stanowi główny zakres niniejszej rozprawy.

1.2. Definicje pojęć używanych w pracy

W wyznaczaniu pełnej charakterystyki podatności EM istotne znaczenie ma scenariusz oddziaływania zaburzenia EM na obiekt ekranowany, tj. trajektoria ruchu źródła zaburzenia oraz punkt obserwacji, w którym jest wyznaczana charakterystyka podatności EM. Poniżej przedstawiono definicje najważniejszych pojęć wykorzystanych w tekście rozprawy do opisu wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu związanej ze scenariuszem oddziaływania zaburzenia EM. Większość definicji została zaczerpnięta z prac [12] i [13], za wyjątkiem tych, w których podano inne źródło literaturowe.

Zaburzenie EM – zakłócenia generowane przez zewnętrzne źródło EM, które oddziałuje na obiekt poprzez indukcję elektromagnetyczną, sprzężenie elektrostatyczne lub zjawisko przewodzenia. Najczęściej występuje w zakresie częstotliwości radiowych. Zakłócenia mogą pogorszyć wydajność pracy obiektu, a nawet uniemożliwić jego działanie. Zarówno sztuczne źródła EM, jak i naturalne generują zmienne prądy elektryczne i napięcia, które mogą powodować zakłócenia elektromagnetyczne. W przypadku zaburzeń EM generowanych intencjonalnie duże znaczenie mają obecnie zaburzenia promieniowane typu HPM [14].

Zaburzenie HPM – jest zaburzeniem EM o charakterze promieniowania nadajnika radarowego dużej mocy z wyjątkiem tego, że zaburzenie HPM charakteryzuje się ekstremalnie wysoką mocą szczytową (co najmniej dziesiątki megawatów); źródło zaburzenia HPM generuje impulsową falę elektromagnetyczną z zakresu częstotliwości mikrofalowych (zwykle od ok. 1 GHz do 35 GHz) i wykorzystywana jest antena kierunkowa do wypromieniowania zaburzenia HPM [14].

Obiekt – sprzęt/urządzenie podatny na oddziaływanie zaburzenia EM.

GUW – globalny układ współrzędnych kartezjańskich zdefiniowany w przestrzeni 3D.

LUW – lokalny układ współrzędnych kartezjańskich lub sferycznych w przestrzeni 3D; jest związany ze źródłem zaburzenia EM lub obiektem analizy.

Pozycja – określenie współrzędnych źródła zaburzenia EM/obiektu w przestrzeni 3D z wykorzystaniem współrzędnych środka układu LUW w układzie GUW.

Ustawienie – określenie ustawienia źródła EM/obiektu w przestrzeni 3D z wykorzystaniem współrzędnych wektorów jednostkowych osi LUW źródła EM/obiektu w układzie GUW.

Trajektoria – zbiór par pozycja-ustawienie źródła/obiektu, które opisują pozycję i ustawienie źródła/obiektu w przestrzeni 3D zdefiniowanej przez układ GUW.

Scenariusz – opis działań wykonywanych przez źródło EM/obiekt o określonej dynamice oraz trajektorii. Również zbiór parametrów propagacyjnych związanych z trajektorią ruchu źródła EM/obiektu.

Ekran EM – obudowa, ekran lub innym przedmiot, zwykle przewodzący, który znacznie zmniejsza oddziaływanie pól elektrycznych i/lub magnetycznych na system/obiekt lub obwody umieszczone wewnątrz; najwłaściwsza definicja obejmuje szerokie znaczenie zjawiska i definiuje ekran elektromagnetyczny jako użycie wszelkich środków do redukcji oddziaływania pola EM w wyznaczonym obszarze [16].

Podatność EM obiektu (*ang.* EM Susceptibility) – cecha obiektu objawiająca się nieprawidłowym funkcjonowaniem pod wpływem oddziaływania zaburzenia EM o określonych parametrach (np. zakłócenia EM, impulsy HPM); przeciwieństwem podatności jest odporność EM (*ang.* EM Immunity) [16]. Podatność EM obiektu – jest określana na postawie charakterystyki podatności EM.

Charakterystyka podatności EM obiektu ekranowanego – jest określona za pomocą krytycznych kierunków oświetlenia obiektu przez źródło zaburzenia EM oraz związane z nimi graniczne wartości natężenia pola elektrycznego i jego polaryzacji. Charakterystyka podatności EM może być wyznaczana zarówno przy pomocy standardowych metod pomiaru natężenia pola elektrycznego dla różnych specyficznych polaryzacji fali oświetlającej w pełnym zakresie kątów (kąt bryłowy), jak i z wykorzystaniem modelowania numerycznego. **Graniczna wartość natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM** – wartość natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM, przy której obiekt wykazuje cechy podatności EM.

Krytyczny kierunek oświetlenia obiektu – współrzędne kierunku nadejścia zaburzenia EM o granicznej wartości natężenia pola elektrycznego zdefiniowane w lokalnym układzie współrzędnych sferycznych (LUW) obiektu.

Kierunek największej podatności – krytyczny kierunek oświetlenia obiektu o **najmniej** szej granicznej wartości natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM w zbiorze wszystkich kierunków oświetlenia obiektu zaburzeniem EM. Występuje przy **polaryzacji dopasowanej** do obiektu.

Kierunek najmniejszej podatności – krytyczny kierunek oświetlenia obiektu o największej granicznej wartości natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM w zbiorze wszystkich kierunków oświetlenia obiektu zaburzeniem EM. Występuje przy polaryzacji niedopasowanej do obiektu.

Polaryzacja dopasowana do obiektu – polaryzacja fali EM oświetlającej obiekt, przy której graniczna wartość natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM jest **minimalna**, a odpowiedź obiektu jest maksymalna.

Polaryzacja niedopasowana do obiektu – polaryzacja fali EM oświetlającej obiekt, przy której graniczna wartość natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM jest **maksymalna**, a odpowiedź obiektu jest minimalna.

1.3. Podatność EM obiektów i jej związek ze scenariuszem oddziaływania zaburzenia EM

Skuteczność oddziaływania zaburzenia EM na obiekt ekranowany jest ściśle zależna od konkretnego scenariusza sytuacyjnego. Scenariusz oddziaływania zaburzenia może być zmienny w czasie (dynamiczny). Zmianie mogą ulegać parametry zaburzenia EM oraz trajektoria ruchu w przestrzeni źródła zaburzenia EM i/lub obiektu ekranowanego (w przypadku obiektów mobilnych). W dynamicznym scenariuszu oddziaływania zaburzenia EM ocenę skutków przeprowadza się w przypadku, jeśli obiekt znajduje się w tzw. strefie rażenia. Zagadnienie wyznaczania strefy rażenia dla obiektu KIT wykracza poza ramy niniejszej pracy. Przykładowy scenariusz oddziaływania jest przedstawiony na rysunku 1.3. Dowolny scenariusz oddziaływania można opisać przy pomocy następujących elementów [12]:

• mapy terenu zdefiniowanej w globalnym układzie współrzędnych (GUW);

- zbioru źródeł zaburzenia EM; w tym parametrów energetyczno-widmowych źródeł (sygnatury EM), parametrów polaryzacji źródeł zaburzenia EM;
- zbioru obiektów oraz ich rozmieszczenia na terenie (sparametryzowane EM modele obiektów analizy);
- trajektorii poruszania się źródeł zaburzenia EM;
- trajektorii poruszania się obiektów (statyczny lub dynamiczny scenariusz oddziaływania).



Zaburzenie EM: ① ②



Jednym ze skutecznych narzędzi do przewidywania skutków oddziaływania EM na obiekt ekranowany w dowolnym scenariuszu może być charakterystyka podatności EM obiektu. Jak zobaczymy dalej, na jej podstawie można wyznaczyć takie parametry jak:

- graniczną wartość natężenia pola elektrycznego (amplituda wypadkowej składowej pola), która powoduje obserwowalny negatywny wpływ na parametry funkcjonalne obiektu KIT;
- polaryzację fali EM związaną z pobudzeniem obiektu, która odpowiednio maksymalizuje lub minimalizuje odpowiedź obiektu na pobudzenie;
- krytyczny kierunek oświetlenia obiektu, dla którego odpowiedź obiektu na pobudzenie jest odpowiednio maksymalna lub minimalna.

Wymienione powyżej parametry są inherentne dla każdego obiektu KIT, natomiast wielkość i kształt strefy rażenia zależą dodatkowo od parametrów źródła zaburzenia EM oraz od scenariusza oddziaływania zaburzenia EM. Kierunki krytyczne oświetlenia obiektu, tj. kierunek największej i najmniejszej podatności EM obiektu są jednym z najbardziej miarodajnych parametrów do oszacowania charakterystyki podatności EM obiektu, ponieważ umożliwiają łatwe i szybkie oszacowanie potencjalnego zagrożenia [12]. Z kolei pełna charakterystyka podatności EM obiektu umożliwi efektywne obliczeniowo określenie skutków oddziaływania zaburzenia EM na ten obiekt w dowolnym scenariuszu oddziaływania zaburzenia EM.

Poziom podatności systemu/obiektu na zaburzenia EM zależy od tzw. ścieżek oddziaływania zaburzenia. Ścieżki oddziaływania zajmują szczególne miejsce w elektromagnetycznym modelu obiektu, ponieważ to one decydują o stopniu podatności EM tego obiektu w zależności od scenariusza oddziaływania zaburzenia EM. Podział ścieżek wnikania zaburzenia EM oraz mechanizm ich wnikania jest opisany w [16]. Na rysunku 1.4 pokazano przykładowe ścieżki wnikania zaburzenia EM do obiektu ekranowanego. Można do nich zaliczyć na przykład: antenę, różnego rodzaju nieciągłości obudowy, tj. apertury (szczeliny), szwy techniczne, otwory wentylacyjne, itp.



Rys.1.4. Schemat poglądowy kontenera telekomunikacyjnego pełniącego funkcję ekranowania systemu.

Modelowanie poszczególnych ścieżek oddziaływania jest osobnym zagadnieniem w całościowej procedurze modelowania i symulacji komputerowej (M+S) i może być wykonane np. przy użyciu oprogramowania do pełnofalowej analizy elektromagnetycznej i/lub analizy obwodowej. Pobudzenie danej ścieżki w modelu obiektu generuje tzw. cząstkową odpowiedź EM obiektu. Wypadkowa odpowiedź EM obiektu jest złożoną funkcją cząstkowych odpowiedzi EM – jej synteza nie będzie omawiana w niniejszej rozprawie. **Rozprawa skupia się wyłącznie na jednej ścieżce wnikania zaburzenia EM, a mianowicie na ścieżce opisującej wnikanie zaburzenia EM do wnętrza obiektu ekranowanego poprzez szczeliny i otwory. W tym właśnie kontekście zostanie zdefiniowana charakterystyka podatności EM obiektu ekranowanego (patrz rozdział III).**

Na koniec warto wspomnieć, że jakość predykcji skutków oddziaływania zaburzenia EM na bazie zaproponowanej charakterystyki podatności EM będzie zależeć od kompletności tej charakterystyki – dla dowolnego scenariusza oddziaływania. Charakterystykę podatności EM obiektu ekranowanego możemy wyznaczyć w laboratorium lub w wyniku symulacji komputerowych. Charakterystyka podatności EM wyznaczana w warunkach laboratoryjnych będzie niepełna w porównaniu do charakterystyki wyznaczonej za pomocą symulacji komputerowych. Ta pierwsza uwzględnia zwykle warunki zaburzenia EM i pomiaru opisane w normach. Natomiast rzeczywisty scenariusz oddziaływania zaburzenia EM na badany obiekt może być całkowicie odmienny od scenariusza laboratoryjnego i dodatkowo zmienny w czasie. Badania w warunkach laboratoryjnych będą niezwykle czasochłonne i drogie, jeśli miałyby obejmować szeroki zakres kątów oświetlenia obiektu i parametrów zaburzenia EM (w szczególności polaryzacji). Ze względu na budowę obecnie stosowanych stanowisk pomiarowych charakterystyka podatności EM obiektu wyznaczona w warunkach laboratoryjnych jest ograniczona do pewnego zakresu kątowego, co zilustrowano na rysunku 1.5.



Rys.1.5. Zakres pomiarowy do oszacowania charakterystyki podatności EM obiektu w warunkach laboratoryjnych [13].

Modele komputerowe i przeprowadzane za ich pomocą symulacje umożliwią wyznaczenie charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego w pełnym zakresie kątów (w pełnej sferze lub półsferze) znacznie mniejszym nakładem pracy w porównaniu do badań laboratoryjnych. Wiarygodność (dokładność) wyznaczonej w ten sposób charakterystyki podatności EM obiektu zależy oczywiście od wierności modelu komputerowego. Ocena wiarygodności modeli komputerowych jest odrębnym i złożonym zagadnieniem, i z tego powodu nie będzie dyskutowana w niniejszej rozprawie.

1.4. Teza rozprawy

Przedstawiona w poprzednim rozdziale krótka charakterystyka związku podatności EM obiektu ekranowanego (np. obiektu KIT) ze scenariuszem oddziaływania zaburzenia EM jasno pokazuje, że ocena podatności EM danego obiektu na zaburzenie EM w warunkach rzeczywistych, tj. przy uwzględnieniu dynamicznego scenariusza oddziaływania zaburzenia EM, wymaga użycia charakterystyki podatności EM obiektu związanej z różnymi ścieżkami oddziaływania zaburzenia EM. Teza rozprawy dotyczy metody wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego związanej z jedną ścieżką oddziaływania i jest następująca:

W przypadku obiektów ekranowanych ich charakterystykę podatności EM związaną z wnikaniem zaburzenia elektromagnetycznego przez szczeliny i otwory można efektywnie oszacować za pomocą metody SIE-MoM-DD, tzn. przy użyciu metody SIE-MoM oraz dekompozycji dziedziny obliczeniowej.

1.5. Zawartość rozprawy

Rozprawa doktorska została podzielona na pięć rozdziałów, które obejmują: wstęp do zagadnienia podatności EM obiektów ekranowanych, przegląd istniejących metod do wyznaczania podatności EM obiektów ekranowanych, opracowanie metody obliczeniowej SIE-MoM-DD, weryfikację opracowanej metody oraz zastosowanie charakterystyki podatności EM, podsumowanie.

Rozdział pierwszy obejmuję wstęp do zagadnienia podatności elektromagnetycznej obiektów infrastruktury telekomunikacyjnej, cel, zakres, tezę oraz zawartość rozprawy.

W drugim rozdziale przedstawiono skuteczność ekranowania jako parametr określający odporność EM ekranowanego obiektu KIT na zaburzenie EM. Następnie omówiono przypadki wnikania fali EM przez ściany obiektu ekranowanego oraz przez szczeliny. Dalej przedstawiono istniejące metody obliczeniowe oraz pomiarowe wyznaczania podatności EM obiektów ekranowanych.

Trzeci rozdział rozprawy obejmuje opis charakterystyki podatności EM obiektu zaproponowanej w ramach rozprawy doktorskiej. W dalszej części przedstawiono proces modelowania odpowiedzi EM obiektu na zaburzenie EM metodą SIE-MoM-DD. Następnie pokazano poszczególne etapy algorytmu obliczeniowego do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z wykorzystaniem wspomnianej metody.

W rozdziale czwartym przedstawiono wyniki weryfikacji opracowanej metody obliczeniowej SIE-MoM-DD, jej efektywność obliczeniowej oraz zastosowanie zaproponowanej charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego do predykcji skutków oddziaływania zaburzenia EM.

Ostatni rozdział pracy (rozdział piąty) zawiera podsumowanie całej rozprawy, końcowe potwierdzenie tezy oraz przedstawia oryginalne rezultaty, wnioski i kierunki dalszych badań.

Rozdział II. Metody określania podatności EM obiektów ekranowanych

W niniejszym rozdziale przedstawiono ogólną charakterystykę zagadnienia wnikania zaburzenia EM do obiektów ekranowanych, a w tym przegląd obecnie stosowanych norm oraz metod pomiarowych do oceny wnikania zaburzenia EM do obiektów ekranowanych. Opisano również obecny stan wiedzy dotyczący metod numerycznych wykorzystywanych do analizy wnikania zaburzenia EM do obiektów ekranowanych z aperturami oraz przedstawiono krótką charakterystykę wybranych metod numerycznej analizy zagadnień EM.

2.1. Ścieżki oddziaływania zaburzenia EM

2.1.1. Ogólna charakterystyka

Odziaływanie zaburzenia EM na obiekt KIT określane jest często jako sprzężenie zaburzenia z obiektem. Sprzężenie jest mechanizmem wnikania energii EM do badanego obiektu, np. urządzenia (*ang.* DUT – Device Under Test), przez linie zasilające, linie transmisyjne (telekomunikacyjne) lub inne elementy systemu/obiektu takie, jak np. anteny, ściany (często o własnościach ekranujących) oraz otwory w ścianach (tj. w obudowie ekranującej [18] i [19].

Ścieżki wnikania energii EM do wnętrza systemu/obiektu zostały podzielone na dwie grupy [20]:

- Ścieżki bezpośrednie (*ang*. Front-Door Coupling) zaburzenie EM wnika do środka systemu/obiektu przez anteny lub czujniki; taki system/obiekt nie może być w pełni ekranowany bez utraty lub poważnej zmiany jego funkcjonalności, ponieważ jest przeznaczony do komunikacji lub interakcji z otoczeniem zewnętrznym; w zależności od częstotliwości zaburzenia EM wyodrębniono dwa rodzaje bezpośredniego wnikania zaburzenia:
 - a) pierwszego rzędu częstotliwość zaburzenia EM pokrywa się, przynajmniej częściowo, z częstotliwością pracy systemu/obiektu; przykładem jest telekomunikacyjna stacja bazowa oświetlona zaburzeniem EM o częstotliwości z zakresu jej pasma pracy;

- b) drugiego rzędu częstotliwość zaburzenia EM nie pokrywa się z częstotliwością pasma pracy systemu/obiektu.
- Ścieżki pośrednie (*ang.* Back-Door Coupling) zaburzenie EM sprzężone jest z wnętrzem obiektu poprzez niedoskonałości (apertury, otwory, szwy) w elektromagnetycznym ekranie oraz przez kable łączące różne urządzenia KIT; otwory mogą być niezamierzone lub celowe, np. otwory do drenażu i wentylacji.

W niniejszej pracy jest analizowane wnikanie zaburzenia EM ścieżkami pośrednimi, tj. przez apertury w obudowie obiektu ekranowanego (tj. w obudowie ekranującej).

2.1.2. Skuteczność ekranowania

Funkcję ochronną przed wnikaniem zaburzenia EM do systemu/obiektu KIT pełni obudowa ekranująca (ekran EM), zbudowana najczęściej z warstwy materiału przewodzącego, całkowicie lub częściowo otaczająca obiekt KIT. Zaburzenie EM może pochodzić z dwóch obszarów, tj. zewnętrznego i wewnętrznego (rys.2.1). W niniejszej pracy będziemy się zajmować wyłącznie pierwszym przypadkiem, w którym źródło zakłóceń znajduje się na zewnątrz obudowy ekranującej.

Niezależnie od tego, czy źródło zaburzenia EM znajduje się wewnątrz czy na zewnątrz obudowy ekranującej, właściwości ekranowania pozostają takie same. Parametr, który charakteryzuje efektywność obudowy ekranującej nazywa się *skutecznością ekranowania* (*SE*).

Skuteczność ekranowania obudowy jest zdefiniowana jako stosunek natężenia oświetlającego pola elektrycznego $E^i(r)$ lub magnetycznego $H^i(r)$ w punkcie r (punkt obserwacji) bez obudowy do natężenia pola elektrycznego E(r) lub magnetycznego H(r) w tym samym



Rys.2.1. Kierunki penetracji zaburzenia EM przez obudowę ekranującą.

punkcie r w obecności obudowy (tj. wewnątrz obudowy) [15]. Dodatkowo skuteczność ekranowania można wyznaczyć na podstawie gęstości strumienia mocy S(r) (wektor Poytinga). Skuteczność ekranowania bardzo często wyraża się w decybelach w następujący sposób [15]:

$$SE_{\rm E} = 20 \log \left| \frac{E^i(r)}{E(r)} \right|$$
 (2.1)

$$SE_{\rm H} = 20 \log \left| \frac{H^i(r)}{H(r)} \right|$$
 (2.2)

$$SE_{\rm S} = 10 \log \left| \frac{\mathbf{S}^{i}(\mathbf{r})}{\mathbf{S}(\mathbf{r})} \right|$$
(2.3)

gdzie $SE_{\rm E}$ – skuteczność ekranowania pola elektrycznego, $SE_{\rm H}$ – skuteczność ekranowania pola magnetycznego, $SE_{\rm S}$ – skuteczność ekranowania wyznaczona na podstawie strumienia gęstości mocy.

Do projektowania obudów stosuje się różne materiały o szerokim zakresie przewodności elektrycznej i przenikalności magnetycznej oraz grubości materiału. Przy niskich częstotliwościach zaburzenia EM właściwości ekranowania zależą głównie od przenikalności magnetycznej materiału, podczas gdy przy wyższych częstotliwościach ekrany wykonane z materiału o wysokiej przewodności elektrycznej są bardziej skuteczne [22]. Najlepszej jakości obudowa ekranująca charakteryzuje się skutecznością ekranowania nawet powyżej 120 dB.

Należy pamiętać, iż wszystkie nieciągłości w obudowie ekranującej, tj. otwory, szczeliny, szwy, uszczelnienia itp. oraz samo wypełnienie obudowy dodatkowymi elementami zmieniają charakterystykę *SE*. Jest to dodatkowy element, który powoduje trudności w analizie podatności EM obiektu i ocenie jego skuteczności ekranowania.

Opracowane zostały różne stanowiska pomiarowe oraz modele numeryczne do wyznaczenia charakterystyki *SE* obudów ekranujących z aperturami [23]-[41]. Wyniki skuteczności ekranowania uzyskane w trakcie pomiarów wykonanych zgodnie z odpowiednią normą oraz wyznaczone z wykorzystaniem różnych metod numerycznych w szerokim paśmie częstotliowości mogą być rozbieżne. A dodatkowo, charakterystyka podatności EM obiektu ekranującego wyznaczona tylko na podstawie pomiaru *SE* opisanej w normach nie jest dostatecznie informatywna. Nie uwzględnia ona dynamicznego scenariusza oświetlenia obiektu, czyli wyznaczenie tzw. charakterystyki podatności EM obiektu w pełnym zakresie kątów (kierunków) oświetlenia dla różnych polaryzacji zaburzenia EM. Wyznaczenie takiej charakterystyki oraz jej zastosowanie jest przedstawione w następnych rozdziałach.

2.1.3. Wnikanie zaburzenia EM przez ściany ekranujące

Fala elektromagnetyczna (E^i) oświetlająca ścianę ekranującą ulega w pierwszej kolejności odbiciu od powierzchni ściany (E^R), a następnie wielokrotnym wypadkowym wewnętrznym odbiciom (R^M). Część energii fali ulega absorpcji (A) wewnątrz ściany, a pozostała część jest transmitowana na zewnątrz (E^T), jak pokazano na rysunku 2.2. Zatem, na całkowite tłumienie SE_T wpływają trzy różne procesy, mianowicie odbicie, absorpcja i wielokrotne wewnętrzne odbicia, odpowiadające odpowiednio cząstkowej skuteczności ekranowania SE_R , SE_A , SE_{R^M} . Zależność opisująca SE_T jest przedstawiona poniżej [43]:

$$SE_T = 20 \log \left| \frac{E^i}{E^T} \right| = SE_R + SE_A + SE_{R^M}$$
 (2.4)



Rys.2.2. Schematyczna reprezentacja mechanizmu wnikania zaburzenia EM przez ścianę ekranującą.

 δ – głębokość wnikania pola magnetycznego.

Poszczególne cząstkowe skuteczności ekranowania SE_R , SE_A , SE_{R^M} występujące we wzorze (2.4) są opisane poniższymi zależnościami [43]:

$$SE_R = 39.5 + 10\log\frac{\sigma}{2f\pi\mu} \tag{2.5}$$

$$SE_A = 8.7\sqrt{f\pi\sigma\mu}$$
 (2.6)

$$SE_{R^{M}} = 20\log\left(1 - e^{\frac{-2d}{\delta}}\right) \tag{2.7}$$

gdzie f – częstotliwość fali EM, σ – konduktywność materiału, μ – przenikalność magnetyczna, d – grubość materiału, a głębokość wnikania pola magnetycznego jest wyrażona następującą zależnością [43]:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{f\pi\sigma\mu}} \tag{2.8}$$

Skuteczność ekranowania ściany ekranującej można zwiększyć poprzez stosowanie kompozytów z materiałów węglowych, polimerowych i dielektrycznych z domieszkami żelaza (Fe). Żelazo jest ważnym składnikiem zapobiegającym wnikaniu fali EM przez ściany ekranujące poprzez wykazanie dobrych wartości SE_R oraz SE_A . Dodatkowo należy wspomnieć o czynnikach wpływające na wnikanie zaburzenia EM przez ścianę ekranującą, takich jak przenikalność elektryczna, rozmiar, kształt i morfologia materiału, temperatura i czas [43].

Metody do wyznaczania wnikania zaburzenia EM przez ściany ekranujące można podzielić na metody pomiarowe oraz metody obliczeniowe. Z kolei te ostatnie można podzielić na dwa klasyczne podejścia:

- Metody przybliżone, np. bazujące na teorii obwodów, które wykorzystują analogię z teorii obwodów. Te metody są ograniczone do analizy płaskiej metalowej nieskończenie dużej płyty, dwóch płaskich płyt, cylindra, prostopadłościennej obudowy. Metody oparte na teorii obwodów zastosowane do wyznaczania wnikającego pola elektrycznego lub magnetycznego można znaleźć w pracy [22].
- Metody analityczne oparte na teorii falowej. Przykładem jest podejście opisane przez Schelkunoffa, Otta, White'a i Fredericka do wyznaczania SE pojedynczej ściany wykonanej z jednorodnego materiału, przedstawione w pracach [16], [45]-[46].

Powyższe metody służą do bardzo szybkiego szacowania *SE* na podstawie bardzo uproszczonych modeli rzeczywistego układu. Obecnie dokładniejsze oszacowanie *SE* uzy-skujemy za pomocą metod numerycznych.

2.1.4. Wnikanie zaburzenia EM przez szczeliny i otwory

Obecność otworów, szczelin, szwów w obudowie ekranującej jest nieunikniona. Projektując takie otwory należy wziąć pod uwagę ich kształt oraz miejsce umieszczenia, a także grubość ścianki, w której zostały one wykonane. Załóżmy, że umieszczamy szczelinę w obudowie prostopadle do kierunku prądów indukowanych na powierzchni ścianki (rys.2.3b). Taka szczelina przerwie przepływ prądu, co będzie miało wpływ na skuteczność ekranowania obudowy. Szerokość szczeliny nie będzie miała decydującego znaczenia na zmianę wartości *SE* (rys.2.3b-c), jak również równoległa orientacja szczeliny do kierunku przepływu prądu (rys.2.3d). W większości praktycznych przypadków określenia kierunku indukowanego prądu jest trudne, dlatego stosowana jest konfiguracja składającej się z kilku mniejszych otworów (rys.2.3e) [22], [47]-[48].



Rys.2.3. Ilustracja wpływu miejsca umieszczenia szczelin na zmianę prądów indukowanych na obudowie [47].

Zaburzenia EM mogą wnikać również przez szczeliny utworzone wokół zamkniętych drzwi i klap rewizyjnych. Szczeliny te mogą działać jak tzw. anteny szczelinowe [49]. Nawet jeśli szczelina jest mała, potencjał promieniowania szczeliny może być dość duży, co skutkuje zmniejszeniem *SE* obudowy ekranującej. Jeśli długość szczeliny jest zbliżona do połowy długości fali, to z zasady Babineta jasno wynika, że szczelina ma potencjał promieniowania podobny do dipola półfalowego [47]. Innym sposobem na zabezpieczenie otworów przed przenikaniem zaburzenia EM jest wykorzystanie zjawiska tzw. odcięcia falowodu dla sygnałów o częstotliwości poniżej częstotliwości rodzaju podstawowego. Taki sposób umożliwia przepływ powietrza do obudowy ekranującej i jednocześnie zapobiega propagacji częstotliwości niższych od częstotliwości odcięcia do wnętrza obudowy [50]. Przykłady różnych otworów oraz wpływ jaki mają na *SE* przeanalizowano na przykład w pracy [51].

W praktyce inżynierskiej przypadki wnikania zaburzenia EM o wysokiej częstotliwości przez otwory (np. szafa telekomunikacyjna z otworem umożliwiającym dostęp, z wentylacją itp.) można analizować przy użyciu technik analitycznych, metod półanalitycznych lub peł-nofalowych metod numerycznych [22], [52] i [53].

W większości analitycznych rozwiązań grubość ścianki w obudowach z aperturą jest pomijana, natomiast grubość ekranu jest istotnym parametrem analizy. Ogólne sformułowanie tego typu problemu, oparte na zastosowaniu zasady równoważności można znaleźć w pracy [54]. Przypadek wąskiej szczeliny w grubym ekranie przewodzącym został omówiony w pracy [55]. Dla grubości ekranu równej wielokrotności połowy długości fali może wystąpić znaczne wnikanie pola EM przez szczelinę oraz zjawisko rezonansu. Taki przypadek poddano analizie w [56]. Jednak, metody analityczne nie mają zastosowania, gdy kształt analizowanej obudowy nie jest kanoniczny (np. obudowa prostopadłościenna). Modele półanalityczne są kompromisem, dzięki któremu tworzy się modele, które mają kontrolowaną dokładność i są przydatne do szybkich oszacowań *SE* na wczesnym etapie projektowania obudowy ekranującej. Z kolei pełnofalowe modele numeryczne są wystarczająco dokładne, oczywiście w ramach ograniczeń dokładności danej metody numerycznej, ale w zamian są wymagające obliczeniowo i wymagają dostępu do zaawansowanych narzędzi CAD.

2.2. Ocena wnikania zaburzenia EM metodami pomiarowymi

W obszarze analizy obudów ekranujących oraz wnikania pola EM przez szczeliny i otwory zaproponowano różne techniki i procedury pomiarowe, sprzęt i oprogramowanie oraz wytyczne i standardy testowe [57]-[68]. Poniżej przedstawiono krótki opis obowiązujących norm oraz stosowanych stanowisk pomiarowych.

2.2.1. Obowiązujące normy

Dokonanie kompleksowego przeglądu istniejących norm jest trudnym zadaniem. Każdy kraj ma własne zalecenia w normach krajowych wraz z zestawem wykorzystywanych przyrządów testowych, procedur i limitów testowych. Organizacje międzynarodowe jedynie wydają rekomendacje dotyczące realizacji wymagań EMC.

Unia Europejska dąży do ujednolicenia norm EMC w krajach członkowskich. Obecnie obowiązuje Dyrektywa 2014/30/WE Parlamentu Europejskiego i Rady z dnia 26 lutego 2014 r. w sprawie harmonizacji ustawodawstw państw członkowskich odnoszących się do kompatybilności elektromagnetycznej [69]. W ramach tej dyrektywy sporządzono serie norm PN-EN 61000 w zakresie kompatybilności EM [70] i [71], w tym dla wszelkiego rodzaju obudów telekomunikacyjnych narażonych na zakłócenia EM w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 40 GHz [72], [73].

Jednolite procedury pomiarowe skuteczności ekranowania obudów o wymiarach od 0.1 m do 2 m w zakresie częstotliwości radiowych od 9 kHz do 18 GHz uwzględniono w międzynarodowej normie IEEE 299.1-2013 [74] opracowanej przez Komitet IEEE ds. rozwoju standardów (EMC/SDCom). W normie zawarto szereg załączników na temat wzorów matematycznych, wyboru technik pomiarowych, wstępnych pomiarów i napraw itp. Norma podzielona jest na dwie części:

- część I obudowy o wymiarach od 0.75 m do 2 m;
- część II obudowy fizycznie małe (poniżej 0.75 m), ale elektrycznie duże.

Istnieją również różnice między normami wojskowymi a cywilnymi. Szczególnie dotyczą one określenia poziomów i limitów, procedur testowania i wykorzystywanego sprzętu pomiarowego (np. detektor szczytowy jest używany w standardach wojskowych, podczas gdy detektor quasi-peak lub detektor wartości średniej jest używany w standardach cywilnych). Dodatkowo różnice dotyczą analizowanych zakresów częstotliwości, np. dla promieniowanego pola EM pomiary zaczynają się od 10 kHz w standardach wojskowych, podczas gdy zwykle zaczynają się od 30 MHz w normach cywilnych itp. [15]. Przepisy dotyczące wymagań i metod badań tłumienności obiektów ekranujących zostały zawarte odpowiednio w normach obronnych NO-06-A201 i NO-06-A501 [75].

2.2.2. Stanowiska pomiarowe

Pomiary skuteczności ekranowania obudowy odbywają się na stanowiskach pomiarowych do badań emisji zaburzenia EM i odporności na promieniowanie EM. Wśród najczęściej używanych stanowisk pomiarowych wyróżnić można następujące:

- otwarty poligon testowy typu OAST (ang. Open Area Test Side);
- komora bezodbiciowa (*ang.* FAC Fully Anechoic Chamber) lub półbezodbiciowa (*ang.* SAC Semi Anechoic Chamber);
- komora rewerberacyjna (*ang.* RVC reverberation chamber);
- komora GTEM (ang. Gigahertz Transverse Electromagnetic).

Otwarty poligon testowy jest zewnętrznym stanowiskiem pomiarowym oddalonym od źródeł emisji EM w założonym zakresie częstotliwości pracy [76]. Wytyczne oraz normy dotyczące odległości pomiędzy badanym obiektem oraz anteną pomiarową, wysokości zawieszenia anteny oraz wysokości umieszczenia badanego obiektu znajdują się w normie CI-SPR 16-1-4 z 2019 roku [77]. Zaletą wykorzystania OATS w pomiarach *SE* jest możliwość badania wielkogabarytowych obiektów, natomiast wadą jest konieczność odizolowania takiego stanowiska pomiarowego od zewnętrznych zaburzeń EM oraz zmienność warunków pogodowych w ciągu roku. Dodatkowo do wad zaliczyć można wysokie koszty budowy oraz utrzymanie stanowiska pomiarowego typu OATS [60].

Komora bezodbiciowa (FAC) lub półbezodbiciowa (SAC) jest pomieszczeniem wykonanym z materiałów przewodzących (zewnętrzne ścianki), tzw. klatka Faradaya oraz z materiałów pochłaniających fale EM – absorberów pokrywających wewnętrzne ściany. Głównym przeznaczeniem komory FAC są pomiary różnego rodzaju sprzętu telekomunikacyjnego, m.in. pomiary anten, pomiary parametrów urządzeń radiowych. Z kolei komora SAC służy przede wszystkim do pomiarów kompatybilności elektromagnetycznej [60]. Zaletą komór jest odizolowanie od zewnętrznych warunków oraz sygnałów EM, wskutek czego poziom zaburzenia jest niższy w porównaniu do OATS. Dodatkowo, ta metoda pomiarowa pozwala na wytwarzanie pola EM o dużej energii bez skutków oddziaływania na środowisko zewnętrzne. O jakości takiej komory stanowi jej poziom ekranowania oraz tłumienie odbitych fal EM wewnątrz komory [59]. Wadą jest natomiast ograniczony zakres częstotliwościowy pracy ze względu na charakterystykę absorberów. Ze zmniejszeniem częstotliwości pomiaru zwiększa się rozmiar absorberów, a tym samym wymiary komory, co skutkuje zwiększeniem kosztów budowy danego stanowiska pomiarowego. Dodatkowo, pomiary w komorach FAC i SAC uwzględniają wyłącznie warunki zakłóceń i pomiarów opisane w normach. Rzeczywisty scenariusz oddziaływania zaburzenia EM na badany obiekt jest najczęściej całkowicie inny od scenariusza zaproponowanego w normach i może dodatkowo ulegać zmianom w czasie. Dlatego wyznaczanie pełnej charakterystyki podatności EM obiektu dla dynamicznego scenariusza oświetlenia obiektu w komorach jest niezwy-kle czasochłonne i kosztowne. Ponadto, ze względu na konstrukcję obecnie stosowanych stanowisk pomiarowych w komorach, badania charakterystyki podatności EM są ograniczone do pewnego zakresu kątowego, co już wcześniej zilustrowano na rys.1.5 w rozdziale I.

Na rysunku 2.4 pokazano przykłady bezodbiciowej oraz półbezodbiciowej komór znajdujących się w akredytowanym Laboratorium Kompatybilności Elektromagnetycznej (LKE) w Politechnice Wrocławskiej.



Rys.2.4. Komory a) FAC oraz b) SAC w Politechnice Wrocławskiej. (*) czarne absorbery przykryte białymi elementami ze styropianu w celu rozświetlenia pomieszczenia.

Ze względu na wady wyżej wymienionych stanowisk pomiarowych alternatywą jest wykorzystanie **komory RVC** lub **komory GTEM**. Wyznaczając parametry źródła zakłócenia EM oraz wykorzystując odpowiednie procedury obliczeniowe można w powtarzalny sposób wyznaczyć podatność EM analizowanych obiektów bez przeprowadzanie bezpośredniego pomiaru natężenia pola EM (np. jak na OATS). W komorach RVC oraz GTEM można wykonać pomiar urządzeń małych w stosunku do emitowanej długości fali EM, urządzeń do których nie są dołączone długie przewody sygnałowe, interfejsowe, zasilające. Zaletą tych stanowisk jest znacznie mniejszy koszt budowy w porównaniu do OATS, FAC, SAC [59]-[60], [63], [79]. Komora rewerberacyjna dostrojona do odpowiednich rodzajów pola EM (ang. Mode-tuned reverberation chamber) oraz komora GTEM uważane są za najwygodniejsze i obiecujące metody do pomiaru SE obudów w szerokim zakresie częstotliwości [68] (niestety tylko obudów o małych rozmiarach).

2.3. Analiza wnikania zaburzenia EM metodami obliczeniowymi

Wykorzystanie metod numerycznych jest dużą zaletą w stosunku do wysokich kosztów budowy, utrzymania oraz czasochłonnych pomiarów na stanowiskach pomiarowych. Jak zaznaczono powyżej, zakres kątowy oświetlenia obiektu falą EM na stanowisku pomiarowym jest ograniczony, a dodatkowo rzeczywisty rozkład natężenia pola EM jest zaburzony obecnością sondy pomiarowej. Wymienionych wad pozbawione jest modelowanie i określanie wnikania zaburzenia EM metodami obliczeniowymi (najczęściej numerycznymi). Dalej przedstawiono ogólny przegląd znanych metod numerycznych oraz metod dedykowanych do modelowania wnikania zaburzenia EM przez przeszkody, które mogą być stosowane w analizie podatności EM metalowej obudowy ekranującej o prostej geometrii z prostymi aperturami.

2.3.1. Znane metody numeryczne

Generalnie, metody numeryczne wymagają przeprowadzenia większej liczby obliczeń niż metody analityczne, niemniej jednak, są to bardzo potężne narzędzia do szybkiej i często jedynej możliwej analizy EM.

Do najczęściej wykorzystywanych i opisywanych w literaturze przedmiotu metod numerycznych do analizy EM obudów ekranujących z otworami należą:

- 1. Metoda elementów skończonych FEM (ang. Finite Element Method) [80]-[83].
- Metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu FDTD (*ang.* Finite-Difference Time-Domain) [81]-[86].
- Metoda różnic skończonych w dziedzinie częstotliwości FDFD (*ang.* Finite-Difference Frequency-Domain) [87]-[89].
- Metoda równań całkowych rozwiązywanych metodą momentów IE-MoM (*ang.* Integral Equation-Method of Moments) [8], [31], [81] i [82], [84], [90] i [91].
- 5. Metoda całkowania skończonego FIT (ang. Finite Integration Method) [15].

Na bazie wymienionych metod opracowano zaawansowane algorytmy i narzędzia do analizy zagadnień elektromagnetycznych złożonych obiektów [92]-[95]. W zależności od stopnia skomplikowania geometrii analizowanego zagadnienia stosowane są też tzw. metody hybrydowe, w których każda metoda składowa jest stosowana do analizy EM osobnego obszaru problemu, dla którego najlepiej pasuje. Szerzej o metodach hybrydowych można zgłębić w pracach [25], [36], [96]-[101].

Wiele metod numerycznych można stosować zarówno w dziedzinie częstotliwości, jak i w dziedzinie czasu. Jednak w większości przypadków określona metoda jest najbardziej wydajna i najczęściej stosowana tylko w jednej z dziedzin. W tabeli 2.1 przedstawiono podział wybranych metod numerycznych najczęściej stosowanych w danej dziedzinie obliczeniowej.

Tabela 2.1. Klasyfikacja metod numerycznych wg. dziedziny obliczeniowej.

	Metoda numeryczna
Dziedzina czasu	FDTD, FIT
Dziedzina częstotliwości	FEM, MoM, FDFD

Innym kryterium podziału metod numerycznych jest wybór równań użytych do sformułowania zagadnienia EM. Problem może być sformułowany za pomocą równań różniczkowych lub całkowych otrzymanych z równań Maxwella [8], [22].

Każda z metod numerycznych ma swoje mocne i słabe strony, które są uzależnione od złożoności problemu, wydajności używanego sprzętu obliczeniowego, precyzji oraz szybkości obliczeń, a także częstotliwości analizy. Ze wzrostem częstotliwości wzrasta liczba niewiadomych w dziedzinie obliczeniowej, co wprost przekłada się na czas obliczeń oraz zwiększenie zapotrzebowania pamięci jednostki obliczeniowej dla wybranej metody numerycznej [80], [82], [87], [102].

Metoda powierzchniowych równań całkowych (*ang.* SIE – Surface Integral Equations) rozwiązywana przy pomocy metody momentów jest często stosowana do analizy EM (w dziedzinie częstotliwości) zagadnień promieniowania i rozpraszania pola EM na obiektach doskonale lub silnie przewodzących o prostej geometrii i/lub wykonanych z jednorodnych materiałów dielektrycznych [84], [94]. Jeśli problem dotyczy niejednorodnych materiałów dielektrycznych o złożonej geometrii, to lepszym podejściem jest użycie metody hybrydowej MoM-FEM lub metod FDTD, FIT.

W porównaniu do metod FDTD oraz FIT, gdzie wymiar generowanej siatki obliczeniowej modelu jest przestrzenny, a tym samym dużo większy, metoda SIE-MoM jest bardziej efektywna do wyznaczenia charakterystyki podatności EM obudowy ekranującej z aperturą. Efektywność jest określana względem potrzebnych zasobów obliczeniowych do analizy numerycznej zagadnienia. W przypadku metody SIE-MoM dyskretyzacja obiektu analizy jest ograniczona do powierzchni bez potrzeby dyskretyzacji całej objętości analizowanego problemu, a warunki brzegowe są uwzględnione w samych równaniach całkowych. Dzięki temu metoda ta charakteryzuje się krótszym czasem obliczeń w stosunku do innych metod oraz mniejszym zapotrzebowaniem na zasoby obliczeniowe dla obiektów o wymiarach nawet kilkuset długości fali [102]. Te zalety metody pozwalają na przeprowadzenie wielokrotnych symulacji na potrzeby dynamicznego scenariusza oddziaływania zaburzenia EM na analizowany obiekt.

2.3.2. Metody dedykowane – przegląd stanu wiedzy

Przegląd istniejących metod numerycznych dotyczy zarówno oszacowania charakterystyki podatności EM obudowy z aperturą, jak i wyznaczania parametrów pośrednich, np. takich jak natężenia pola EM wewnątrz pustej lub obciążonej (zabudowanej) chronionymi elementami obudowy ekranującej lub skuteczności ekranowania. Metody analityczne do wyznaczania *SE* obudowy metalowej z aperturą są dokładne, ale można je zastosować tylko do bardzo prostych geometrii z wykorzystaniem pewnych przybliżeń [22] i [23], [26], [40], [82], [103]-[105]. Wśród tych metod należy wyróżnić metody analityczne autorstwa Bethe [89], uogólnioną metodę Bethe opracowaną przez Mendeza [27], prostą metodę analityczną Robinsona [107] i [108], opartą na parametrach linii długiej. Wspomniane metody dostarczają wyników zgodnych z wynikami pomiarów w zakresie częstotliwości do 1 GHz, natomiast model opracowany w pracy [105] charakteryzuje się zgodnością wyników obliczeniowych i pomiarowych dla częstotliwości nawet do 3 GHz.

Istnieją również metody półanalityczne oparte na teorii Bethego, które są również efektywne w obliczaniu *SE* [27] i [28], [109], [110]. Autorzy pracy [110] przedstawili półanalityczną metodę analizy układu złożonych apertur z zastosowaniem metody FDTD, w której każda apertura jest traktowana jako dipol magnetyczny. Ta metoda pozwala na włączenie złożonych apertur do symulacji pełnofalową metodą FDTD.

Przełom w analizie EM obudów ekranujących z aperturami metodami numerycznymi nastąpił w 1975 roku. Do numerycznej analizy apertury w doskonale przewodzącej płaszczyźnie, w falowodzie oraz obudowie, Harrington i Mautz wykorzystali metodę momentów [7], [54], [112]-[113]. Z kolei w pracy [114] wykorzystano metodę MoM do wyznaczenia strat wtrąceniowych (*ang.* Insertion Loss) obudowy z aperturą w polu bliskim. Autorzy zauważyli, że metodę momentów należy implementować z pewną ostrożnością, aby uniknąć problemów z niestabilnością numeryczną. Na rysunku 2.5 przedstawiono porównanie uzyskanych wyników z wartościami eksperymentalnymi. Maksymalna różnica wyników wynosi 8.9 dB. Punkt obserwacji znajduje się w odległości 4 λ od ścianki obudowy z aperturą lub płaszczyzny bez jednej ścianki.



Rys.2.5. Straty wtrąceniowe badanej obudowy z otworem w funkcji punktu umieszczenia źródła dipolowego (c'): a) obudowa bez jednej ścianki; (b) wyśrodkowana prostokątna apertura w przedniej ściance obudowy [114].

W pracy [115] przedstawiono obliczenia rozkładu natężenia pola elektrycznego w aperturze prostokątnej obudowy. Do analizy numerycznej użyto metody MoM w dziedzinie czasu. Autorzy stwierdzili, iż przyjęta metoda jest bardziej wydajna obliczeniowo niż inne metody stosowane w dziedzinie czasu, głównie dlatego, że w modelu numerycznym możemy zdefiniować całościową informację o problemie, tj. właściwą odpowiedź impulsową wolnej przestrzeni i obudowy oraz warunki brzegowe.

Zastosowanie klasycznej metody MoM do wyznaczania SE obudowy ekranującej może być trudne ze względu obciążenia obudowy dodatkowymi elementami wewnątrz, np. w postaci zabudowy wewnętrznej i zainstalowanych urządzeń [30], [116]. W tym celu opracowywane zostały metody hybrydowe. W pracy [117] autorzy zastosowali podejście hybrydowe do optymalizacji czasu obliczeń oraz zasobów pamięciowych. Zastosowana metoda obliczeniowa łączy techniki dopasowywania rodzajów pola oraz metodę MoM. Obliczone wartości pola elektrycznego w środku obudowy są porównywalne z danymi uzyskanymi podczas pomiarów i obliczeń metodą FDTD (rys.2.6). Obliczenia zaproponowaną metodą trwały ok. 12 minut i zajmowały ok. 200 MB pamięci dla 20 częstotliwości, podczas gdy w przypadku FDTD czas obliczeń wynosił 55 minut, a wykorzystywana pamięć ok. 350 MB, na tym samym komputerze. Uzyskana zgodność wyników obliczeń zaproponowaną metodą z pomiarami jest na bardzo wysokim poziomie. Dodatkowo autorzy zyskali na czasie obliczeń oraz potrzebnej pamięci w porównaniu do metody FDTD.



Rys.2.6. Wyniki zmiany amplitudy pola elektrycznego wraz z częstotliwością w środku obudowy z aperturą obliczone numerycznie i zmierzone [117].

W pracy [118] autorzy skutecznie zastosowali metodę FDTD w połączeniu z zasadą wzajemności (*ang.* Reciprocity theorem) do wyznaczenia charakterystyki podatności EM obiektu. Charakterystykę obiektu dla jednej polaryzacji fali oświetlającej wyznaczoną na podstawie wyników obliczeń zaproponowaną metodą oraz wyników pomiarów pokazano na rysunku 2.7. Różnica wyników eksperymentalnych i obliczonych jest mniejsza niż 2.5 dB, co świadczy o dobrej dokładności metody numerycznej.



Rys.2.7. Trójwymiarowa mapa podatności EM obudowy z aperturą: (a) wyniki obliczeń metodą FDTD; (b) wyniki pomiarów [118].

Liczba publikacji naukowych dotyczących wyznaczania pola EM wewnątrz metalowej obudowy z aperturami lub skuteczności ekranowania takich obiektów jest bardzo duża. Nie sposób je wszystkie przedstawić w ograniczonych ramach rozprawy doktorskiej. Metody warte uwagi wraz z wykorzystanymi technikami numerycznymi wymieniono w tabeli 2.2.

Tabela 2.2. V	Wykaz publikacji naukowych dot. wyznaczania SE metalowej obudowy z aperturą różnymi me-
	todami numeryczno-analitycznymi opublikowanymi w latach 2000-2023.

Lp.	Tytuł artykułu	Bibliografia	Zastosowana metoda numeryczna	Rok
1	"EMI from airflow aperture arrays in shield- ing enclosures – experiments, FDTD, and MoM modeling"	[116]	FDTD/ MoM	2000
2	"Coupling Studies and Shielding Techniques for Electromagnetic Penetration Through Apertures on Complex Cavities and Vehicu- lar Platforms"	[35]	MLFMM (<i>ang</i> . Multilevel fast multipole moment method)	2003
3	"Field Penetration in a Rectangular Box Us- ing Numerical Techniques: An Effort to Obain Statistical Shielding Effectiveness"	[25]	Metoda hybrydowa modalna/MoM	2004
4	"A hybrid FD-MoM technique for predicting schielding effectivness of metallic enclo- sures with apertures"	[36]	FD-MoM	2005
5	"Measurement of the local distribution of the electric field coupled into shielding enclo- sures via apertures"	[37]	MoM	2008

Lp.	Tytuł artykułu	Bibliografia	Zastosowana metoda numeryczna	Rok
6	"Fast MoM analysis of the shielding effec- tiveness of rectangular enclosures with ap- ertures, metal plates, and conducting ob- jects"	[30]	MoM	2009
7	"Formula for the field excited in a rectan- gular cavity with a small aperture"	[105]	Metoda analityczna	2011
8	"A statistical model for the excitation of cavities through apertures"	[119]	Metoda Monte Carlo oparta na RMT (<i>ang.</i> Random Matrix The- ory)	2014
9	"Study of the Electromagnetic Resonances of a Cavity with an Aperture Using Nu- merical Method and Equivalent Circuit Method"	[120]	Obwodowy schemat zastępczy/TLM (<i>ang.</i> Transmission-Line Matrix)	2015
10	"Shielding effectiveness for metallic en- closures with various aperture shapes"	[24]	TLM	2015
11	"Electromagnetic shielding performance of a metallic enclosure with apertures"	[32]	FDTD/ Obwodowy schemat zastępczy	2020
12	"Analysis of shielding effectiveness by op- timizing aperture dimensions of a rectan- gular enclosure with genetic algorithm"	[34]	Metoda analityczna/al- gorytm genetyczny	2021
13	"An analytical model for predicting the shielding effectiveness and resonances of a lossy enclosure with apertures"	[121]	Metoda anali- tyczna/teoria obwo- dów/teorii topologii EM	2021
14	"An improved model for the analysis of the shielding performance of an apertured enclosure based on EMT theory and BLT equation"	[122]	Teoria topologii EM/równania Baum- Liu-Tesche (BLT)	2021
15	"A hybrid algorithm method for calculat- ing electromagnetic shielding effectiveness of apertured enclosure with an arbitrary in- ner window"	[123]	Teoria topologii EM/ teoria obwodów/rów- nania BLT	2022
16	"Fast prediction of the shielding effective- ness of heterotypic enclosures based on EMT theory"	[124]	Teoria topologii EM/rozszerzone rów- nania BLT	2022
17	"Time-Domain Shielding Effectiveness Analysis Based on DGTD Method Accel- erated by Local Time-Stepping and Paral- lel Techniques"	[125]	Nieciągła metoda Ga- lerkina w dziedzinie czasu (DGTD) przy- spieszana lokalnymi krokami czasowymi (LTS) i technikami równoległymi	2023
Na koniec warto wspomnieć, że oszacowanie charakterystyki podatności EM obiektu ekranującego z aperturą metodą powierzchniowych lub objętościowych równań całkowych nie jest takie proste ze względu problemy obliczeniowe. Wiążą się one z wyznaczaniem natężenia pół wewnątrz obiektu, w niedużej odległości od źródeł pola, tj. gęstości prądów powierzchniowych na powierzchni wewnętrznej ścian obiektu i apertury (patrz problem osobliwości funkcji podcałkowych w tzw. całce promieniowania). W większości zastosowań praktycznych (np. w symulatorach CAD) tak zwane regularne (nieosobliwe) całki powierzchniowe są obliczane przy użyciu różnych typów kubatur i kwadratur, przy czym najczęściej stosuje się kwadratury Gaussa-Legendrea [126]-[130]. Takie podejście daje wystarczająco dokładne wyniki przy obliczaniu pól promieniowanych daleko od danego źródła pola EM, tj. w polu dalekim. Niestety, dokładność kwadratur Gaussa-Legendrea dramatycznie spada, gdy punkt obserwacji promieniowanego pola znajduje się blisko źródła pola EM [129]. W takim przypadku konieczne jest zastosowanie specjalnych metod całkowania opartych na tzw. adaptacyjnej kubaturze/kwadraturze lub analitycznych metodach całkowania [131]-[136]. Metody obliczenia całek osobliwych zostały opisane w pracach [126], [128], [130]-[132], [137]-[141].

W podsumowaniu można stwierdzić, że przedstawiony przegląd stanu wiedzy zawiera głównie różne metody numeryczne zastosowane do wyznaczania skuteczności ekranowania obudowy ekranującej z aperturą. Wśród cytowanych prac jedynie praca [118] odnosi się do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego. Na podstawie przeprowadzonej analizy stwierdzono brak wykorzystania metody SIE-MoM wprost do oszacowania charakterystyki podatności EM obudowy z aperturą, w szczególności przy różnych scenariuszach oświetlenia zaburzeniem EM (tj. o różnych parametrach polaryzacyjnych oraz przy różnych kierunkach nadejścia zaburzenia). Ten fakt potwierdza celowość przeprowadzonych w ramach rozprawy badań oraz opracowania charakterystyki podatności EM do szybkiej analizy podatności EM obiektu ekranującego z aperturą w dynamicznym scenariuszu zaburzenia EM.

Rozdział III. Wyznaczanie charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego metodą SIE-MoM-DD

Dotychczas w literaturze przedmiotu nie znaleziono publikacji na temat wyznaczania oraz wizualizacji charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą, która umożliwiałaby ocenę podatności tego obiektu w dynamicznych scenariuszach oddziaływania zaburzenia. W niniejszej rozprawie podjęto próbę opracowania takiej charakterystyki oraz jej wyznaczania metodą numeryczną przy użyciu powierzchniowych równań całkowych i metody momentów, w połączeniu z techniką dekompozycji dziedziny obliczeniowej (*ang.* SIE-MoM-DD – Surface Integral Equations - Method of Moments - Domain Decomposition).

Charakterystyka podatności EM przedstawia odpowiedź EM obiektu na pobudzenie jednorodną falą płaską o określonej polaryzacji i znormalizowanej amplitudzie składowej wypadkowej pola elektrycznego dla kierunków oświetlenia w pełnym kącie bryłowym.

3.1. Charakterystyka podatności EM obiektu

Scenariusz oświetlania ekranowanego obiektu i wnikania zaburzenia EM zilustrowano na rysunku 3.1. Dla uproszczenia rozważań przyjęto, że obiekt jest oświetlony harmoniczną jednorodną falą płaską (JFP) o dowolnej polaryzacji oraz nadchodzącej z dowolnego kierunku. Pobudzenie EM (E^i) penetruje przez otwór w ścianie obiektu i generuje odpowiedź EM obiektu (E^s) w danym punkcie obserwacji wewnątrz obiektu. Podatność EM obiektu ekranowanego na wnikanie zaburzeń EM przez szczeliny i otwory będziemy definiować na podstawie maksymalnej i minimalnej możliwej wartości natężenia pola elektrycznego (E^s) wyznaczonej w punkcie obserwacji. Wartości te zależą od wielu czynników, ale wydaje się, że najbardziej czasochłonnym zadaniem jest wyznaczenie polaryzacji zaburzenia EM, przy której odpowiedź EM obiektu przyjmuje skrajne wartości, tj. wartość minimalną i maksymalną. Maksymalna wartości natężenia pola elektrycznego (E^{s}_{max}) jest skutkiem oświetlenia obiektu. Z kolei minimalna wartość natężenia pola elektrycznego (E^{s}_{min}) jest skutkiem oświetlenia obiektu przez JFP z tizw. kierunku największej podatności EM, przy polaryzacji JPF dopasowanej do obiektu. Z kolei minimalna wartość natężenia pola elektrycznego (E^{s}_{min}) jest



JFP – Jednorodna Fala Płaska LUW – Lokalny Układ Współrzędnych

Rys.3.1. Scenariusz wnikania zakłóceń EM przez aperturę.

polaryzacji JFP niedopasowanej do obiektu (tj. ortogonalnej względem polaryzacji dopasowanej). W tym miejscu należy zwrócić uwagę, że E_{max}^{s} i E_{min}^{s} nie są tożsame z maksymalną i minimalną graniczną wartością **natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM** (tj. JFP), które zdefiniowano w rozdz. 1.2. Wielkości E_{max}^{s} i E_{min}^{s} są wykorzystywane podczas badania podatności EM obiektu. Na podstawie obserwacji E_{max}^{s} i E_{min}^{s} można wyznaczyć **najmniejszą** i **największą graniczną wartość** natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM, na podstawie których określa się kierunki największej i najmniejszej podatności obiektu oraz polaryzację dopasowaną i niedopasowaną do obiektu. Wobec tego, wyznaczenie E_{max}^{s} i E_{min}^{s} jest kluczowe dla pełnego opisu charakterystyki podatności EM obiektu.

Uzyskanie informacji o polaryzacji JFP i kierunku oświetlenia powodujących skrajne wartości odpowiedzi EM obiektu jest czasochłonne, gdyż wymaga wielu pomiarów lub obliczeń, ale gdy już je uzyskamy, możemy łatwo ocenić podatność EM obiektu na realne zagrożenie EM w dynamicznym scenariuszu oddziaływania zakłócenia EM.

3.1.1. Definicja JFP oraz normowanie jej amplitudy

Podobnie jak w wielu środowiskach do symulacji elektromagnetycznej, np. w oprogramowaniu Altair Feko, jednorodna fala płaska jest zdefiniowana w sferycznym układzie współrzędnych (r, θ, φ) względem początku LUW obiektu (rys. 3.2) [145]. Definicję polaryzacji JFP oświetlającej obiekt zilustrowano na rysunku 3.2.



Rys.3.2. Definicja polaryzacji JFP dla kierunku padania (θ, φ).

Pobudzenie EM (JFP) propaguje w kierunku obiektu, tj. w kierunku $-i_r$, a czoło fali jest równoległe do płaszczyzny **P** określonej przez wektor \overline{i}_r , skierowany w kierunku oświetlenia obiektu (θ, φ). Wektory jednostkowe lokalnego układu współrzędnych $UV\beta$ związanego z płaszczyzną **P** oraz sferycznego układu współrzędnych spełniają następujące relacje: $-i_r = i_\beta, -i_\theta = i_v, -i_\varphi = i_u$. Natężenie pola elektrycznego JFP w dowolnym punkcie obserwacji jest określone zespolonym wektorem E^i zdefiniowanym w układzie $UV\beta$ w następujący sposób [145]:

$$\boldsymbol{E}^{i} = \boldsymbol{E}^{i\prime} + j\boldsymbol{E}^{i\prime\prime} = \boldsymbol{E}^{i\prime} + j \cdot \boldsymbol{\nu} \cdot SR \cdot \left(\boldsymbol{E}^{i\prime} \times \boldsymbol{i}_{\beta}\right) = \boldsymbol{i}_{u} \cdot E_{u} + \boldsymbol{i}_{v} \cdot E_{v}$$
(3.1)

$$E_u = E_0 \cdot \left[-\sin(\eta) + j \cdot \nu \cdot SR \cdot \cos(\eta)\right] = -E_{\varphi}$$
(3.2)

$$E_{\nu} = E_0 \cdot [\cos(\eta) + j \cdot \nu \cdot SR \cdot \sin(\eta)] = -E_{\theta}$$
(3.3)

$$E_{\beta} = 0 \tag{3.4}$$

gdzie:

 $E^{i\prime}$, $E^{i\prime\prime}$ – ortogonalne wektory rzeczywiste, leżące na płaszczyźnie **P**,

 E_u, E_v – zespolone współczynniki definiujące amplitudę oraz polaryzację JFP,

 $E_0 = |\mathbf{E}^{i\prime}| - \text{amplituda JFP},$

- i_u , i_v wektory jednostkowe LUW na płaszczyźnie **P**,
 - ν współczynnik eliptyczności JFP,
 ν = 0 dla polaryzacji liniowej,
 ν = 1 dla polaryzacji kołowej,
 0 < ν < 1 dla polaryzacji eliptycznej,

 SR znak definiujący polaryzację prawo- lub lewoskrętną JFP,
 - SR = 1 dla polaryzacji prawoskrętnej, SR = -1 dla polaryzacji lewoskrętnej,
 - η kąt polaryzacji JFP, tj. kąt pomiędzy osią v i wektorem $E^{i\prime}$,
 - *i* górny indeks, oznacza pole padające (*ang.* Incident Field).

Współczynnik eliptyczności JFP jest opisany jako stosunek długości wektorów rzeczywistych w następujący sposób:

$$\nu = \frac{\left| \boldsymbol{E}^{i\prime\prime} \right|}{\left| \boldsymbol{E}^{i\prime} \right|} \tag{3.5}$$

Dalej w pracy dla uproszenia zapisu iloczyn współczynnika eliptyczności i kierunku rotacji JFP oznaczono następującym wzorem:

$$\nu_0 = \nu \cdot SR \tag{3.6}$$

Ponieważ punkt obserwacji odpowiedzi E^s jest zdefiniowany we współrzędnych kartezjańskich XYZ, skorzystamy z transformacji wzorów (3.2)-(3.4) z LUW do układu współrzędnych kartezjańskich. W tym celu wykorzystano macierz transformacji ze sferycznego do kartezjańskiego układu współrzędnych (3.7). Zamiana znaków w macierzy przekształcenia uwzględnia zwroty wektorów jednostkowych $-i_r$, $-i_{\theta}$, $-i_{\varphi}$.

$$MTr = \begin{bmatrix} -\sin(\theta)\cos(\varphi) & -\cos(\theta)\cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\theta)\sin(\varphi) & -\cos(\theta)\sin(\varphi) & -\cos(\varphi) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \end{bmatrix}$$
(3.7)

Ostatecznie natężenie pola elektrycznego JFP w punkcie obserwacji r we współrzędnych *XYZ* opisano w następujący sposób:

$$\boldsymbol{E}^{i}(\boldsymbol{r},\theta,\varphi,\eta,\nu_{0},f) = E_{0} \cdot MTr \cdot \left[\begin{pmatrix} 0\\\cos(\eta)\\-\sin(\eta) \end{pmatrix} + j \cdot \nu_{0} \begin{pmatrix} 0\\\sin(\eta)\\\cos(\eta) \end{pmatrix} \right] \cdot e^{-j \cdot k \cdot \boldsymbol{i}_{\beta} \cdot \boldsymbol{r}}$$
(3.8)

gdzie r jest punktem obserwacji w układzie kartezjańskim, θ i φ opisują kierunek oświetlenia obiektu przez JFP, k jest liczbą falową ośrodka (w naszym przypadku jest to powietrze), i_{β} – jednostkowy wektor propagacji JFP. Wzór (3.8) uwzględnia parametry JFP potrzebne do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego, takie jak polaryzacja JFP, kierunek oświetlenia oraz częstotliwość zaburzenia EM zawarta w liczbie falowej.

W celu wyznaczenia natężenia oświetlającego pola magnetycznego skorzystano z następującej zależności:

$$\boldsymbol{H}^{i}(\boldsymbol{r},\theta,\varphi,\eta,\nu_{0},f) = \frac{1}{\eta_{0}}(\boldsymbol{i}_{\beta} \times \boldsymbol{E}^{i}(\boldsymbol{r},\theta,\varphi,\eta,\nu_{0},f))$$
(3.9)

gdzie η_0 jest impedancją falową próżni.

obliczeń $|\mathbf{E}^i|$ w punkcie obsrwacji (0; 0; 0).

W celu sprawdzenia poprawności obliczeń wypadkowego natężenia pola elektrycznego w punkcie obserwacji wyżej opisanym algorytmem wykonano przykładowe obliczenia. Tabela 3.1. Parametry polaryzacji JFP, kierunki oświetlenia oraz częstotliwości wybrane do porównania

Parametry	JFP 1	JFP 2	JFP 3
$E_0 \left[V/m \right]$	1	2	3
η [°]	20	70	140
ν_0 [-]	0.3	-0.3	0.5
θ [°]	10	45	110
φ [°]	0	55	135
<i>f</i> [MHz]	367	800	3000

Wybrano trzy dowolne polaryzacje JFP oraz trzy różne kierunki oświetlenia, które zestawiono w tabeli 3.1. Porównanie wyników obliczeń w punkcie (0; 0; 0) metodą opisaną powyżej z wynikami obliczeń wykonanymi komercyjnym oprogramowaniem Altair Feko przedstawiono w tabeli 3.2. Błąd obliczeń dwoma metodami jest pomijalnie mały, dla niektórych wartości rozbieżność pojawia się na szóstym miejscu znaczącym, co może być efektem zaokrąglenia danych wykorzystywanych w obliczeniach.

Tabela 3.2. Wyniki obliczeń wartości natężenia pola elektrycznego $|\mathbf{E}^i|$ w punkcie (0; 0; 0) ze wzoru (3.8) oraz metodą numeryczną w Altair Feko.

Matada abliczaniowa	$\left E^{i}\right \left[V/m ight]$		
Metoda obilezemowa	JFP 1	JFP 2	JFP 3
Wzór (3.8) (1)	1.044031	2.088061	3.354102
FEKO (2)	1.044031	2.088057	3.354102
Bląd względny $\frac{ (2)-(1) }{ (2) } \cdot 100\%$	0 %	0.026 %	0 %

W celu jednoznacznej oceny podatności EM obiektu narażonego na zaburzenie EM o różnej polaryzacji należy oświetlić obiekt taką samą gęstością mocy fali EM ze wszystkich kierunków. Oznacza to, iż dla wszystkich dopuszczalnych wartości polaryzacji JFP (η_i , v_{0_i}) amplituda JFP powinna być unormowana. W tym celu skorzystamy z zależności na gęstość strumienia mocy JFP, która jest proporcjonalna do kwadratu modułu E^i , przedstawionej w następujący sposób:

$$\left|\boldsymbol{E}^{i}\right|^{2} = \boldsymbol{E}^{i} \cdot \boldsymbol{E}^{i^{*}} = const \tag{3.10}$$

Na podstawie definicji (3.1)-(3.3) oraz po wykonaniu odpowiednich operacji matematycznych zależność (3.10) można przedstawić w następujący sposób:

$$|\mathbf{E}^{i}|^{2} = |\overline{i}_{u} \cdot E_{u}|^{2} + |\overline{i}_{v} \cdot E_{v}|^{2} =$$

= $E_{0}^{2} \cdot [\sin^{2}(\eta) + v_{0}^{2}\cos^{2}(\eta) + \cos^{2}(\eta) + v_{0}^{2}\sin^{2}(\eta)] =$
= $E_{0}^{2} \cdot [1 + v_{0}^{2}] = const$ (3.11)

Kwadrat modułu natężenia pola oświetlającego, wyrażony powyższym wzorem, jest zależny of parametrów polaryzacji JFP (amplitudy, eliptyczności i kierunku obrotu wektora opisującego zaburzenie EM). W celu uzyskania stałej wartości kwadratu modułu natężenia pola oświetlającego ($|\mathbf{E}^i|^2 = const$), unormowaniu podlega amplituda wektora \mathbf{E}^i , przedstawiona następującą zależnością:

$$E_0(\nu_0) = \left| \mathbf{E}^{i\prime} \right| \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + {\nu_0}^2}}$$
(3.12)

gdzie $|\mathbf{E}^{i\prime}|$ jest amplitudą zaburzenia pola elektrycznego, a E_0 jest unormowaną amplitudą wektora \mathbf{E}^i we wzorze (3.1). Dalej założymy, że dla każdej polaryzacji $|\mathbf{E}^{i\prime}| = 1$ [V/m].

Zakładamy, że obiekt i kanał propagacji JFP są liniowe, więc odpowiedź EM obiektu na pobudzenie o dowolnej amplitudzie JFP ($|\mathbf{E}^{i'}| \neq 1 [V/m]$) można wyznaczyć korzystając z własności proporcjonalności. Jest to zaleta polegająca na szybkim przeskalowaniu wykresu natężenia pola elektrycznego charakterystyki podatności EM bez konieczności jego ponownego obliczania [146].

3.1.2. Odpowiedź EM obiektu na pobudzenie JFP

Odpowiedź EM obiektu z rysunku 3.1 na pobudzenie JFP o zadanej częstotliwości i o dowolnej polaryzacji (η , ν_0), wyemitowanej w wybranym kierunku (θ , φ), jest zdefiniowana jako moduł wypadkowego rozproszonego natężenia pola elektrycznego w punkcie obserwacji wewnątrz obiektu w następujący sposób [146]:

$$|\boldsymbol{E}^{s}| = |\boldsymbol{E}^{s}\left(\theta, \varphi, \eta, \nu_{0}\right)| \tag{3.13}$$

gdzie indeks górny s oznacza pole rozproszone (ang. Scattered Field).

Dla wybranego punku obserwacji oraz częstotliwości JFP odpowiedź EM obiektu zależy od czterech niezależnych zmiennych θ , φ , η , v_0 . Aby przeprowadzić analizę podatności EM obiektu w zależności od polaryzacji JFP należącej do zbioru ($\eta_i \times v_0_j$), w pełnym kącie bryłowym, tj. dla kierunków oświetlenia ze zbioru ($\theta_i \times \varphi_j$), należy najpierw zdyskretyzować z wybranym krokiem każdą zmienną w jej zakresie określoności, czyli: $0^{\circ} \le \theta \le 180^{\circ}$, $0^{\circ} \le \varphi \le 360^{\circ}$, $0^{\circ} \le \eta \le 360^{\circ}$ oraz $-1 \le \nu_0 \le 1$. Następnie należy zmierzyć lub obliczyć odpowiedź EM obiektu $|\mathbf{E}^s|$ dla dyskretnego zestawu zmiennych, który w przypadku gęstej dyskretyzacji może być bardzo duży.

Przykładowy zestaw odpowiedzi EM obiektu na zaburzenie JFP o polaryzacji $(\eta_i \times \nu_{0_j})$, dla $\eta \in [0; 180]$ i $\Delta \eta = 10$, oraz $\nu_0 \in [-1; 1]$ i $\Delta \nu_0 = 0.2$, wyemitowanej w danym kierunku (w jednym kierunku) pokazano na rysunku 3.3. Taki zestaw danych nazwano *charakterystyką podatności EM dla jednego kierunku oświetlenia obiektu*. Wskutek odpowiedniego przeszukania zestawu danych dla jednego kierunku oświetlenia JFP (rys.3.3) wybrano ekstremalne wartości odpowiedzi EM obiektu $|E^s|_{max/min}$ oraz odpowiednie parametry polaryzacji JFP dla jednego kierunku oświetlenia obiektu.

Na wykresie z rysunku 3.3 można zauważyć okresową zmianę wartości maksymalnej i minimalnej odpowiedzi EM obiektu wzdłuż osi η . Na podstawie odczytu punktów stacjonarnych dla kolejnych kierunków oświetlenia dla określonej płaszczyzny oświetlenia ($\varphi = const$) można wyznaczyć zależność $\eta = f(\theta)$. Przykładowy (typowy) przebieg



Rys.3.3. Przykładowa charakterystyka podatności EM dla jednego kierunku oświetlenia obiektu. Wybór ekstremalnych wartości |**E**^s| (min/max) oraz parametrów polaryzacji JFP z pełnego zestawu odpowiedzi EM obiektu dla wybranego kierunku oświetlenia JFP.

funkcji f dla $|E^s|_{max}$ w funkcji dyskretnych kierunków θ przedstawiono na rysunku 3.4. Widoczna na wykresie nieciągłość wartości η dla wybranej płaszczyzny oświetlenia jest wynikiem definicji polaryzacji JFP (Rys.3.2), w której dwa kąty polaryzacji różniące się o 180° generują identyczną wartość odpowiedzi EM obiektu. Z tego powodu w dalszej części rozprawy do zobrazowania podatności EM obiektu w pełnym kącie bryłowym (tj. dla wszystkich kierunków oświetlenia) będziemy używać tylko wartości $\eta \in [0^\circ; 180^\circ]$. Dodatkowo z rysunku 3.3 można zauważyć przesunięcie kąta polaryzacji dla odpowiedzi minimalnej o 90° w stosunku do kąta polaryzacji wzbudzającego odpowiedź maksymalną. W ogólnym przypadku wskazuje to na prostopadłość składowych $E^{i'}_{min}$ oraz $E^{i''}_{max}$ wektora $|E^i|$ opisanego wzorem (3.1).



Rys.3.4. Rozkład kąta polaryzacji η maksymalnej odpowiedzi EM obiektu w funkcji dyskretnych kątów $\theta \in [0^\circ; 180^\circ]$ dla wybranej płaszczyzny oświetlenia obiektu ($\varphi = 110^\circ$) JFP o częstotliwości 800 MHz.

Wykres pokazany na rysunku 3.3 daje jedynie możliwość analizy podatności EM obiektu oświetlonego JFP w wybranym kierunku oświetlenia – jest to tzw. scenariusz oświetlenia statycznego. Istotna jest jednak analiza obiektu z punktu widzenia dynamicznego scenariusza oświetlenia, tj. w przypadku, gdy źródło zakłóceń porusza się i tym samym istnieje wiele różnych kierunków oświetlenia obiektu. W tym celu lepszym narzędziem jest pełna charakterystyka podatności EM obiektu ekranowanego.

3.1.3. Pełna charakterystyka podatności EM obiektu

Do opisu pojedynczej wartości ekstremalnej, np. $|\mathbf{E}^s|_{max}$, dla wybranego kierunku oświetlenia obiektu potrzebne są trzy liczby, czyli maksymalna wartość natężenia pola elektrycznego w danym punkcie obserwacji oraz parametry polaryzacji JFP, tj. η_{max} , $\nu_{0_{max}}$. Dane te zebrano w trzech oddzielnych macierzach o tej samej wielkości (np. podobnie jak w przypadku pełnej (trójwymiarowej) charakterystyki promieniowania anteny [147]-[148]), w których każdy element odpowiada jednemu (innemu) kierunkowi oświetlenia i zawiera wartość jednego z wymienionych parametrów. Przykłady macierzy wartości maksymalnej odpowiedzi EM obiektu dla zadanego kąta polaryzacji oraz współczynnika eliptyczności wraz z kierunkiem obrotu wektora natężenia pola elektrycznego zaburzenia EM pokazano odpowiednio na rysunkach 3.5-3.7. Tak samo można przedstawić macierz dla $|\mathbf{E}^s|_{min}$, gdzie dla każdego dyskretnego kierunku oświetlenia można zestawić parametry polaryzacji JFP powodujące minimalną odpowiedź obiektu.

Na tej zasadzie zbudowano nowy mniejszy zbiór danych (łącznie sześć macierzy – po trzy dla $|\mathbf{E}^{s}|_{max}$ oraz $|\mathbf{E}^{s}|_{min}$), składający się jedynie z wartości ekstremalnych odpowiedzi EM obiektu w pełnym zakresie kątów oświetlenia obiektu JFP. Utworzony w ten sposób zbiór danych będziemy nazywać *pełną charakterystyką podatności EM obiektu* [146], [149].

Proponowane podejście sugeruje, że wizualizacja danych dla maksymalnej odpowiedzi EM obiektu na zaburzenie EM powinna opierać się na trzech odrębnych charakterystykach, zapisanych w macierzach pokazanych na rysunkach 3.5-3.7, a mianowicie:

$$\begin{split} \eta_{\max}(\theta_i,\varphi_j) &- \text{charakterystyka rozkładu kąta polaryzacji dla pełnego kąta bryłowego,} \\ \nu_{0_{\max}}(\theta_i,\varphi_j) &- \text{charakterystyka rozkładu współczynnika eliptyczności wraz z kierunkiem rotacji JFP dla pełnego kąta bryłowego,} \\ |\boldsymbol{E}^s|_{\max}(\theta_i,\varphi_j) &- \text{charakterystyka rozkładu maksymalnego natężenia pola elektrycznego w punkcie obserwacji dla obiektu oświetlonego JFP dla pełnego kąta bryłowego.} \end{split}$$

Dokładnie taki sam zestaw odrębnych charakterystyk (η_{\min} , $\nu_{0_{\min}}$, $|E^s|_{\min}$) w funkcji zmiany kierunku oświetlenia obiektu (θ_i , φ_j) jest potrzebny dla wizualizacji minimalnej odpowiedzi obiektu na zaburzenie EM. Wspomniana koncepcja wizualizacji nie jest nowa. Podobne podejście do wizualizacji stosuje się na przykład w dziedzinie teledetekcji i optyki [84].

	$arphi_1$	$arphi_2$	•••	φ_M
θ_1	$ E^s _{max_{11}}$	$ E^s _{max_{12}}$		$ E^s _{max_{M1}}$
θ_2	$ E^{s} _{max_{21}}$	$ E^{s} _{max_{22}}$		
:		:		
θ_N	$ E^s _{max_{N1}}$		•••	$ \boldsymbol{E}^{s} _{max_{NM}}$

Rys.3.5. Postać macierzy dla wartości maksymalnej odpowiedzi obiektu ($|E^s|_{max}$) dla dyskretnych kierunków oświetlenia obiektu, gdzie N oznacza liczbę dyskretnych kątów θ , natomiast M – kątów φ .

	$arphi_1$	$arphi_2$	•••	$arphi_M$
$ heta_1$	$\eta_{max_{11}}$	$\eta_{max_{12}}$		$\eta_{max_{M1}}$
θ_2	$\eta_{max_{21}}$	$\eta_{max_{22}}$		
÷	:	÷		:
$ heta_N$	$\eta_{max_{N1}}$:		$\eta_{max_{NM}}$

Rys.3.6. Postać macierzy dla wartości kąta polaryzacji powodującego odpowiedź maksymalną obiektu $(|\mathbf{E}^{s}|_{max})$ dla dyskretnych kierunków oświetlenia obiektu, gdzie N oznacza liczbę dyskretnych kątów θ , natomiast M – kątów φ .

	$arphi_1$	$arphi_2$	•••	$arphi_M$
θ_1	$v_{0max_{11}}$	$v_{0max_{12}}$		$v_{0max_{M1}}$
θ_2	$v_{0_{max_{21}}}$	$v_{0_{22}}$		
:	:			
θ_N	$v_{0_{max_{N1}}}$		•••	$v_{0_{max_{NM}}}$

Rys.3.7. Postać macierzy dla wartości współczynnika eliptyczności wraz z kierunkiem rotacji E^i powodującego odpowiedź maksymalną obiektu ($|E^s|_{max}$) dla dyskretnych kierunków oświetlenia obiektu, gdzie N oznacza liczbę dyskretnych kątów θ , natomiast M – kątów φ .

Przykładową wizualizację charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego pokazanego na rysunku 3.1 (dla $|E^s|_{max}$) przedstawiono na rysunku 3.8. Wizualizacja współczynnika eliptyczności JFP wraz z kierunkiem obrotu wektora E^i emitowanego w pełnym kącie bryłowym oraz rozkładu kąta polaryzacji JFP dla maksymalnej odpowiedzi obiektu przedstawiono odpowiednio na wykresach na rysunku 3.8a-b. Z kolei wizualizację odpowiedzi $|E^s|_{max}$ obiektu przedstawiono na rysunku 3.8c. Zestaw wykresów dla minimalnych wartości odpowiedzi EM obiektu, tj. $|E^s|_{min}$, można przedstawić w analogiczny sposób na podstawie zbioru minimalnych wartości odpowiedzi EM obiektu w pełnym zakresie kąta bryłowego. Dodatkowo, na przedstawionych wykresach (rys.3.8) można pokazać trajektorię ruchu źródła zaburzenia EM (na każdym wykresie trajektoria musi być taka sama).

Na bazie macierzy dla wartości maksymalnej odpowiedzi obiektu ($|E^s|_{max}$) dla dyskretnych kierunków oświetlenia obiektu (rys.3.5) można przedstawić również charakterystykę skuteczności ekranowania (SE) obiektu. Przykładowy wykres kołowy charakterystyki SE przedstawiono na rysunku 3.9. Na wykresie widać zmianę skuteczności ekranowania obudowy z aperturą w funkcji zmiany parametrów oświetlenia zaburzenia EM oraz kierunku oświetlenia. Zgodnie z definicją wartości dodatnie SE wskazują na tłumienie JFP we wnętrzu obudowy ekranującej, natomiast wartości ujemne SE – na wzmocnienie, tj. obudowa nie wykazuje cech ekranujących. Wykres SE jest szczególnie ważny w procesie analizy i umożliwia szybką ocenę podatności EM obiektu przy zadanej trajektorii w dynamicznym scenariuszu oświetlenia. Na przykład, najwyższe wartości SE ok. 11 [dB] (rys.3.9) obiekt wykazuje dla kilku polaryzacji i kierunków oświetlenia obiektu, co jest pokazane kolorem seledynowym na wykresie SE. Badania SE obiektu wykonane w typowych warunkach laboratoryjnych (trajektoria 2 na rys.3.9) mogą wskazywać wyższe wartości SE niż te występujące w rzeczywistości. W przypadku dowolnych trajektorii poruszania się źródła zaburzenia (np. położonych nad obiektem) obiekt może być bardziej podatny na specyficzną polaryzację fali EM, co może mieć krytyczne znaczenie dla pracy elementów umieszczonych wewnątrz obiektu ekranowanego.



• maksymalna wartość odpowiedzi EM obiektu

Rys.3.8. Wizualizacja charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z rys.3.1 dla częstotliwości 800 MHz - charakterystyka maksymalnej odpowiedzi (dla dopasowanej polaryzacji).



Rys.3.9. Charakterystyka SE obiektu ekranowanego z rys.3.1 dla częstotliwości 800 MHz.

3.2.Modelowanie odpowiedzi EM obiektu na zaburzenie metodą SIE-MoM-DD

W tym rozdziale opisano sposób modelowania odpowiedzi EM obiektu z zastosowaniem metody SIE-MoM. W celu redukcji zasobów obliczeniowych oraz czasu obliczeń do analizowanego zagadnienia zastosowano metodę dekompozycji dziedziny obliczeniowej. Pokazano sposób wyznaczania potrzebnych elementów do obliczania odpowiedzi EM obiektu, a na zakończenie opisano całościowy algorytm do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranującego metodą SIE-MoM-DD.

3.2.1. Zastosowanie metody SIE-MoM do analizy obiektów ekranowanych

Rozwiązywanie problemów elektromagnetycznych wymaga zastosowania równań Maxwella z uwzględnieniem warunków brzegowych [8]. Metody pełnofalowe w elektromagnetyzmie obliczeniowym (*ang.* CEM - Computational Electromagnetics) można ogólnie sklasyfikować jako metody bazujące na równaniach różniczkowych cząstkowych (*ang.* PDE – Partial Differential Equation) oraz metody bazujące na równaniach całkowych (*ang.* IE – Integral Equation) [8], [85], [90], [153]. Różnica polega na tym, że w metodach PDE, takich jak metoda różnic skończonych (FDM), zwykle stosuje się bezpośrednie rozwiązanie równań Maxwella ze sformułowaniem odpowiednich warunków brzegowych, podczas gdy w metodach IE problem rozwiązywania równań Maxwella jest zastępowany równaniem całkowym dla źródeł równoważnych. Metody oparte na IE dostarczają eleganckich rozwiązań dla problemów rozpraszania i promieniowania, tj. dla problemów otwartych. Warunki brzegowe pozwalają ograniczyć definiowanie źródeł równoważnych jedynie na powierzchni obiektu. Przykładem jest tu metoda powierzchniowych równań całkowych (ang. SIE – Surface Integral Equations). Metoda ta pozwala zmniejszyć wymiarowość problemu, a zatem umożliwia znaczną redukcję liczby stopni swobody (ang. DOF - Degree of Freedom), a także znacznie upraszcza modelowanie geometrii analizowanego obiektu i reprezentację danych. W przypadkach, gdy implementacja metody SIE nie jest możliwa lub jest związana z dużym uproszczeniem geometrii analizowanego obiektu, wymagane jest zastosowanie metody objętościowych równań całkowych (ang. VIE - Volume Integral Equations), a następnie rozwiązywanie jej jedną ze znanych metod numerycznych, np. metodą momentów [85]. Jak pokazano na rysunku 3.10 zaletą metody SIE-MoM jest dyskretyzacja jedynie powierzchni analizowanego obiektu w przeciwieństwie do metody opartej na VIE. Pozwala to na zmniejszenie liczby źródeł zastępczych opisujących zagadnienie EM. W przypadku SIE używa się jedynie zastępczych powierzchniowych prądów elektrycznych i magnetycznych (J_s, M_s) zamiast zastępczych objętościowych prądów elektrycznych i magnetycznych ($\boldsymbol{J}_{v}, \boldsymbol{M}_{v}$).

Odpowiednio dobrane równania do modelowania obiektu skutkują zmniejszeniem zużycia zasobów pamięciowych komputera. Dodatkowo wybór optymalnej metody numerycznej do rozwiązywania równań użytych w modelu matematycznym pozwala na zmniejszenie czasu obliczeń.

W ogólnym przypadku modelowanie elektromagnetyczne polega na zastępowaniu rzeczywistego obiektu modelowania modelem matematycznym, który najczęściej jest pewnym przybliżeniem obiektu rzeczywistego. W związku z tym, zawsze należy pamiętać o trudnościach jakie mogą wystąpić w analizie opartej na modelu matematycznym zagadnienia EM (np. ograniczenia modelu matematycznego, dokładność wyniku, uproszenia modelu, skończona dyskretyzacja problemu, skończona precyzja obliczeń, itp.).



- E^i natężenie oświetlającego pola elektrycznego (JFP) E^s - natężenie rozproszonego pola elektrycznego w punkcie obserwacji (odpowiedź EM obiektu) J_s , M_s - zastępcze powierzchniowe prądy elektryczne, magnetyczne J_v , M_v - zastępcze objętościowe prądy elektryczne, magnetyczne
- Rys.3.10. Modelowanie odpowiedzi EM obiektu przy pomocy metody powierzchniowych i objętościowych równań całkowych.

Metody równań całkowych opierają się na powierzchniowej zasadzie równoważności (ang. SEP – Surface Equivalence Principle). Za pomocą tej zasady oryginalny problem EM jest zastępowany równoważnym modelem matematycznym w postaci źródeł zastępczych, które emitują te same pola elektromagnetyczne, co w oryginalnym problemie fizycznym [85]. Istnieje wiele różnych form zasady równoważności. W niniejszej rozprawie wykorzystano zasadę Huygensa, inaczej nazywaną powierzchniową zasadą równoważności. Zgodnie z tą zasadą problem rozpraszania pola EM można opisać przy pomocy zastępczych gęstości pradu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego na wyimaginowanej zamknietej powierzchni S otaczającej analizowany obiekt (patrz rys. 3.11). Najczęściej powierzchnia S jest po prostu powierzchnią analizowanego obiektu. W problemie równoważnym nie ma już oryginalnego obiektu – obiekt jest reprezentowany za pomocą rozkładu zastępczych gęstości prądów powierzchniowych. Zarówno prądy w zagadnieniu oryginalnym, jak i zastępcze powinny wytwarzać takie same rozkłady pola EM. Wskutek znajomości rozkładu prądów wewnątrz lub na zewnątrz powierzchni S można wyznaczyć natężenie rozproszonego pola elektrycznego w dowolnym punkcie obserwacji (E^{S}) [90], [157]. Teoretyczne sformułowanie zasady równoważności można zgłębić w wielu pracach, m.in. w [90], [142], [157].



Rys.3.11. Ilustracja zasady równoważności: zagadnienie pierwotne oraz równoważny problem zastępczy.

Do wyznaczenia charakterystyki podatności EM obudowy ekranującej z aperturą metodą SIE-MoM rzeczywisty obiekt (np. kontener telekomunikacyjny) zastąpiono uproszczonym modelem (rys. 3.12), który nie uwzględnia szczegółowych elementów takich, jak drobne otwory dla gwintów, szwy, pofalowanie lub karbowanie ścian itp. Uproszczony obiekt analizy EM zamodelowano przy pomocy metalowej wnęki o zerowej grubości ścianek, wykonanej z PEC (*ang.* PEC – Perfect Electric Conductor). Układ współrzędnych globalnych umieszczono na środku podstawy obiektu.

W myśl powierzchniowej zasady równoważności wypadkowe natężenie pola elektrycznego i magnetycznego na zewnątrz obiektu ekranowanego jest jednoznacznie określone



Rys.3.12. Uproszczony model obiektu analizy EM.

przez pole pierwotne (oświetlające) i pole rozproszone przez obiekt, którego źródłem są gęstości prądów powierzchniowych zastępczych. Natomiast pole wewnątrz obiektu jest wynikiem promieniowania zastępczych gęstości prądów powierzchniowych na aperturze i ściankach w środku obiektu. Wzory opisujące wypadkowe natężenie pola elektrycznego i magnetycznego na zewnątrz oraz w środku obiektu ekranowanego przedstawiono poniżej:

$$E^{+} = E^{i} + E^{s}(J_{s}^{+}, M_{s}^{+})$$
(3.44)

$$H^{+} = H^{i} + H^{s}(J^{+}_{s}, M^{+}_{s})$$
(3.15)

$$E^{-} = E^{s}(J_{s}^{-}, M_{s}^{-})$$
(3.16)

$$H^{-} = H^{s}(J_{s}^{-}, M_{s}^{-})$$
(3.17)

gdzie indeksy górne "+" i "–"oznaczają zewnętrzne i wewnętrzne zagadnienie równoważne, E oznacza wypadkowe natężenie pola elektrycznego, H oznacza wypadkowe natężenie pola magnetycznego, przy czym w zależności od indeksu górnego opis dotyczy zagadnienia zewnętrznego lub wewnętrznego. Symbole E^i i H^i oznaczają natężenie pola elektrycznego i magnetycznego źródła EM oświetlającego obiekt, E^s oraz H^s oznaczają natężenie pola elektrycznego oraz magnetycznego rozproszonego przez obiekt na zewnątrz lub wewnątrz obiektu, wytwarzanego odpowiednio przez zastępcze gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych J_s i magnetycznych M_s na zewnątrz lub wewnątrz powierzchni S w zależności od indeksu górnego [142].

W przypadku wyznaczenia nateżenia pola elektrycznego rozproszonego przez obiekt ekranowany z aperturą, wykonany z idealnego przewodnika na zewnątrz obiektu oraz w jego wewnętrzu obiekt jest zastępowany zagadnieniami równoważnymi – zewnętrznym i wewnętrznym. Pierwotne zagadnienie EM oraz równoważne zagadnienia zewnętrzne i wewnętrzne zilustrowano na rysunku 3.11. Cała powierzchnia S obiektu jest zastępowana przez gęstość prądu powierzchniowego elektrycznego, tj. na powierzchni PEC, natomiast sama apertura, granicząca z materiałem dielektrycznym wypełniającym wnętrze obiektu, jest dodatkowo modelowana przez gęstość prądu powierzchniowego magnetycznego [142]. Do wyznaczenia natężenia rozproszonego pola elektrycznego na zewnątrz obiektu brane pod uwagę jest zagadnienie zewnętrzne, czyli tylko zastępcze gęstości prądów powierzchniowych na zewnętrznych ścianach PEC (J_s^+) oraz aperturze $(J_{s,a}^+, M_{s,a}^+)$. Zastępcze źródła gęstości prądów powierzchniowych na aperturze, wzbudzone wskutek zewnętrznego pola oświetlającego, emitują pobudzenie do wnętrza obiektu, wzbudzając zastępcze gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego (I_s^-) i magnetycznego (M_s^-) dla zagadnienia wewnętrznego. Warto zaznaczyć, iż wartości zastępczych gęstości prądów powierzchniowych po zewnętrznej oraz wewnętrznej stronie apertury są identyczne co do wartości i różne co do znaku $(J_{s,a}^+, M_{s,a}^+ = -J_{s,a}^-, -M_{s,a}^-)$, co jest wynikiem zdefiniowania wektora normalnego dla zagadnienia wewnętrznego na zewnątrz do powierzchni S.

Pole EM oświetlające obiekt ekranowany indukuje na zewnętrznych ścianach równoważne gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego zdefiniowanego następującym wzorem [142]:

$$\boldsymbol{J}_{s}^{+} = \boldsymbol{\hat{n}} \times \boldsymbol{H}^{+} \tag{3.18}$$

gdzie J_s^+ jest gęstością prądu powierzchniowego elektrycznego na zewnętrznych ścianach obudowy ekranującej i na zewnętrznej stronie apertury, \hat{n} jednostkowy wektor normalny do powierzchni *S*, H^+ oznacza wypadkowe natężenie pola magnetycznego tuż po zewnętrznej stronie powierzchni *S*.

Identycznie indukowane są równoważne gęstości prądu powierzchniowego magnetycznego, jeśli obiekt jest dielektryczny, zdefiniowanego następującym wzorem [142]:

$$\boldsymbol{M}_{S}^{+} = \boldsymbol{E}^{+} \times \boldsymbol{\hat{n}} \tag{3.19}$$

gdzie M_s^+ jest gęstością prądu powierzchniowego magnetycznego na zewnętrznych ścianach obudowy ekranującej (jeśli jest ona wykonana z materiału dielektrycznego), E^+ oznacza wypadkowe natężenie pola elektrycznego tuż po zewnętrznej stronie powierzchni *S*.

Na aperturze, która leży na granicy ośrodków dielektrycznych, indukowane są zarówno powierzchniowe prądy elektryczne, jak i magnetyczne zdefiniowane powyższymi wzorami (3.18)-(3.19). W przypadku zagadnienia wewnętrznego, z warunków brzegowych wynika, że gęstości prądów powierzchniowych są identyczne co do wartości, ale różne co do znaku, z gęstością prądu powierzchniowego na zewnątrz apertury, co przedstawiono następująco:

$$\boldsymbol{J}_{\boldsymbol{s},\boldsymbol{a}}^{-} = -\boldsymbol{J}_{\boldsymbol{s},\boldsymbol{a}}^{+} = -\boldsymbol{\widehat{\boldsymbol{n}}} \times \boldsymbol{H}^{-} \tag{3.20}$$

$$\boldsymbol{M}_{s,a}^{-} = -\boldsymbol{M}_{s,a}^{+} = -\boldsymbol{E}^{-} \times \boldsymbol{\hat{n}}$$
(3.21)

gdzie $J_{s,a}^+$, $J_{s,a}^-$ jest gęstością prądu powierzchniowego elektrycznego na aperturze odpowiednio po zewnętrznej oraz wewnętrznej stronie oraz $M_{s,a}^-$, $M_{s,a}^+$ jest gęstością prądu powierzchniowego elektrycznego na aperturze po zewnętrznej oraz wewnętrznej stronie, odpowiednio, E^- , H^- oznaczają wypadkowe natężenie pola elektrycznego i magnetycznego tuż po wewnętrznej stronie powierzchni *S*, w tym przypadku apertury.

Z kolei gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego dla równoważnego problemu wewnętrznego są zdefiniowane poniższymi zależnościami:

$$J_s^- = -\hat{\boldsymbol{n}} \times \boldsymbol{H}^- \tag{3.22}$$

$$\boldsymbol{M}_{s}^{-} = -\boldsymbol{E}^{-} \times \boldsymbol{\hat{n}} \tag{3.23}$$

gdzie J_s^- jest gęstością prądu powierzchniowego elektrycznego na wewnętrznych ścianach obudowy ekranującej i na wewnętrznej stronie apertury, M_s^- jest gęstością prądu powierzchniowego magnetycznego na wewnętrznych ścianach obudowy ekranującej (jeśli jest ona wykonana z materiału dielektrycznego) oraz E^- , H^- oznaczają natężenie pola elektrycznego oraz magnetycznego tuż po wewnętrznej stronie powierzchni *S*. Do wyznaczenia odpowiedzi EM obiektu ekranowanego z aperturą na zaburzenie EM potrzebne jest wyznaczenie tylko wypadkowego natężenia pola elektrycznego wewnątrz obiektu, zdefiniowanego wzorem (3.16). Z tego powodu dalej w rozprawie skupiono się jedynie na wyznaczeniu wartości natężenia rozproszonego pola elektrycznego (zakładamy, że pole oświetlające jest znane).

Powszechną praktyką w rozwiązywaniu elektromagnetycznych zagadnień brzegowych jest stosowanie pomocniczych narzędzi matematycznych w postaci potencjałów wektorowych i skalarnych. Wprowadzenie potencjałów znacznie upraszcza rozwiązywanie analizowanego problemu. Dlatego, do wyznaczenia E^s skorzystano z wektorowego potencjału magnetycznego A oraz wektorowego potencjału elektrycznego F. Z kolei na potrzeby wyznaczenia natężenia pola magnetycznego można również skorzystać z potencjałów wektorowych opisanych w pracach [48] lub [162].

W ogólnym przypadku natężenie rozproszonego pola elektrycznego w punkcie obserwacji jest sumą natężeń pól elektrycznych wyznaczonych od potencjału magnetycznego oraz od potencjału elektrycznego w punkcie obserwacji wewnątrz obiektu i jest przedstawione następującą zależnością:

$$E^{s}(r^{-}) = E^{A}(r^{-}) + E^{F}(r^{-})$$
(3.54)

gdzie E^A – natężenia pola elektrycznego od potencjału magnetycznego, E^F – natężenia pola elektrycznego od potencjału elektrycznego, r^- – punkt obserwacji odpowiedzi EM wewnątrz obiektu [48].

Natężenia pola elektrycznego od potencjału magnetycznego oraz elektrycznego jest opisane następującymi zależnościami:

$$\boldsymbol{E}^{A}(\boldsymbol{r}^{-}) = -j\omega \cdot \boldsymbol{A}(\boldsymbol{r}^{-}) - \frac{j}{\omega\mu_{0}\varepsilon_{0}} \cdot \nabla[\nabla \circ \boldsymbol{A}(\boldsymbol{r}^{-})]$$
(3.65)

$$\boldsymbol{E}^{F}(\boldsymbol{r}^{-}) = -\frac{1}{\varepsilon_{0}} \cdot \left[\boldsymbol{\nabla} \times \boldsymbol{F}(\boldsymbol{r}^{-}) \right]$$
(3.76)

Wektorowy potencjał magnetyczny A i wektorowy potencjał elektryczny F dla zagadnienia wewnętrznego, gdzie punkt obserwacji znajduje się w środku obiektu, zdefiniowano następująco:

$$\boldsymbol{A}(\boldsymbol{r}^{-}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \iint_{S'} \boldsymbol{G}(\boldsymbol{r}^{-}, \boldsymbol{r}') \cdot \boldsymbol{J}_{S}^{-}(\boldsymbol{r}') \, ds'$$
(3.87)

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{r}^{-}) = \frac{\varepsilon_0}{4\pi} \cdot \iint_{s'} G(\boldsymbol{r}^{-}, \boldsymbol{r}') \cdot \boldsymbol{M}_s^{-}(\boldsymbol{r}') \, ds'$$
(3.98)

gdzie \mathbf{r}' – punkt źródłowy na powierzchni *S*, \mathbf{r}^- — punkt obserwacji (punkt, w którym jest obliczane pole elektryczne), ω – pulsacja, μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni, ε_0 – przenikalność elektryczna próżni, $G(\mathbf{r}^-, \mathbf{r}')$ – skalarna funkcja Greena dla swobodnej przestrzeni opisana poniższym wzorem:

$$G(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}') = \frac{e^{-j \cdot k \cdot R(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}')}}{R(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}')}$$
(3.29)

gdzie $R(\mathbf{r}^-, \mathbf{r}') = |\mathbf{r}^- - \mathbf{r}'|$ jest odległością pomiędzy źródłem promieniowania (punktem źródłowym) i punktem obserwacji [10]. Wybór odpowiedniego typu funkcji Greena ma znaczny wpływ na efektywność obliczeniową. Szczegółowe wyprowadzenie oraz klasyfikacja funkcji Greena dla różnorodnych zagadnień EM opisano w [90], [160]-[161]. Ponieważ w omawianym zagadnieniu obydwa problemy zastępcze dotyczą promieniowania przez prądy swobodne w wolnej przestrzeni, to zastosowanie ma funkcja Greena dla swobodnej przestrzeni.

Podsumowując, do obliczenia odpowiedzi EM obudowy ekranującej z aperturą potrzebna jest znajomość gęstości prądów powierzchniowych J_s^- (w tym zawarte również $J_{s,a}^-$) oraz $M_{s,a}^-$, które można wyznaczyć z równań (3.32)-(3.33), np. przy pomocy metody momentów.

<u>Metoda momentów</u>

Metoda momentów polega na przekształceniu powierzchniowych równań całkowych w układ równań liniowych zdefiniowanych na poddziedzinach siatki obliczeniowej [7] i [8], [81], [84], [90], [102], [142], [163], a następnie rozwiązaniu tego układu znanymi technikami algebraicznymi [7]. Szukana funkcja podcałkowa jest aproksymowana przy pomocy sumy iloczynów funkcji bazowych i współczynników aproksymujących. Rozwiązanie układu równań polega na wyznaczeniu współczynników aproksymujących szukaną funkcję. Podstawy teoretyczne metody momentów można zgłębić w pracach [7], [90], [142].

Ogólnie stosowany zapis równania całkowego w postaci operatorowej dla zagadnienia oryginalnego przedstawiony jest następująco:

$$\mathcal{L}\{f\} = v \tag{3.30}$$

gdzie v – znana funkcja pobudzenia, f szukana funkcja (np. zastępczych prądów powierzchniowych wewnątrz oraz na zewnątrz obiektu) oraz \mathcal{L} jest operatorem liniowym opisanym następującym wzorem:

$$\mathcal{L}{f} \equiv C_0 \cdot \iint_{s'} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot f \, ds'$$
(3.31)

gdzie C_0 jest wielkością stałą. W przypadku wyznaczenia wektorowego potencjału magnetycznego oraz elektrycznego C_0 jest zdefiniowana we wzorach (3.26)-(3.27) [7], [81].

W przypadku metody SIE-MoM powierzchnia *S* w równoważnych zagadnieniach zastępczych (związana z analizowanym obiektem) jest opisywana za pomocą siatki złożonej z małych elementów planarnych, najczęściej trójkątnych (rys.3.13) lub prostokątnych. Szukana funkcja *f* jest gęstością prądów powierzchniowych dla zagadnienia zewnętrznego oraz wewnętrznego. Jest ona aproksymowana jako skończona suma iloczynu funkcji bazowych i współczynników aproksymujących, zdefiniowanych na poszczególnych elementach siatki obliczeniowej. Aproksymacja gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego oraz magnetycznego dla obydwu zagadnień jest opisana następującymi zależnościami:

$$\boldsymbol{J}_{s}(\boldsymbol{r}') \approx \sum_{n=1}^{N} \alpha_{n} \boldsymbol{B}_{n}(\boldsymbol{r}') \quad dla \, \bar{r}' \in T_{n}^{+} \cup T_{n}^{-}$$
(3.32)

$$\boldsymbol{M}_{s,a}(\boldsymbol{r}') \approx \sum_{n=1}^{N} \beta_n \boldsymbol{B}_n(\boldsymbol{r}') \qquad dla \ \bar{\boldsymbol{r}}' \in T_n^+ \cup T_n^-$$
(3.33)

gdzie α_n oraz β_n zespolone współczynniki aproksymujące gęstość prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego dla każdej pary elementów siatki obliczeniowej na ściankach obiektu oraz na aperturze po zewnętrznej oraz wewnętrznej stronie obiektu, $B_n(r')$ oznacza *n*-tą funkcję bazową, T_n^+ oraz T_n^- to para trójkątów, na której zdefiniowano *n*-tą funkcję bazową $B_n(r')$. Funkcje bazowe są zdefiniowane w taki sposób, aby za pomocą skończonego ich zbioru było możliwe dobre przybliżenie poszukiwanej gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego. Współczynniki aproksymujące definiują wagi przypisane poszczególnym funkcjom bazowym [168]. Definicja funkcji bazowej oraz poddziedzin siatki obliczeniowej opisana jest w Dodatku A.



Rys.3.13. Ilustracja siatki obliczeniowej obiektu oraz iloczynu funkcji bazowych i współczynników aproksymujących na poddziedzinach.

Podstawiając do rów. (3.30) reprezentację szukanej funkcji za pomocą sumy iloczynów współczynników aproksymujących i funkcji bazowych (3.32)-(3.33) otrzymujemy:

$$\sum_{n=1}^{N} \gamma_n \cdot \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_n(\boldsymbol{r}')\} \cong \boldsymbol{v}$$
(3.34)

gdzie γ_n jest wartością *n*-tego współczynnika aproksymującego, która może oznaczać zarówno współczynnik α_n jak i β_n z rów. (3.32)-(3.33). Znana funkcja pobudzenia (v) jest obliczana w punktach źródłowych prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych (Dodatek A).

W każdym punkcie przestrzeni definiującej dziedzinę liniowego operatora \mathcal{L} powinno być spełnione równanie (3.34). Ten wymóg może być spełniony poprzez projekcję lewej i prawej strony rów. (3.34) na zbiór N funkcji testujących rozpiętych na powierzchni S w równoważnych zagadnieniach zastępczych. Jest to tzw. procedura testowania opisana następującą zależnością:

$$\sum_{n=1}^{N} \gamma_n \langle \mathcal{L} \{ \boldsymbol{B}_n(\boldsymbol{r}') \}, w_m(\boldsymbol{r}') \rangle \cong \langle v, w_m(\boldsymbol{r}') \rangle \qquad m = 1, \dots N$$
(3.35)

gdzie $\{w_m(\mathbf{r}')\}_{m=1}^M$ zbiór funkcji testujących, przy czym M = N oraz symbol \langle , \rangle oznacza iloczyn skalarny [7], [90], [142].

Od wyboru zbioru funkcji testujących zależy poprawność oraz dokładność rozwiązania numerycznego zagadnienia EM. Przypadek szczególny, w którym funkcja testująca jest równa funkcji bazowej ($w_m = B_n(r')$), jest znany jako *metoda Galerkina* i jest wykorzystany w niniejszej rozprawie [77], [90], [142], [170]. W pracy [7] szerzej opisano zasadę wyboru funkcji bazowej oraz testującej.

Równanie (3.35) można przedstawić w formie macierzowej w następujący sposób (w równaniu pominięto zależność od r'):

$$\begin{bmatrix} \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_1\}, w_1 \rangle & \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_2\}, w_1 \rangle & \cdots & \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_N\}, w_1 \rangle \\ \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_1\}, w_2 \rangle & \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_2\}, w_2 \rangle & \cdots & \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_N\}, w_2(\boldsymbol{r}') \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_1\}, w_N \rangle & \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_2\}, w_N \rangle & \cdots & \langle \mathcal{L}\{\boldsymbol{B}_N\}, w_N \rangle \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle v, w_1 \rangle \\ \langle v, w_2 \rangle \\ \vdots \\ \langle v, w_N \rangle \end{bmatrix}$$
(3.36)

Elementy składowe rów. (3.36) dla równoważnych zagadnień zewnętrznego oraz wewnętrznego można przedstawić inaczej w następujący sposób:

$$\mathbf{Z} \cdot \boldsymbol{\gamma} = \boldsymbol{\upsilon} \tag{3.37}$$

gdzie \mathbf{Z} jest macierzą momentów o wymiarze $N \times N$ (tzw. macierz impedancji), $\boldsymbol{\gamma}$ jest wektorem N szukanych zespolonych współczynników aproksymujących gęstość prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego dla zagadnienia zewnętrznego oraz wewnętrznego, \boldsymbol{v} jest wektorem N znanych wartości pobudzenia (dalej wektor pobudzenia) [90].

Ostatecznie, jeśli macierz Z jest nieosobliwa, to szukane współczynniki aproksymujące funkcję gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych dla zagadnienia pierwotnego (Ω) z rysunku 3.11, tj. zewnętrznych, wewnętrznych i apertury, przedstawiono następującą zależnością:

$$\boldsymbol{\gamma} = \boldsymbol{Z}^{-1} \cdot \boldsymbol{\upsilon} \tag{3.38}$$

Z kolei wektor γ przyjmuje następującą postać:

$$\boldsymbol{\gamma} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_{z} \\ \boldsymbol{\alpha}_{z,a} \\ \boldsymbol{\beta}_{z,a} \\ \boldsymbol{\alpha}_{w} \\ \boldsymbol{\alpha}_{w,a} \\ \boldsymbol{\beta}_{w,a} \end{bmatrix}$$
(3.39)

gdzie α_z , $\alpha_{z,a}$, $\beta_{z,a}$ oraz α_w , $\alpha_{w,a}$, $\beta_{w,a}$ – bloki wektora γ z wartościami współczynników aproksymujących funkcję gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego odpowiednio na zewnętrznej oraz wewnętrznej stronie ścian obudowy i apertury. Indeksy dolne użyte w tekście oznaczają: *z* – zewnętrzny, *w* – wewnętrzny, *a* – apertura.

Podstawową wadą metody SIE-MoM jest generowanie gęstej macierzy momentów, ale relatywnie mniejszej niż w innych metodach numerycznych, np. FEM lub FDFD. W trakcie wykonywania obliczeń numerycznych macierz momentów należy odwrócić, co jest dużym obciążeniem pod względem użytej pamięci oraz czasu wykonywania obliczeń. Z tego powodu do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektów metodą SIE-MoM zastosowano dekompozycję dziedziny obliczeniowej. Umożliwia ona znaczne zmniejszenie wyko-rzystywanych zasobów obliczeniowych w procesie analizy zagadnienia EM.

3.2.2. Zastosowanie metody DD do analizy obiektów ekranowanych

Znane techniki zwiększające efektywność metod obliczeniowych to: redukcja wymiaru problemu (np. z 3D do 2D), zmiana dziedziny obliczeniowej, skalaryzacja i algebraizacja problemu obliczeniowego, wykorzystanie efektywnych algorytmów obliczeniowych (np. FMM, AWE itp.) oraz dekompozycja dziedziny obliczeniowej. Metody dekompozycji dziedziny obliczeniowej (*ang.* DDM - Domain Decomposition Methods) cieszą się dużym zainteresowaniem i są uważane za skuteczne techniki rozwiązywania złożonych zagadnień. Między innymi DDM są skuteczne w rozwiązaniu dużych i skomplikowanych zagadnień brzegowych. Złożoność obiektu analizy zależy od wymiarów geometrycznych oraz częstotliwości analizy. Na przykładzie obiektu przedstawionego na rysunku 3.1414 pokazano gęstość siatki obliczeniowej wymaganej do analizy przykładowego zagadnienia EM przy częstotliwości 1 GHz. Jak widać analiza parametrów nawet tak małego fragmentu obiektu jak antena wymaga bardzo dużych zasobów obliczeniowych przy elektrycznie dużych rozmiarach całego obiektu [158]. Dlatego istnieje potrzeba zmniejszenia rozmiaru niewiadomych potrzebnych w rozwiązywaniu zagadnienia EM z jednoczesnym zachowaniem efektywności obliczeniowej.



Rys.3.14. Przykład rozmiaru siatki obliczeniowej przykładowego problemu EM dla 1 GHz [158].

Zastosowanie metody DD do zagadnień w elektromagnetyzmie obliczeniowym rozwiązywanych np. SIE-MoM nie jest proste i bezpośrednie jak w innych metodach np. FEM, FDTD. W tym przypadku wykorzystywana jest omówiona wcześniej zasada równoważności z zastępczymi prądami powierzchniowymi [158]. Główna zasada metody DD polega na podziale geometrii problemu na kilka mniejszych części (poddziedzin) i iteracyjnym rozwiązaniu każdego problemu osobno w celu powiązania rozwiązania między sąsiednimi poddziedzinami (w ogólnym przypadku). W ten sposób problemy o dużej złożoności geometrycznej można wyrazić przy pomocy mniejszych problemów o prostych kształtach i z mniejszą liczbą niewiadomych, co pozwala zmniejszyć złożoność obliczeniową metody numerycznej.

Na rysunku 3.15a przedstawiono przykładowy podział dziedziny obliczeniowej na mniejsze niezależne od siebie poddziedziny R₁ oraz R₂. Na rysunku założono, że wielkość wydzielonej poddziedziny w stosunku do całej dziedziny obliczeniowej stanowi jeden procent. Z kolei na rysunku 3.15b pokazano porównanie wzrostu nakładu obliczeniowego w zależności od liczby zmiennych potrzebnych dla obliczeń wykonanych dla całej dziedziny oraz dla jednej poddziedziny. Porównując przedstawione przebiegi można wyciągnąć wniosek, iż dekompozycja dziedziny obliczeniowej oraz wykorzystanie jednej lub kilku poddziedzin do analizy EM całego zagadnienia pozwala w znaczący sposób uprościć złożoność obliczeniową analizowanego problemu i tym samym zmniejszyć wykorzystanie zasobów obliczeniowych i czasu obliczeń [158].



Rys.3.15. Podział dziedziny obliczeniowej R (a) oraz nakład obliczeniowy dla K = 100 poddziedzin w funkcji liczby niewiadomych (b) [158].

Dodatkowo, metoda DD pozwala na zrównoleglenie obliczeń oraz analizę struktur periodycznych [156], [158]. Podstawy teoretyczne o DD można zgłębić w pracach [10], [155].

Na potrzeby wyznaczenia charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą należy wyznaczyć rozkład gęstości prądów powierzchniowych wewnątrz obiektu poprzez wyznaczenie wartości zespolonych współczynników aproksymujących (patrz rów. (3.38)-(3.39), α_w , $\alpha_{w,a}$ oraz $\beta_{w,a}$). Zgodnie z zasadą równoważności obiekt ekranowany z aperturą można przedstawić jako dwa niezależne zagadnienia (patrz rys.3.11) oraz analizować je oddzielnie z uwzględnieniem sprzężenia pomiędzy obszarem zewnętrznym (Ω_1) oraz wewnętrznym (Ω_2) na granicy (Γ) pomiędzy ośrodkami, tj. na aperturze.

W takim rozumowaniu zastosowanie metody DD może być wykonane poprzez odpowiednie przekształcenie macierzy momentów Z (w tym przypadku nie trzeba stosować podejścia iteracyjnego). Macierz momentów z rów. (3.37) można przedstawić w postaci blokowej następująco:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{z} & \boldsymbol{A}_{zw} \\ \boldsymbol{A}_{wz} & \boldsymbol{A}_{w} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{\gamma}_{z} \\ \boldsymbol{\gamma}_{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\upsilon}_{z} \\ \boldsymbol{\upsilon} \end{bmatrix} \quad dla \ \Omega_{1} \cup \Omega_{2}$$
(3.40)

gdzie podmacierze A_z , A_{zw} , A_{wz} , A_w są blokami macierzy Z. Bloki A_z , A_w opisują zagadnienie odpowiednio w poddziedzinach Ω_1 i Γ oraz Ω_2 i Γ . Z kolei bloki A_{zw} oraz A_{wz} opisują bezpośrednie wzajemne odziaływanie pomiędzy zagadnieniem zewnętrznym i wewnętrznym. Inaczej mówiąc, podmacierze A_{zw} oraz A_{wz} opisują oddziaływanie zjawisk zachodzących na zewnątrz obiektu na zjawiska wewnątrz obiektu i *vice versa* (czyli tzw. sprzężenie pomiędzy poddziedzinami Ω_1 oraz Ω_2). Bloki γ_z oraz γ_w zawierają bloki α_z , $\alpha_{z,a}$, $\beta_{z,a}$ oraz α_w , $\alpha_{w,a}$, $\beta_{z,a}$, odpowiednio, tj. współczynniki aproksymujące funkcję gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych po zewnętrznej oraz wewnętrznej stronie powierzchni *S*, tj. dla zagadnienia zewnętrznego oraz wewnętrznego wraz z aperturą w obu przypadkach. Podobnie jest opisany wektor pobudzenia v, z tą różnicą, iż dla zagadnienia wewnętrznego pobudzenie pierwotne nie występuje ($v_w = 0$) [158].

Dekompozycja dziedziny obliczeniowej, jak już wspomniano, ma na celu wyznaczenie odpowiedzi EM obiektu na podstawie prądów zastępczych zdefiniowanych na aperturze oraz wewnątrz obiektu. Po wykonaniu dekompozycji dziedziny obliczeniowej zagadnienie pierwotne opisane w postaci blokowej rów. (3.40) można przedstawić jako zagadnienie ze-wnętrzne w następujący sposób [158]:

$$\boldsymbol{A}_{z} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{z}' & \boldsymbol{X}_{z} \\ \boldsymbol{Y}_{z} & \boldsymbol{G}_{z} \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{\gamma}_{z} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_{z} \\ \boldsymbol{\gamma}_{z,a} \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{\upsilon}_{z} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\upsilon}_{z}' \\ \boldsymbol{\upsilon}_{a} \end{bmatrix}$$
(3.41)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}'_{z} & \mathbf{X}_{z} \\ \mathbf{Y}_{z} & \mathbf{G}_{z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{\alpha}_{z} \\ \mathbf{\gamma}_{z,a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}'_{z} \\ \mathbf{v}_{a} \end{bmatrix} dla \ \Omega_{1}$$
(3.42)

gdzie:

- A'_z podmacierz z całkami reakcji dla obszaru zewnętrznego bez apertury,
- G_z podmacierz z całkami reakcji dla zewnętrznej strony apertury,
- X_z podmacierz z całkami reakcji opisująca sprzężenie pomiędzy zewnętrzną częścią ścian obiektu i zewnętrzną stroną apertury,
- Y_z podmacierz z całkami reakcji opisująca sprzężenie pomiędzy wewnętrzną częścią ścian obiektu i wewnętrzną stroną apertury,
- α_z blok wartości współczynników aproksymujących funkcję gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych dla obszaru zewnętrznego bez apertury,
- $\gamma_{z,a}$ blok wartości współczynników aproksymujących funkcję gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych dla zewnętrznej strony apertury, tj. $\alpha_{z,a}$ i $\beta_{z,a}$,
 - v'_z blok wartości pobudzenia dla obszaru zewnętrznego bez apertury,
 - \boldsymbol{v}_a blok wartości pobudzenia dla apertury.

Zagadnienie wewnętrzne analogicznie do równań (3.41)-(3.42) przedstawiono w następujący sposób [158]:

$$\boldsymbol{A}_{w} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{w}^{\prime} & \boldsymbol{X}_{w} \\ \boldsymbol{Y}_{w} & \boldsymbol{G}_{w} \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{\gamma}_{w} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_{w} \\ \boldsymbol{\gamma}_{w,a} \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{\upsilon}_{w} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix}$$
(3.43)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}'_{w} & \mathbf{X}_{w} \\ \mathbf{Y}_{w} & \mathbf{G}_{w} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{\alpha}_{w} \\ \mathbf{\gamma}_{w,a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad dla \ \Omega_{2}$$
(3.44)

- A'_{w} podmacierz z całkami reakcji dla obszaru wewnętrznego bez apertury,
- G_w podmacierz z całkami reakcji dla wewnętrznej strony apertury,
- X_w podmacierz z całkami reakcji opisująca sprzężenie pomiędzy wewnętrzną częścią ścian obiektu i wewnętrzną stroną apertury,
- Y_w podmacierz z całkami reakcji opisująca sprzężenie pomiędzy zewnętrzną częścią ścian obiektu i wewnętrzną stroną apertury,
- α_w blok wartości współczynników aproksymujących funkcję gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych dla obszaru wewnętrznego bez apertury,
- $\gamma_{w,a}$ blok wartości współczynników aproksymujących funkcję gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych dla wewnętrznej strony apertury, tj. $\alpha_{w,a}$ i $\beta_{w,a}$.

Na granicy obszarów, na podstawie warunku ciągłości pola na aperturze, współczynniki aproksymujące funkcję gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego na zewnętrznej i wewnętrznej stronie apertury są równe, co przedstawiono następującą zależnością:

$$\boldsymbol{\gamma}_{z,a} = -\boldsymbol{\gamma}_{w,a} = \boldsymbol{\gamma}_a \ na \ aperturze \ (dla \ \boldsymbol{\Gamma}) \tag{3.45}$$

Po podstawieniu równań (3.42)-(3.44) i wykonaniu odpowiednich operacji algebraicznych otrzymano *zdekomponowaną macierz momentów* dla zagadnienia pierwotnego (rów. (3.46)), gdzie osobno występują zagadnienia zewnętrzne i wewnętrzne, co przedstawia następujący wzór:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}'_{z} & \mathbf{0} & \mathbf{X}_{z} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}'_{w} & \mathbf{X}_{w} \\ \mathbf{Y}_{z} & \mathbf{Y}_{w} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_{z} \\ \boldsymbol{\alpha}_{w} \\ \boldsymbol{\gamma}_{a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\upsilon}_{z} \\ \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\upsilon}_{a} \end{bmatrix} \ dla \ \Omega$$
(3.46)

W równaniu (3.46) znajdujące się w macierzy bloki 0 oznaczają brak bezpośredniego sprzężenia pomiędzy zjawiskami zachodzącymi na zewnątrz oraz wewnątrz obiektu ekranowanego z wyłączeniem apertury (patrz rów. (3.40), gdzie $A_{zw} \neq 0$ oraz $A_{wz} \neq 0$), $G = G_z - G_w$ [158].

Macierz momentów z równania (3.46) po dekompozycji dla obiektu ekranowanego z aperturą można przedstawić w postaci blokowej (rys.3.16), gdzie na przekątnej znajdują się funkcje własne zagadnienia zewnętrznego, wewnętrznego oraz apertury, natomiast nieze-rowe bloki informują o sprzężeniu pomiędzy aperturą i zagadnieniem zewnętrznym oraz wewnętrznym [158].



Rys.3.16. Macierz momentów po zastosowaniu metody DD dla zagadnienia pierwotnego – postać blokowa; NZ – niezerowe bloki, Ω₁, Ω₂ – obszar zewnętrzny i wewnętrzny zagadnienia [45].

W klasycznym podejściu, po wykonaniu dekompozycji dziedziny obliczeniowej Ω , należy wyznaczyć wektor niewiadomych współczynników aproksymujących gęstość prądu powierzchniowego na aperturze γ_a (współczynniki aproksymujące gęstość prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego). Ten wektor jest wyznaczany jako rozwiązanie tzw. dopełnienia Schura względem wektora niewiadomych na granicy (aperturze). Po wykonaniu operacji matematycznych wzory dla bloków wektora γ przedstawiono następująco:

$$\boldsymbol{\alpha}_{z} = \boldsymbol{A}_{z}^{\prime - 1} \cdot [\boldsymbol{v}_{z} - \boldsymbol{X}_{z} \cdot \boldsymbol{\gamma}_{a}]$$
(3.47)

$$\boldsymbol{\alpha}_{w} = -\boldsymbol{A}_{w}^{\prime -1} \cdot \boldsymbol{X}_{w} \cdot \boldsymbol{\gamma}_{a} \tag{3.48}$$

$$\boldsymbol{\gamma}_{a} = \left[\boldsymbol{G} - \boldsymbol{Y}_{z} \cdot \boldsymbol{A}_{z}^{\prime - 1} \cdot \boldsymbol{X}_{z} - \boldsymbol{Y}_{w} \cdot \boldsymbol{A}_{w}^{\prime - 1} \cdot \boldsymbol{X}_{w}\right]^{-1} \cdot \left[\boldsymbol{\upsilon}_{a} - \boldsymbol{Y}_{z} \cdot \boldsymbol{A}_{z}^{\prime - 1} \cdot \boldsymbol{\upsilon}_{z}\right]$$
(3.49)

Można zauważyć, iż do wyznaczenia wektorów α_w oraz γ_a potrzebne są mniejsze macierze wyodrębnione z pełnej macierzy Z, opisane następująco:

$$\boldsymbol{A} = \boldsymbol{Y}_{\boldsymbol{Z}} \cdot \boldsymbol{A}_{\boldsymbol{Z}}^{\prime - 1} \tag{3.50}$$

$$\boldsymbol{B} = \left[\boldsymbol{G} - \boldsymbol{Y}_{z} \cdot \boldsymbol{A}_{z}^{\prime -1} \cdot \boldsymbol{X}_{z} - \boldsymbol{Y}_{w} \cdot \boldsymbol{A}_{w}^{\prime -1} \cdot \boldsymbol{X}_{w}\right]^{-1}$$
(3.51)

$$\boldsymbol{C} = -\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}^{\prime - 1} \cdot \boldsymbol{X}_{\boldsymbol{w}} \tag{3.52}$$

Ostatecznie współczynniki aproksymujące funkcję gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych przy pomocy wyżej wspomnianych macierzy przyjmują następującą postać:

$$\boldsymbol{\alpha}_{z} = \boldsymbol{A}_{z}^{\prime^{-1}} \cdot [\boldsymbol{v}_{z} - \boldsymbol{X}_{z} \cdot \boldsymbol{\gamma}_{a}]$$
(3.53)

$$\boldsymbol{\alpha}_{w} = \boldsymbol{C} \cdot \boldsymbol{\gamma}_{a} \tag{3.54}$$

$$\boldsymbol{\gamma}_a = \boldsymbol{B} \cdot [\boldsymbol{v}_a - \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{v}_z] \tag{3.55}$$

69

Rozmiar macierzy z równań (3.50)-(3.52) jest znacznie mniejszy w porównaniu do pełnej macierzy momentów z równania (3.38), a tym samym wykorzystanie zasobów obliczeniowych na wyznaczenie charakterystyki podatności EM obiektów ekranowanych w oparciu o metodę dekompozycji dziedziny obliczeniowej jest efektywniejsze. Podsumowując, na podstawie znajomości tylko współczynników aproksymujących α_w oraz γ_a można w prosty sposób i z dużo mniejszym nakładem obliczeniowo-pamięciowym wyznaczyć odpowiedź EM w środku obiektu ekranowanego dla różnych pobudzeń EM występujących na zewnątrz obiektu, a następnie wyznaczyć charakterystykę podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą.

3.2.3. Wyznaczanie elementów macierzy momentów, wektora pobudzenia oraz końcowego rozwiązania

Zastosowanie metody SIE-MoM-DD do oszacowania charakterystyki EM obiektu składa się z kilku etapów. Pierwszy etap to dekompozycja macierzy momentów zgodnie z opisem przedstawionym w poprzednim podrozdziale. Następnie wyznaczenie wektora pobudzenia \boldsymbol{v} . Dalej wyznaczenie współczynników aproksymujących gęstość prądów powierzchniowych zgodnie z równaniem (3.47) oraz (3.47). Na koniec jest obliczane wypadkowe natężenia pola elektrycznego w punkcie obserwacji wewnątrz obiektu ekranowanego (rów. (3.24)).

W pierwszej kolejności do wykonania obliczeń wypadkowego natężenia pola elektrycznego w punkcie obserwacji jest niezbędna pełna macierz Z, aby następnie wykonać jej dekompozycję. Macierz momentów uzyskano przy pomocy oprogramowania Altair Feko zainstalowanym na serwerze obliczeniowym Katedry Telekomunikacji i Teleinformatyki. Do dalszych obliczeń konieczne jest jednoznaczne powiązanie funkcji bazowych zapisanych w macierzy momentów oraz składowych wektora pobudzenia z geometrią obiektu tzw. siatką obliczeniową [144].

W celu wykonania symulacji i zapisania potrzebnych plików binarnych z macierzą MoM i wektorem pobudzenia, w programie FEKO zbudowano 3D model obiektu ekranowanego z aperturą z rysunku 3.17. Wewnątrz oraz na zewnątrz obudowy ośrodkiem materialnym jest próżnia. Wartości stałych ośrodka przedstawiono w układzie SI w tabeli 3.3 [78]. Obiekt oświetlono JFP o określonych parametrach polaryzacji, częstotliwości i kierunku oświetlenia. Do obliczeń wybrano domyślną metodę numeryczną stosowaną w FEKO, tzn. metodę momentów w połączeniu ze sformułowaniem PMCHWT [145].



Rys.3.17. Geometria analizowanego obiektu ekranowanego z aperturą.

Tabela 3.3. Parametry stałych dielektryczne charakteryzujących próżnię przyjęte w programie FEKO oraz algorytmie obliczeniowym SIE-MoM-DD [78].

Stałe dielektryczna	Wartość	
Przenikalność elektryczna $arepsilon_0 \left[F/m ight]$	8.85418781761.10 ⁻¹²	
Przenikalność magnetyczna µ ₀ [H/m]	1.256637061436·10 ⁻⁶	
Prędkość światła c ₀ [m/s]	2.997924580002·10 ⁸	
Impedancja charakterystyczna próżni Z_0 [Ω]	376.730313462	
$\pi = 3.14159265359$		

Kolejnym etapem symulacji EM modelu jest wykonanie procedury dyskretyzacji obiektu. Polega ona na wyborze siatki obliczeniowej, na której zdefiniowane będą funkcje bazowe. W tym celu w programie FEKO użyto automatycznego wyboru siatki obliczeniowej typu standard. W przypadku automatycznego wyboru siatki obliczeniowej, długości

elementów siatki są wyznaczane w zależności od długości fali EM w ośrodku propagacji oraz wykorzystanej metody obliczeniowej. W tym przypadku jest to siatka obliczeniowa o elementach trójkątnych, których długość krawędzi jest równa dwunastej części długości fali EM ($\lambda/12$).

Na koniec, po zakończeniu symulacji w programie FEKO, pobrano stosowne dane i wyniki, a mianowicie: siatkę obliczeniową obiektu, macierz momentów (Z), wektor pobudzenia (v) oraz wektor współczynników aproksymujących w celu porównania wyników z własną metodą. Do celu konwersji plików binarnych w pliki tekstowe wykorzystano program FEKO READ+ [144]. Pobrane z programu dane wykorzystano w opisanym wcześniej algorytmie obliczeniowym SIE-MoM-DD.

W algorytmie obliczeniowym macierz momentów uzyskana w programie FEKO jest dzielona na bloki składowe (patrz rów. 3.46 lub rys. 3.16), ponieważ całki reakcji w macierzy Z są zapisane na przemian dla zewnętrznej oraz wewnętrznej części zagadnienia i dla apertury. W tym celu dokonano uporządkowania wyrazów zapisanych w macierzy Z dla części zewnętrznej (A'_z), wewnętrznej (A'_w), apertury (G) oraz odpowiednio dla bloków opisujących sprzężenia (Y_z , X_z , Y_w , X_w). Warto dodać, iż macierz momentów jest wyznaczana dla danej siatki obliczeniowej, tj. jest niezmienna dla różnych polaryzacji JFP, natomiast jest zmienna przy zmianie częstotliwości JFP.

Dalej zaimplementowano we własnym programie obliczeniowym procedurę wyznaczania wektora pobudzenia \boldsymbol{v} , która umożliwia zmianę polaryzacji JFP oświetlającej analizowany obiekt. Z równania (3.43) lub (3.46) wynika, że blok wektora pobudzenia dla zagadnienia wewnętrznego jest równy zero ($\boldsymbol{v}_w = 0$), a zatem pozostaję jedynie wyznaczenie pobudzenia na zewnętrznej części obiektu oraz na aperturze ($\boldsymbol{v}_z, \boldsymbol{v}_a$). W Dodatku A opisano sposób wyznaczania wektora pobudzenia w metodzie SIE-MoM. Wektor pobudzenia (tzw. całki pobudzenia) wyznaczono metodą kubatur Gaussa-Legendrea, zaimplementowaną w środowisku Matlab. W celu sprawdzenia poprawności własnej procedury wyniki zweryfikowano z wynikami symulacji FEKO wykonanej metodą numeryczną MoM. Porównanie uzyskanych wyników obliczeń przedstawiono w tabeli 3.4. Do porównania wybrano jedną wartość wektora \boldsymbol{v}_a . Jak widać wraz ze zwiększeniem liczby punktów kubatury wynik obliczeń jest obarczony mniejszym błędem (0.0005 %). W obliczeniach numerycznych taki błąd jest pomijalnie mały i można stwierdzić, iż opracowana własna metoda wyznaczania wektora pobudzenia w ramach sformułowania SIE-MoM z wykorzystaniem kubatury Gaussa-Legendrea jest poprawna.
	Metoda obliczeniowa	Wyniki obliczeń	
(1)	FEKO	5.325597·10 ⁻⁶ – j1.359626·10 ⁻⁵	
(2)	SIE-MoM ($n = 1$)*	5.3259182·10 ⁻⁶ – j1.3596354·10 ⁻⁵	
(3)	SIE-MoM (n = 4)	5.3259249·10 ⁻⁶ – j1.3596371·10 ⁻⁵	
(4)	SIE-MoM (n = 7)	5.3254625 · 10 ⁻⁶ – j1.3596238 · 10 ⁻⁵	
Błąd względny [%]	$\frac{\left (1) - (2) \right }{ (1) } \cdot 100\%$	0.0014 %	
	$\frac{\left (1) - (3) \right }{ (1) } \cdot \mathbf{100\%}$	0.0015 %	
	$\frac{\left (1) - (4) \right }{ (1) } \cdot \mathbf{100\%}$	0.0005 %	

Tabela 3.4. Wyniki obliczeń wartości wektora pobudzenia \boldsymbol{v}_a metodą SIE-MoM z wykorzystaniem kubatury Gaussa-Legenrea oraz metody użytej w FEKO.

* *n* - liczba punktów kubatury

W ostatnim etapie procedury obliczeniowej, na podstawie wyznaczonych bloków składowych macierzy **Z** oraz wartości wektora pobudzenia, wyznaczamy, przy użyciu równania (3.55), współczynniki aproksymujące gęstość prądu powierzchniowego na aperturze (γ_a). W celu porównania obliczonych wartości algorytmem własnym oraz oprogramowaniem komercyjnym najpierw wykonano symulację obiektu ekranowanego. W programie FEKO zamodelowano obiekt 3-D z rysunku 3.17 oraz oświetlono JFP spolaryzowaną eliptycznie o częstotliwości 367 MHz. Następnie na obiekt nałożono siatkę obliczeniową przy zdefiniowanej liczbie trójkątów 16, w tym 2 dla apertury. Przy takiej siatce obliczeniowej zgodnie z metodą SIE-MOM-DD na aperturze zdefiniowano 6 funkcji bazowych: 5 dla współczynników aproksymujących gęstość prądu powierzchniowego elektrycznego oraz 1 dla współczynnika aproksymującego gęstość prądu powierzchniowego magnetycznego (rys. 3.18). Dalej wykonano symulację w celu uzyskania niezbędnych plików wyjściowych. Wyniki wartości trzech ostatnich współczynników aproksymujących gęstość prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego na aperturze (γ_a) wyznaczonych metodą SIE-MOM-DD oraz za pomocą FEKO zebrano w tabeli 3.5. Błąd obliczeniowy jest na poziomie tysięcznych i setnych ułamków procenta i jest bardzo dobrym wynikiem do porównania opracowanej metody.



Rys.3.18. Wizualizacja definicji funkcji bazowych i związanych z nimi współczynników aproksymujących gęstość prądu powierzchniowego (a) elektrycznego oraz (b) magnetycznego na aperturze.

Tabela 3.5. Wyniki obliczeń wartości współczynników aproksymujących gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego na aperturze metodą SIE-MoM-DD (3.47) oraz oprogramowaniem FEKO.

$\Pr_{\boldsymbol{\gamma}_{a,n}^*}$	Metoda obli	Błąd względny	
	FEKO (1)	Wzór (3.47)(3.47) (2)	$\frac{\left (1) - (2) \right }{ (1) } \cdot 100\%$
<i>Υa</i> ,4	0.04858612 + j0.3961314	0.04857823 + j0.3964235	0.07 %
<i>Υa</i> ,5	0.1034331 - j0.2243262	0.1034245 - j0.2245673	0.09 %
<i>Υa</i> ,6	-0.07415021 - j0.3918897	-0.07415672 - j0.3918977	0.002 %

* numer funkcji bazowej: 4-5 -współczynnik aproksymujący gęstość pradu powierzchniowego elektrycznego na aperturze; 6 – współczynnik aproksymujący gęstość prądu powierzchniowego magnetycznego na aperturze (Dodatek A).

3.2.4. Wyznaczanie odpowiedzi wewnątrz obiektu ekranowanego

Algorytm obliczeniowy na bazie metody SIE-MoM-DD, służący do wyznaczenia wypadkowego natężenia pola elektrycznego w dowolnym punkcie obserwacji wewnątrz obiektu dla dowolnie spolaryzowanej JFP oświetlającej obiekt z dowolnego kierunku, zaimplementowano w środowisku Matlab. Składa się on z następujących kroków:

- Zadanie parametrów polaryzacji JFP, kierunku oświetlenia, punktu obserwacji; opis obiektu analizy przy pomocy siatki obliczeniowej; podział macierzy momentów Z na bloki składowe (podrozdział 3.2.3).
- 2. Obliczanie wektora pobudzenia obiektu ekranowanego z aperturą (Dodatek A).
- Obliczanie współczynników aproksymujących funkcję gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego oraz magnetycznego na aperturze oraz w środku obiektu (3.47)-(3.47) (podrozdział 3.2.2).
- Obliczanie wektorowego potencjału magnetycznego *A* oraz elektrycznego *F* w punkcie obserwacji (3.87)-(3.98).
- 5. Obliczanie natężenia pola elektrycznego na podstawie wektorowego potencjału magnetycznego (E^A) oraz wektorowego potencjału elektrycznego (E^F) w punkcie obserwacji (3.65)-(3.76).
- Obliczanie natężenia wypadkowego pola elektrycznego *E^s* w punkcie obserwacji ze wzoru (3.54).
- 7. Wyznaczanie charakterystyki podatności EM obudowy ekranującej.

Pierwszy krok polega na wprowadzeniu danych wejściowych, a mianowicie: amplitudy JFP ($|E^{i\nu}|$), współczynników eliptyczności JFP wraz z kierunkiem rotacji JFP (ν_{0j}), kątów polaryzacji (η_i), częstotliwości JFP (f_i), kątów oświetlenia (θ_i, φ_j), punktów obserwacji (r_i). Następnie wczytywany jest plik z geometria siatki obliczeniowej obiektu (otrzymanej za pomocą FEKO), która składa się z elementów trójkątnych i jest zdefiniowana we współ-rzędnych kartezjańskich. Na podstawie siatki obliczeniowej następuje wyznaczenie liczby funkcji bazowych potrzebnych do wyznaczania aproksymacji funkcji gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych. Liczba funkcji bazowych do wyznaczania aproksymacji funkcji gęstości prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych elektrycznych i magnetycznych na aperturze jest sobie równa.

Podział macierzy momentów na bloki składowe jest zaimplementowany w osobnym skrypcie. Uzasadnieniem tworzenia osobnego skryptu jest wczytywanie dużych macierzy **Z**

(otrzymanej za pomocą FEKO) (np. dla f = 850 MHz – macierz o rozmiarze 24598×24598 ma rozmiar ok. 9 GB pamięci RAM), a następnie utworzenie nowych mniejszych macierzy, opisanych w rów. (3.50)-(3.50), i zapisie ich do osobnych plików binarnych. Te same pliki będą wykorzystywane dla zmiany polaryzacji JFP bez konieczności przeprowadzenia nowych obliczeń macierzy. Ponowne obliczenia macierzy momentów następuję przy zmianie częstotliwości oświetlenia JFP, jak już było wspomniane.

Osobno napisano algorytm obliczeniowy, w którym zaimplementowano wykonanie kroków 2-6. Na początek wczytywane są wszystkie dane opisane w kroku pierwszym. Dalej wykonywane są obliczenia wektora pobudzenia metodą kubatur Gaussa-Legendrea oraz współczynników aproksymujących funkcję gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego ($J_{s,a}$) oraz magnetycznego ($M_{s,a}^-$) na aperturze oraz w środku obiektu (J_s^-, M_s^-) metodą SIE-MoM-DD (krok 2-3). Na podstawie wyznaczonych współczynników następuje obliczenie wektorowego potencjału magnetycznego A oraz elektrycznego F w punkcie obserwacji (krok 4).

Teoria przejścia całki powierzchniowej na całkę podwójną z wykorzystaniem przekształcenia izoparametrycznego [131] pozwala przedstawić ostateczny wzór *n*-tego elementu wektora potencjału magnetycznego. Transformację całki powierzchniowej na całkę podwójną przedstawiono na przykładzie wektorowego potencjału magnetycznego z równania (3.87) dla pary trójkątów T_n^+ oraz T_n^- . następująco:

$$\boldsymbol{A}_{n}(\boldsymbol{r}^{-},\boldsymbol{r}') = \frac{\mu_{o}}{4\pi} \cdot \iint_{s'} \boldsymbol{G}(\boldsymbol{r}^{-},\boldsymbol{r}') \cdot \boldsymbol{J}_{s}^{-}(\boldsymbol{r}') \, ds' =$$

$$= \frac{\mu_{o}}{4\pi} \cdot \frac{l_{n}}{2} \cdot \boldsymbol{\gamma}_{n} \cdot \left\{ \int_{0}^{1} \int_{-u'}^{u'} (u' \cdot \boldsymbol{i}_{un} + v' \cdot \boldsymbol{i}_{vn}) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot R(\boldsymbol{r}^{-}, \boldsymbol{r}')}}{R(\boldsymbol{r}^{-}, \boldsymbol{r}')} \, dv' du' - \int_{0}^{1} \int_{-u'}^{u'} (u' \cdot \boldsymbol{i}_{u(n+1)} + v' \cdot \boldsymbol{i}_{v(n+1)}) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot R(\boldsymbol{r}^{-}, \boldsymbol{r}')}}{R(\boldsymbol{r}^{-}, \boldsymbol{r}')} \, dv' du' \right\}$$
(3.56)

gdzie n – numer funkcji bazowej, l_n długość wspólnej krawędzi pary trójkątów, γ_n n-ty wyraz wektora współczynników aproksymujących funkcję gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego (lub magnetycznego), i_{un} oraz \overline{i}_{vn} – wektory bazowe lokalnego układu współrzędnych $UV\beta$ *n*-tego trójkąta zdefiniowane w układzie współrzędnych XYZ, $R(\mathbf{r}^{-}, \mathbf{r}')$ - odległość od punktu obserwacji do punktu źródłowego.

Funkcja podcałkowa w rów. (3.56) jest funkcją quasi-osobliwą dla punktu obserwacji leżącego bardzo blisko źródła promieniowania elektrycznego ($r^- \rightarrow r'$), a to sprawia, że całkowanie numeryczne jest problematyczne. Istnieje kilka metod uzyskiwania analitycznej reprezentacji całek osobliwych na dziedzinie przestrzennej w kształcie trójkąta. Do najbardziej znanych metod należą: metoda wyodrębnienia osobliwości (*ang.* Singularity Subtraction) Kliknij lub naciśnij tutaj, aby wprowadzić tekst.[167], [171]; metoda eliminacji osobliwości (*ang.* Singularity Cancellation) [126]-[130], [132], [166]; metoda całkowania z wykorzystaniem szeregów (*ang.* Method of Integration by Series) [137]; metoda wykorzystująca twierdzenie o dywergencji [138], [165] lub twierdzenie Stokesa [135]. Pozostałe prace dotyczą rozwiązywania całek osobliwych to np. [126]-[132], [134], [136]-[137], [138], [164].

W celu usunięcia osobliwości skorzystano z metody eliminacji osobliwości. Metoda ta polega na zastosowaniu rozwinięcia Taylora do funkcji Greena, a następnie eliminacji części osobliwej z funkcji Greena. Taki zabieg osłabia osobliwość całki oraz jest ona łatwiejsza do obliczenia wybraną metodą numeryczną. Schemat ekstrakcji osobliwości pokazano poniżej:

$$G(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}') = \frac{e^{-j \cdot k \cdot R(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}')}}{R(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}')} = \frac{e^{-j \cdot k \cdot R(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}')} - 1}{R(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}')} + \frac{1}{R(\mathbf{r}^{-},\mathbf{r}')}$$
(3.57)

gdzie:

$$\frac{e^{-j \cdot k \cdot R(\mathbf{r}^{-}, \mathbf{r}')} - 1}{R(\mathbf{r}^{-}, \mathbf{r}')} - \text{część regularna funkcji Greena (CzR)}$$
$$\frac{1}{R(\mathbf{r}^{-}, \mathbf{r}')} - \text{część osobliwa funkcji Greena (CzO)}$$

Część regularna we wzorze (3.57) jest pozbawiona osobliwości i całkowanie można wykonać numerycznie przy użyciu kubatury Gaussa dla trójkąta znormalizowanego [154].

Część osobliwą obliczono numerycznie we współrzędnych lokalnych $UV\beta$. Najpierw osobno wyznaczono funkcje części osobliwych całek wewnętrznych dla następujących wzo-rów:

- część osobliwa wektorowego potencjału magnetycznego i elektrycznego (3.27)-(3.28);
- część osobliwa gradientu oraz gradientu dywergencji potencjału magnetycznego (3.25);

• część osobliwa rotacji potencjału elektrycznego (3.26).

Następnie do obliczeń całek zewnętrznych we wspomnianych wzorach skorzystano z całkowania numerycznego przy pomocy kwadratury adaptacyjnej Simpsona. Przy pomocy kwadratury adaptacyjne można obliczyć wartość całki oznaczonej dla szerokiej klasy funkcji. Prace Gandera i Cautchiego [150]-[152] są to klasyczne publikacje na temat kwadratur adaptacyjnych. Na potrzeby implementacji rekurencyjnego algorytmu obliczeniowego skorzystano z kwadratury adaptacyjnej zaproponowanej w pracy [111]. Celem było wykorzystanie kwadratury prostej w swojej implementacji, a jednocześnie dokładnej oraz szybkiej. Adaptacyjna kwadratura Simpsona wykorzystuje oszacowanie błędu, jaki otrzymujemy z obliczenia całki oznaczonej przy użyciu reguły Simpsona. Jeśli błąd przekracza tolerancję określoną przez użytkownika, algorytm wymaga podzielenia przedziału całkowania na dwie części i zastosowania adaptacyjnej metody Simpsona do każdego podprzedziału w sposób rekurencyjny. Wynik całki jest obliczany jako suma wartości całek na każdym z przedziałów.

W piątym kroku algorytmu wykonano obliczenia natężenia pola elektrycznego od potencjału magnetycznego (3.25) oraz elektrycznego (3.26). Obliczenia wykonano na podstawie wyznaczenia sumy części regularnej oraz osobliwej funkcji wektorowych wykorzystanych we wzorach (3.65)-(3.76).

W przedostatnim, szóstym kroku algorytmu wykonano obliczenia odpowiedzi EM obiektu ekranowanego $E^{s}(r^{-}, r')$ w danym punkcie obserwacji z zależności (3.54). Na rysunku 3.19 w sposób schematyczny przedstawiono główne bloki składowe całościowego algorytmu obliczeniowego do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą metodą SIE-MoM-DD.

W ostatnim kroku wyznaczono charakterystykę podatności EM obiektu ekranowanego w oparciu o zestaw krytycznych wartości ($E^{s}_{min/max}$) odpowiedzi EM obiektu dla każdego kierunku oświetlenia i każdej polaryzacji JFP.



Rys.3.19. Schemat blokowy algorytmu obliczeniowego do wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą metodą SIE-MoM-DD.

Rozdział IV. Weryfikacja i zastosowanie opracowanej metody wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego

Niniejszy rozdział został podzielony na trzy podrozdziały. W pierwszym przedstawiono weryfikację opracowanej metody wyznaczania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego. Wyniki własnych obliczeń natężenia pola elektrycznego wewnątrz obiektu ekranowanego z aperturą, wykonane metodą SIE-MoM-DD, porównano z wynikami komercyjnego oprogramowania FEKO firmy Altair. W kolejnym podrozdziale przedstawiono efektywność obliczeniową opracowanej metody oraz wymagania dotyczące zasobów obliczeniowych. W trzecim podrozdziale pokazano praktyczne zastosowanie charakterystyki podatności EM obiektów ekranowanych do predykcji skutków oddziaływania zaburzeń EM.

4.1. Weryfikacja opracowanej metody

Weryfikację poprawności zaproponowanej metody SIE-MoM-DD przeprowadzono na podstawie porównania wyników wybranych parametrów z wynikami otrzymanymi podczas obliczeń komercyjnym program FEKO, zainstalowanym na serwerze obliczeniowym dużej mocy (HPC) z procesorem typu 4 x Intel(R) Xeon(TM) Platinum 8280, taktowanym zegarem 2.70 GHz i systemem operacyjnym Windows Server 2019. Jednostka ta ma 112 rdzeni (224 wątki) oraz 1 TB pamięci operacyjnej. Program FEKO domyślnie wykorzystuje metodę SIE-MoM opartą na sformułowaniu PMCHWT. Weryfikację zaproponowanej metody przeprowadzono na podstawie analizy trzech różnych przypadków oświetlenia obiektu ekranowanego.

Pierwsza weryfikacja polegała na wyznaczeniu skuteczności ekranowania obiektu przedstawionego w pracy [21], a następnie na porównaniu wartości *SE* przedstawionych w pracy [21] z wynikami uzyskanymi za pomocą opracowanej metody SIE-MoM-DD oraz wynikami uzyskanymi za pomocą FEKO. Obiekt analizy zilustrowano na rysunku 4.1. Autorzy pracy [21] zaproponowali własną metodę analityczną opartą na równaniu Baum-Liu-Tesche (BLT) do wyznaczenia *SE* obiektu ekranowanego z aperturą, a otrzymane wyniki



Rys.4.1. a) Definicja JFP w układzie **XYZ** oraz b) geometria analizowanej obudowy ekranującej z aperturą [21].

obliczeń porównywali z obliczeniami wykonanymi komercyjnym programem CST Studio. Definicję jednorodnej fali płaskiej oraz analizowany obiekt przedstawiono odpowiednio na rysunku 4.1a) oraz 4.1b). Punkt obserwacji natężenia wypadkowego pola elektrycznego umieszczono wewnątrz obiektu. Jednorodna fala płaska oświetlająca obiekt jest zdefinowana za pomocą kąta polaryzacji $\eta = 0^\circ$, kąta azymutu $\varphi = 0^\circ$ i kąta elewacji $\theta = 90^\circ$, jak pokazano na rys. 4.1a. Ostatecznie, skuteczność ekranowania w funkcji częstotliwości wyznaczono z poniższej zależności:

$$SE = -20 \cdot \log_{10} \left(\frac{|\boldsymbol{E}_{tot}|}{|\boldsymbol{E}_{p0}|} \right)$$
(4.1)

gdzie E_{tot} opisuje wypadkowe natężenie pola elektrycznego od źródła w punkcie obserwacji w obecności obudowy oraz E_{p0} – wypadkowe natężenie pola elektrycznego od źródła w punkcie obserwacji bez obudowy.

Na rysunku 4.2 pokazano zestaw wykresów przebiegu *SE* w funkcji częstotliwości przedstawionych przez autorów pracy [21] (metoda BLT oraz wyniki programu CST) oraz wykresy *SE* wykonane na podstawie wyników otrzymanych w FEKO i metodą własną SIE-MoM-DD. Numeryczne wartości *SE* dla dyskretnych częstotliwości wyznaczone opracowaną metodą SIE-MoM-DD w znacznej większości pokrywają się z przebiegiem *SE* wyznaczonym za pomocą FEKO. Wyjątkiem jest wynik numeryczny dla częstotliwości 2.075 GHz, gdzie odpowiedź numeryczna jest zgodna z wynikiem uzyskanym przez autorów [21] w programie CST. Jak widać na rysunku 4.2 wszystkie przebiegi zachowują ten

sam charakter i są bardzo zbliżone do siebie. Rozbieżności wyników mogą być powodem różnic wynikających z zastosowanych metod numerycznych.



Rys.4.2. Porównanie wyników *SE* uzyskanych metoda BLT oraz programem CST przedstawionych w pracy [21] oraz w wyniku symulacji w CADFEKO oraz obliczeń metodą własną SIE-MoM-DD.

Kolejny przykład dotyczy analizy dwóch metalowych obudów o różnej konfiguracji apertury (dalej obiekt A i obiekt B). Obudowy oraz ich wymiary geometryczne pokazano na rysunku 4.3. Ścianki obudowy wykonane są z doskonałego przewodnika elektrycznego (PEC), a wnętrze obu obiektów wypełnione jest powietrzem. W środowisku symulacyjnym obudowy umieszczono w wolnej przestrzeni. Lokalny układ współrzędnych znajduje się na



Rys.4.3. Geometria obiektów ekranowanych z aperturami oraz wizualizacja JFP I - JFP IV: a) obiekt A; b) obiekt B.

środku podstawy obudowy. Rozkład wypadkowego natężenie pola elektrycznego $|E^s|$ w funkcji częstotliwości dla każdego obiektu wyznaczono w punkcie obserwacji nr 1 o współrzędnych (0; 0; 0.25), położonym w środku geometrycznym obudowy. Obiekty analizy oświetlono jednorodną falą płaską o jednostkowej amplitudzie, w tym przypadku amplituda nie była znormalizowana. Brak normalizacji amplitudy JFP wynika z tego, iż w FEKO nie ma opcji normalizacji amplitudy JFP. Użyto czterech różnych JFP, których parametry polaryzacji zestawiono w tabeli 4.1.

	$\left \boldsymbol{E}^{\boldsymbol{i}} \right [\mathrm{V/m}]$	θ [°]	φ [°]	η [°]	$\nu_0[-]$
JFP I	- 1 -	0	0	180	0
JFP II		0	0	90	0
JFP III		30	40	180	1
JFP IV		30	225	45	0.3

Tabela 4.1. Kierunki oświetlenia oraz parametry polaryzacji oświetlającej jednorodnej fali płaskiej (JFP).

W programie FEKO wykonano obliczenia wypadkowego natężenia pola w funkcji częstotliwości w punkcie obserwacji nr 1 dla czterech polaryzacji JFP w celu identyfikacji częstotliwości rezonansowych obiektów A oraz B (rys. 4.4 oraz rys. 4.5 odpowiednio dla obiektu A oraz B).

Obecność apertury ma wpływ na częstotliwość rezonansową analizowanej obudowy. Własna częstotliwość rezonansowa apertury, obliczona na podstawie długości dipola, za który przyjęto dłuższą krawędź apertury, wynosi 214.85 MHz dla obiektów A oraz B.

Wyniki natężenia wypadkowego pola elektrycznego w punkcie obserwacji wewnątrz obudowy z aperturą porównano z wynikami otrzymanymi przy pomocy oprogramowania FEKO. Na podstawie wykresów z rysunków 4.4 oraz 4.5 do weryfikacji opracowanej metody SIE-MoM-DD wybrano następujące częstotliwości:

- a) 214 MHz częstotliwość rezonansowa apertury oraz obiektów A-B,
- b) 535 MHz częstotliwość rezonansowa obiektu A,
- c) 850 MHz częstotliwość poza rezonansem obiektu B.



Rys.4.4. Wypadkowe natężenie pola elektrycznego w funkcji częstotliwości dla obiektu A w punkcie nr 1 wyznaczone w FEKO.



Rys.4.5. Wypadkowe natężenie pola elektrycznego w funkcji częstotliwości dla obiektu B w punkcie nr 1 wyznaczone w FEKO.

Ważnym aspektem w sprawdzeniu wiarygodności otrzymywanych wyników jest wybór siatki obliczeniowej analizowanych obiektów. W algorytmie obliczeniowym SIE-MoM-DD dyskretyzacja obiektu polegała na wykorzystaniu współrzędnych siatki obliczeniowej wygenerowanych w oprogramowaniu FEKO. Podczas obliczeń zastosowano siatkę o rozmiarze pojedynczego elementu nie przekraczającym $\lambda/20$. Dla wyżej wymienionych częstotliwości testowych jest to siatka typu "standard". Siatkę obliczeniową, na przykładzie obiektu A, pokazano na rysunku 4.6.



Rys.4.6. Siatka obliczeniowa typu "standard" wygenerowana w programie FEKO dla obiektu A.

Wraz ze wzrostem częstotliwości analizy obiektu, rozmiar elementów siatki obliczeniowej (trójkątów) również wzrasta. Liczba elementów trójkątnych z kolei jest związana z liczbą niewiadomych współczynników aproksymujących rozkład powierzchniowego prądu, tzw. funkcji bazowych. Liczby elementów trójkątnych siatki obliczeniowej typu "standard" oraz funkcji bazowych odpowiadających danej częstotliwości analizy dla dwóch obiektów A i B zestawiono w tabeli 4.2. Wyniki liczbowe wypadkowego natężenia pola elektrycznego w punkcie obserwacji nr 1 dla obiektu A i B, wyznaczonego metodą SIE-MoM-DD oraz oprogramowaniem FEKO, zestawiono w tabeli 4.3 (wyniki dla trzech częstotliwości testowych oraz czterech różnych polaryzacji fali oświetlającej). Największa wartość błędu względnego jest na poziomie jednej tysięcznej procenta, co wskazuje na bardzo dobrą zgodność między metodą własną a metodą stosowaną w oprogramowaniu komercyjnym.

Ostatni przykład wykonanej symulacji polegał na porównaniu przebiegu skuteczności ekranowania obiektów A oraz B w funkcji częstotliwości, wyznaczonej metodą SIE-MoM-DD oraz FEKO. Parametr *SE* wyznaczono na podstawie wyników obliczeń natężenia wy-padkowego pola elektrycznego w punkcie nr 1 dla jednej wybranej fali oświetlającej (JFP IV) emitowanej w kierunku $\theta = 30^\circ$, $\varphi = 225^\circ$. Przebieg *SE*(*f*) pokazano na ry-sunku 4.7. Błąd względny dla analizowanych częstotliwości dla obu obiektów jest na poziomie tysięcznych części procenta, tak samo jak w poprzednim przykładzie.



Rys.4.7. Skuteczność ekranowania obiektu A i B w puncie obserwacji nr 1, oświetlonego JFP IV w jednym kierunku, wyznaczona opracowaną metodą SIE-MoM-DD oraz programem FEKO.

Tabela 4.2. Częstotliwość analizy oraz odpowiadająca jej liczba elementów siatki obliczeniowej dl
obiektu A oraz B.

	Częstotliwość [MHz]	Liczba elementów trójkątnych siatki obliczeniowej "standard"	Liczba funkcji ba- zowych
	214	538	1598
Dbiekt A	535	3186	9520
0	850	8220	24598
~	214	540	1606
Dbiekt I	535	3160	9448
)	850	8246	24688

			Wyniki obliczeń <i>E^s</i> [V/m]		Bląd względny [%]	
			SIE-MoM-DD (1)	FEKO (2)	$\frac{ (2)-(1) }{ (2) }\cdot 100$	
	214 [MHz]	JFP I	2.08915	2.08913	0.0009	
		JFP II	0.13753	0.13752	0.007	
		JFP III	1.22575	1.22565	0.008	
		JFP IV	1.65639	1.65637	0.001	
		JFP I	1.15534	1.15535	0.0008	
ekt A	535	JFP II	8.27422	8.27415	0.0008	
Obi	[MHz]	JFP III	5.12483	5.12484	0.0002	
		JFP IV	2.54675	2.54684	0.004	
		JFP I	0.92752	0.92751	0.001	
	850	JFP II	2.99831	2.99827	0.001	
	[MHz]	JFP III	1.32444	1.32448	0.003	
		JFP IV	0.85937	0.85941	0.005	
	214 [MHz]	JFP I	1.87627	1.87631	0.002	
		JFP II	0.0024912	0.0024912	0.0	
		JFP III	1.095897	1.095897	0.0	
		JFP IV	1.49082	1.49079	0.00002	
		JFP I	0.28164	0.281658	0.006	
ikt B	535	JFP II	0.033458	0.033458	0.0	
Obie	[MHz]	JFP III	0.22609	0.22612	0.0001	
		JFP IV	0.29507	0.29509	0.00007	
		JFP I	0.225931	0.22593	0.0004	
	850	JFP II	0.016882	0.016882	0.0	
	[MHz]	JFP III	0.11983	0.11984	0.00008	
		JFP IV	0.15231	0.15233	0.0001	

Tabela 4.3. Porównanie wyników obliczeń wypadkowego natężenia pola elektrycznego dla obiektu A i B w puncie obserwacji nr 1.

4.2. Efektywność obliczeniowa opracowanej metody SIE-MoM-DD

Metody numeryczne mają wady i zalety w zależności od częstotliwości analizy oraz stopnia skomplikowania analizowanego obiektu. Jednak dla wysokich częstotliwości (typowo >1 GHz) oraz elektrycznie dużych obiektów wspólną wadą dla wszystkich metod obliczeniowych jest nadkład obliczeniowy. Określa się go ilością pamięci oraz czasem obliczeń potrzebnym do wyznaczenia niewiadomych w analizowanym zagadnieniu. Obecnie istnieje wiele metod, które umożliwiają zmniejszenie czasu obliczeń lub zapotrzebowanie na wielkość pamięci (np. użycie wydajniejszych zasobów sprzętowych w postaci klastrów obliczeniowych, kart graficznych itp.). Niemniej jednak, te rozwiązania są związane ze znacznym wzrostem kosztów analizy EM. Dlatego potrzebna jest szybka oraz obliczeniowo efektywna metoda analizy skutków oddziaływania zaburzenia EM na system/obiekt IT/KIT wraz z wyznaczeniem charakterystyki podatności EM, którą zaproponowano w niniejszej rozprawie. W celu oceny metody SIE-MoM-DD pod względem efektywności obliczeniowej w tym podrozdziale przedstawiono zysk obliczeniowy tej metody podczas wyznaczenia charakterystyki podatności EM obudowy ekranującej z aperturą.

Zysk obliczeniowy uzyskiwany podczas wyznaczenia charakterystyki podatności EM obudowy ekranującej z aperturą oszacowano na podstawie porównania nakładu obliczeniowego potrzebnego do rozwiązywania oryginalnego układu równań liniowych metodą bezpośrednią (rów. (3.38) rozdz. III), metodą bezpośredniego rozwiązania zagadnienia po dekompozycji dziedziny obliczeniowej (rów. (3.46) rozdz. III) oraz z zastosowaniem rozwiązania za pomocą tzw. dopełnienia Schura względem wektora niewiadomych na granicy Γ (rów. (3.48)-(3.49) rozdz. III) [158]. We wszystkich przypadkach rozwiązanie uzyskanego równania macierzowego dokonano metodą eliminacji Gaussa. Do opisu nakładu obliczeniowego zastosowano notację "dużego 0", tj. rzędu asymptotycznego tempa wzrostu.

Na początek przedstawiono nakład obliczeniowy potrzebny do rozwiązania układu N_0 równań liniowych dla zagadnienia oryginalnego na podstawie oryginalnej macierzy MoM uzyskanej za pomocą programu FEKO (rów. (3.38) rozdz. III). Dla ułatwienia czytelnikowi analizy przedstawiono ponownie równanie (3.38) poniżej:

$$\boldsymbol{\gamma} = \boldsymbol{Z}^{-1} \cdot \boldsymbol{\upsilon} \tag{4.2}$$

oraz:

$$\boldsymbol{\gamma} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\gamma}_z \\ \boldsymbol{\gamma}_w \end{bmatrix}, \qquad \boldsymbol{Z}^{-1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_z & \boldsymbol{A}_{zw} \\ \boldsymbol{A}_{wz} & \boldsymbol{A}_w \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_z & \boldsymbol{B}_{zw} \\ \boldsymbol{B}_{wz} & \boldsymbol{B}_w \end{bmatrix}, \qquad \boldsymbol{\upsilon} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\upsilon}_z \\ \boldsymbol{\upsilon} \end{bmatrix}$$
(4.3)

gdzie A_z , A_{zw} , A_{wz} , A_w podmacierze macierzy Z, tj. kwadratowej macierzy momentów (MoM), zawierającej N_0^2 liczb zespolonych oraz stosunkowo gęstej, tj. wszystkie jej elementy są różne od zera; γ_z oraz γ_w – bloki wektora γ , tj. N szukanych zespolonych współczynników aproksymujących gęstość powierzchniowego prądu elektrycznego i magnetycznego dla zagadnienia zewnętrznego oraz wewnętrznego, \boldsymbol{v} jest wektorem pobudzenia składającym się z bloku \boldsymbol{v}_z zawierającego N/2 znanych wartości oraz bloku $\boldsymbol{v}_w = 0$ [90].

Zgodnie z powyższym, po wykonaniu operacji matematycznych, wyznaczenie wartości bloku γ_w do obliczenia odpowiedzi EM obiektu (pole EM wewnątrz obiektu) przedstawiono następująco:

$$\boldsymbol{\gamma}_{w} = \boldsymbol{B}_{wz} \cdot \boldsymbol{v}_{z} \tag{4.4}$$

gdzie B_{wz} jest blokiem odwróconej macierzy momentów, γ_w oznacza współczynniki aproksymujące gęstość powierzchniowego prądu na wewnętrznych ściankach obiektu i aperturze, tj. bloki α_w oraz γ_a .

W celu oszacowania nakładu obliczeniowego potrzebnego do rozwiązania układu równań liniowych z rów. (4.4) oznaczmy rozmiary bloków macierzy momentów z rów. (4.3) następująco:

$$dim(\boldsymbol{A}_{z}) = dim(\boldsymbol{B}_{z}) = N_{z} \times N_{z},$$

$$dim(\boldsymbol{A}_{w}) = dim(\boldsymbol{B}_{w}) = N_{w} \times N_{w},$$

$$dim(\boldsymbol{Z}) = (N_{z} + N_{w}) \times (N_{z} + N_{w}) = N_{0} \times N_{0}$$
(4.5)

gdzie dim (A_z) jest rozmiarem podmacierzy A_z , N_0 – rozmiar macierzy momentów.

W przedstawionych dalej nakładach obliczeniowych uwzględniono nie uwzględniono zrównoleglenia obliczeń.

Nakład obliczeniowy potrzebny do wyznaczenia γ_w jest nakładem potrzebnym do uzyskania bloku B_{wz} , który jest równy nakładowi potrzebnemu do odwrócenia całej macierzy momentów Z. Nakład obliczeniowy odwracania macierzy metodą bezpośrednią (eliminacji Gaussa) jest rzędu $O(N^3)$, dla metod iteracyjnych jest on niższy, tj. rzędu O(Nlog(N)), a złożoność mnożenia macierzy o rozmiarach ($N \times M$) · ($M \times P$) jest rzędu O(NMP). A zatem nakład obliczeniowy do wyznaczenia γ_w , dla macierzy odwracanej metodą bezpośrednią z uwzględnieniem operacji mnożenia w rów. (4.4), przedstawia się następująco [158]:

$$SUM_{1} = N_{0}^{3} = (N_{z} + N_{w})^{3} + N_{w}^{2} = N_{z}^{3} + N_{w}^{3} + 3N_{z}^{2}N_{w} + 3N_{w}^{2}N_{z} + N_{w}^{2}$$
(4.6)

Po wykonaniu dekompozycji dziedziny obliczeniowej zagadnienie oryginalne przedstawiono następująco:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}'_{z} & \mathbf{0} & \mathbf{X}_{z} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}'_{w} & \mathbf{X}_{w} \\ \mathbf{Y}_{z} & \mathbf{Y}_{w} & \mathbf{G} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{\alpha}_{z} \\ \mathbf{\alpha}_{w} \\ \mathbf{\gamma}_{a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{z} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_{a} \end{bmatrix} dla \ \Omega$$
(4.7)

Rozwiązanie powyższego układu ma następującą postać:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha}_{z} \\ \boldsymbol{\alpha}_{w} \\ \boldsymbol{\gamma}_{a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{z}' & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{X}_{z} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{A}_{w}' & \boldsymbol{X}_{w} \\ \boldsymbol{Y}_{z} & \boldsymbol{Y}_{w} & \boldsymbol{G} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \boldsymbol{\upsilon}_{z} \\ \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{\upsilon}_{a} \end{bmatrix} \ dla \ \Omega$$
(4.8)

Wprowadzono oznaczenia dla macierzy impedancji występującej w rów. (4.8), które przedstawiono następująco:

$$\begin{bmatrix} A'_z & \mathbf{0} & X_z \\ \mathbf{0} & A'_w & X_w \\ Y_z & Y_w & \mathbf{G} \end{bmatrix} = \mathbf{M}$$
(4.9)

$$\boldsymbol{M}^{-1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{Z}^{\prime} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{X}_{Z} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{A}_{W}^{\prime} & \boldsymbol{X}_{W} \\ \boldsymbol{Y}_{Z} & \boldsymbol{Y}_{W} & \boldsymbol{G} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_{Z}^{\prime} & \boldsymbol{N}\boldsymbol{Z}_{1} & \boldsymbol{B}\boldsymbol{X}_{Z} \\ \boldsymbol{N}\boldsymbol{Z}_{2} & \boldsymbol{B}_{W}^{\prime} & \boldsymbol{B}\boldsymbol{X}_{W} \\ \boldsymbol{B}\boldsymbol{Y}_{Z} & \boldsymbol{B}\boldsymbol{Y}_{W} & \boldsymbol{B}\boldsymbol{G} \end{bmatrix}$$
(4.10)

gdzie A'_z oraz A'_w to odpowiednio podmacierze z całkami reakcji dla obszaru zewnętrznego oraz wewnętrznego bez apertury. Podmacierze X_z i X_w opisują podmacierze z całkami reakcji odpowiednio dla sprzężenia pomiędzy zewnętrzną i wewnętrzną częścią ścian obiektu i zewnętrzną oraz wewnętrzną stroną apertury. Podmacierze Y_z i Y_w opisują podmacierze z całkami reakcji odpowiednio dla sprzężenia pomiędzy zewnętrzną oraz wewnętrzną częścią ścian obiektu i wewnętrzną oraz zewnętrzną stroną apertury. Podmacierz $G = G_z - G_w$ opisuje sprzężenie przez granicę (aperturę) pomiędzy zagadnieniem zewnętrznym oraz wewnętrznym. Natomiast B'_z , BX_z , B'_w , BX_w , BY_z , BY_w , BG, NZ_1 , NZ_2 – bloki odwróconej macierzy M.

Dalej, wartości bloku α_w oraz γ_a (bloki składowe γ_w z rów. (4.4)), potrzebne do wyznaczenia charakterystyki podatności EM obudowy ekranującej, przedstawiono następująco:

$$\boldsymbol{\alpha}_{w} = \boldsymbol{N}\boldsymbol{Z}_{2} \cdot \boldsymbol{v}_{z} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{X}_{w} \cdot \boldsymbol{v}_{a} \tag{4.11}$$

$$\boldsymbol{\gamma}_a = \boldsymbol{B}\boldsymbol{Y}_z \cdot \boldsymbol{v}_z + \boldsymbol{B}\boldsymbol{G} \cdot \boldsymbol{v}_a \tag{4.12}$$

Do oszacowania nakładu obliczeniowego potrzebnego do rozwiązania układu równań liniowych (4.11)-(4.12) jest wykonywana operacja odwracania pełnej macierz M, przy czym warto zwrócić uwagę, iż dim $(Z) > \dim(M)$ (rys. 4.8).

Do wyznaczenia rozmiaru macierzy *M* wprowadzono następujące oznaczenia:

$$\dim(\mathbf{A}'_{z}) = \dim(\mathbf{B}'_{z}) = N'_{z} \times N'_{z},$$

$$\dim(\mathbf{A}'_{w}) = \dim(\mathbf{B}'_{w}) = N'_{w} \times N'_{w},$$

$$\dim(\mathbf{G}) = \dim(\mathbf{B}\mathbf{G}) = N_{g} \times N_{g},$$

$$\dim(\mathbf{M}) = \left(N'_{z} + N'_{w} + N_{g}\right) \times \left(N'_{z} + N'_{w} + N_{g}\right) =$$

$$= (2N'_{z} + N_{g}) \times (2N'_{z} + N_{g})$$
(4.13)

gdzie $N_g \ll \min(N'_z, N'_w)$, tj. rozmiar N_g jest dużo mniejszy w porównaniu do rozmiaru N'_z oraz N'_w . W przypadku obudowy ekranującej pustej w środku dim $(A'_z) = \dim(A'_w)$.



Rys.4.8. Schemat blokowy: a) macierzy momentów Z, b) macierzy M.

Ostatecznie, tak samo jak w przypadku bez dekompozycji dziedziny obliczeniowej, nakład obliczeniowy wyznaczania współczynników aproksymujących we wzorach (4.11)-(4.12) jest nakładem obliczeniowym obracania pełnej macierzy M z rów. (4.9), z uwzględnieniem operacji mnożenia podmacierzy występujących w równaniach (4.11)-(4.12) i jest przedstawiony następująco [158]:

$$SUM_{2} = (2N'_{w} + N_{g})^{3} + (N'_{w} + N_{g})^{2}$$

$$(4.14)$$

$$SUM_{2} = 8N'_{w}^{3} + N_{g}^{3} + 12N'_{w}^{2}N_{g} + 6N'_{w}N_{g}^{2} + N'_{w}^{2} + N_{g}^{2} + 2N'_{w}N_{g}$$

Do porównania nakładów obliczeniowych równanie (4.6) wyrażono przy pomocy rozmiarów podmacierzy z rów. (4.13) w następujący sposób:

$$SUM_{1} = (2N'_{w} + 2N_{g})^{3} + (N'_{w} + N_{g})^{2}$$

$$(4.15)$$

$$SUM_{1} = 8N'_{w}{}^{3} + 8N_{g}{}^{3} + 24N'_{w}{}^{2}N_{g} + 24N'_{w}N_{g}{}^{2} + N'_{w}{}^{2} + N_{g}{}^{2} + 2N'_{w}N_{g}$$

Wobec powyższego, porównanie nakładu obliczeniowego SUM_1 i SUM_2 przedstawiono następująco:

$$\frac{SUM_2}{SUM_1} = \frac{8N'_w{}^3 + N_g{}^3 + L}{8N'_w{}^3 + 8N_g{}^3 + K}$$
(4.16)

gdzie nakład obliczeniowy $L = 12N'_w{}^2N_g + 6N'_wN_g{}^2 + N'_w{}^2 + N_g{}^2 + 2N'_wN_g$ oraz $K = 24N'_w{}^2N_g + 24N'_wN_g{}^2 + N'_w{}^2 + N_g{}^2 + 2N'_wN_g$ jest pomijalny względem przyrostu asymptotycznego nakładu obliczeniowego trzeciej potęgi.

Porównując nakłady obliczeniowe dla dwóch metod z rów. (4.16) można wyciągnąć wniosek, iż są one tego samego rzędu, a różnica jest znikoma (w praktyce $N_g \ll N'_w$).

Z kolei w metodzie SIE-MoM-DD do wyznaczenia wektorów α_w oraz γ_a (bloki składowe wektora γ_w w rów. (4.4)) wykorzystano rozwiązanie w postaci dopełnienia Schura względem wektora niewiadomych na granicy (aperturze), które przedstawia się następująco:

$$\boldsymbol{\alpha}_{\boldsymbol{w}} = \boldsymbol{C} \cdot \boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{a}} \tag{4.17}$$

$$\boldsymbol{\gamma}_{\boldsymbol{a}} = \boldsymbol{B} \cdot [\boldsymbol{v}_{\boldsymbol{a}} - \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{v}_{\boldsymbol{z}}] \tag{4.18}$$

przy czym macierze *A*, *B*, *C*, wyznaczone na podstawie macierzy *M*, mają następującą postać [158]:

$$\boldsymbol{A} = \boldsymbol{Y}_{\boldsymbol{z}} \cdot \boldsymbol{A}_{\boldsymbol{z}}^{\prime - 1} \tag{4.19}$$

$$\boldsymbol{B} = [\boldsymbol{G} - \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{X}_{z} + \boldsymbol{Y}_{w} \cdot \boldsymbol{C}]^{-1}$$
(4.20)

$$\boldsymbol{C} = -\boldsymbol{A'_w}^{-1} \cdot \boldsymbol{X_w} \tag{4.21}$$

gdzie występują operacje mnożenia oraz odwracania podmacierzy $A'_{z}^{-1}, A'_{w}^{-1}, B$.

Do obliczenia złożoności obliczeniowej metody opracowanej w niniejszej rozprawie rozmiary podmacierzy i wektorów z rów. (4.17)-(4.21) oznaczono następująco:

$$dim(\mathbf{A}'_{\mathbf{z}}) = dim(\mathbf{A}'_{\mathbf{w}}) = N'_{\mathbf{z}} = N'_{\mathbf{w}} \times N'_{\mathbf{w}},$$

$$dim(\mathbf{X}_{\mathbf{z}}) = dim(\mathbf{X}_{w}) = dim(\mathbf{C}) = N'_{w} \times N_{g}$$

$$dim(\mathbf{Y}_{\mathbf{z}}) = dim(\mathbf{Y}_{w}) = dim(\mathbf{A}) = N_{g} \times N'_{w}$$

$$dim(\mathbf{Y}_{\mathbf{z}}) = dim(\mathbf{Y}_{w}) = N_{g} \times N'_{w}$$

$$dim(\mathbf{G}) = dim(\mathbf{B}) = N_{g} \times N_{g}$$

$$dim(\mathbf{v}_{\mathbf{z}}) = dim(\mathbf{\alpha}_{w}) = N'_{w} \times 1$$

$$dim(\mathbf{v}_{a}) = dim(\mathbf{\gamma}_{a}) = N_{g} \times 1$$

$$dim(\mathbf{v}_{a}) = dim(\mathbf{\gamma}_{a}) = N_{g} \times 1$$

Ostatecznie nakład obliczeniowy potrzebny do uzyskania rozwiązań (4.17)-(4.18) sprowadza się do wyznaczenia nakładu obliczeniowego potrzebnego na odwracanie podmacierzy A'_z , A'_w , B z rów. (4.19)-(4.21) oraz wykonanie operacji mnożenia. Warto zwrócić uwagę, że podmacierz A w rów. (4.19) i C w rów. (4.21) ponownie są wykorzystywane w rów. (4.20), tj. operacje na podmacierzach były wykonane jednokrotnie i wykorzystane ponownie w rów. (4.20). Wobec powyższego, oszacowanie nakładu obliczeniowego potrzebnego do uzyskania rozwiązań (4.17)-(4.18) przedstawiono następująco:

$$SUM_{3} = 2N'_{w}{}^{3} + N_{g}{}^{3} + 2N'_{w}{}^{2}N_{g} + 2N'_{w}N_{g}{}^{2} + N_{g}{}^{2} + 2N'_{w}N_{g}$$
(4.23)

Ostatecznie, stosunek nakładów obliczeniowych wyznaczonych dla metody wykorzystującej dekompozycję dziedziny obliczeniowej z rozwiązaniem w postaci dopełnienia Schura (rów. 4.23) oraz dla metody bez dekompozycji, tj. SUM_1 (rów. 4.6) wyrażą się następująco:

$$\frac{SUM_3}{SUM_1} = \frac{2N'_w{}^3 + N_g{}^3 + 2N'_w{}^2N_g + 2N'_wN_g{}^2 + N_g{}^2 + 2N'_wN_g}{8N'_w{}^3 + 8N_g{}^3 + 24N'_w{}^2N_g + 24N'_wN_g{}^2 + N'_w{}^2 + N_g{}^2 + 2N'_wN_g}$$
(4.24)

Przy założeniu, że $N_g \ll N'_w$, możemy zapisać, że $N_g = aN'_w$, przy $a \ll 1$. Na przykład a = 0,1 oznacza w praktyce, że powierzchnia apertury zajmuje 10% powierzchni całej obudowy pomniejszonej o powierzchnię apertury. Dalej zapiszemy:

$$a = \frac{N_g}{N'_w} \tag{4.25}$$

Wobec powyższego równanie (4.24) można przedstawić w następujący sposób:

$$\frac{SUM_3}{SUM_1} = \frac{a^3N'_w + 2a^2N'_w + 2aN'_w + 2N'_w + a^2 + 2a}{8a^3N'_w + 24a^2N'_w + 24aN'_w + 8N'_w + a^2 + 2a + 1}$$
(4.26)

W przypadku bardzo dużych obiektów i stosunkowo małej apertury, tj. gdy $N'_w \to \infty$ oraz $a \to 0$, zysk obliczeniowy opracowanej metody (SUM_3/SUM_1) jest czterokrotny, co wynika z następujących oszacowań:

$$\lim_{N'_{w} \to \infty} \left(\frac{a^{3}N'_{w} + 2a^{2}N'_{w} + 2aN'_{w} + 2N'_{w} + a^{2} + 2a}{8a^{3}N'_{w} + 24a^{2}N'_{w} + 24aN'_{w} + 8N'_{w} + a^{2} + 2a + 1} \right) =$$

$$= \frac{a^{3} + 2a^{2} + 2a + 2}{8a^{3} + 24a^{2} + 24a + 8}$$
(4.27)

$$\lim_{a \to 0} \left(\frac{a^3 + 2a^2 + 2a + 2}{8a^3 + 24a^2 + 24a + 8} \right) = \frac{1}{4}$$
(4.28)

Na rysunku 4.9, pokazano zmianę zysku obliczeniowego z rów. (4.27) w funkcji zmiany rozmiaru apertury. Jak widać na rysunku, nakład obliczeniowy opracowanej metody SIE-MoM-DD dla dużych obiektów i bardzo małych apertur, tj. cienkich szczelin ($a \rightarrow 0$), jest czterokrotnie mniejszy w porównaniu do klasycznej metody z rów. (4.4). Wraz ze wzrostem powierzchni apertury stosunek nakładów obliczeniowych (SUM_3/SUM_1) maleje, co oznacza, iż zysk obliczeniowy opracowanej metody rośnie. A dodatkowo, zgodnie z zależnością (4.25) i rysunkiem 4.9, zysk obliczeniowy jest proporcjonalnie zależny od liczby funkcji bazowych zdefiniowanych na aperturze (rozmiar N_g odpowiada liczbie funkcji bazowych zdefiniowanych na aperturze) i dla dużych obiektów ($N'_w \rightarrow \infty$) nie jest zależny od liczby funkcji bazowych zdefiniowanych na wewnętrznych ściankach obiektu.

Powyżej przedstawione przykłady dotyczyły porównania nakładów obliczeniowych do wyznaczenia odpowiedzi EM obiektu dla pierwszego zdefiniowanego pobudzenia, tj. dla jednej JFP (o określonym kierunku padania i określonej polaryzacji). Macierze występującej



Rys.4.9. Zmiana zysku obliczeniowego w funkcji parametru opisującego rozmiar apertury; rozmiar macierzy N'_w – odpowiada liczbie funkcji bazowych zdefiniowanych na wewnętrznych przewodzących ściankach obiektu.

w rów. (4.4) oraz rów. (4.17)-(4.18) dla danego obiektu analizy i danej częstotliwości analizy nie zależą od pobudzenia w postaci JFP, tzn. nie zmieniają się przy zmianie kierunków oświetlenia i polaryzacji JFP. Zależne od pobudzenia są jedynie wartości bloków składowych wektora pobudzenia v. Wobec powyższego, w przypadku obliczenia odpowiedzi EM obiektu dla kolejnych pobudzeń (zmiana wartości wektora pobudzenia), zysk obliczeniowy SUM_3/SUM_1 uwzględnia jedynie mnożenie wcześnie zapisanych macierzy występujących w rów. (4.4) oraz rów. (4.17)-(4.18) przez bloki wektora pobudzenia. W tym przypadku zysk obliczeniowy jest opisany następująco:

$$\frac{SUM_3}{SUM_1} = \frac{{N'_w}^2(a^2 + 2a)}{{N'_w}^2(a^2 + 2a + 1)} = \frac{a(2+a)}{(1+a)^2}$$
(4.29)

Na rysunku 4.10 pokazano efektywność obliczeniową metody SIE-MoM-DD wyznaczoną jako zysk obliczeniowy metody dla pierwszego pobudzenia (rów. (4.27)) oraz dla kolejnych pobudzeń (rów. (4.29)). Jak widać na rysunku, zysk obliczeniowy dla kolejnych pobudzeń wyznaczony z rów. (4.29) dla apertur stanowiących ok. 10% całej powierzchni jest wyższy (mniejsza wartość stosunku SUM_3/SUM_1) w porównaniu do zysku z rów. (4.27). Natomiast dla apertur o powierzchni większej od 12% całej powierzchni obiektu następuje spadek zysku obliczeniowego dla kolejnych pobudzeń w porównaniu do pierwszego pobudzenia. Należy jednak pamiętać, że ilość obliczeń jest w tym przypadku znacznie mniejsza (nie musimy odwracać macierzy). Zysk zaproponowanej metody jest wyraźnie widoczny w przypadku małych apertur. Na przykład dla a = 0,03, tj. apertura zajmuje 3 % całej powierzchni obiektu, zysk obliczeniowy podczas obliczeń dla pierwszego pobudzenia wynosi 0,236, co oznacza, iż nakład obliczeniowy metody SIE-MoM-DD jest ok.4,24 razy mniejszy w porównaniu do klasycznej metody z rów. (4.4). Natomiast zysk obliczeniowy podczas obliczeń dla kolejnego pobudzenia wynosi 0,057, co oznacza, że do wyznaczania odpowiedzi EM obiektu na kolejne pobudzenia potrzebujemy wykonać ok. 17,42 razy mniej obliczeń w porównaniu do klasycznej metody z rów. (4.4). Tym samym dowodzi to efektywność obliczeniową opracowanej metody SIE-MoM-DD.



Rys.4.10. Porównaniu zysku obliczeniowego **SUM₃/SUM₁** dla pierwszego pobudzenia (rów. (4.27) oraz kolejnych pobudzeń (rów. 4.29) w funkcji zmiany rozmiaru powierzchni apertury.

W tabeli 4.5 przedstawiono zajętość pamięci macierzy momentów z rów.(4.2) oraz zajętość pamięci podmacierzy z rów. (4.19)-(4.21), tj. po zastosowaniu rozwiązania w postaci dopełnienia Schura. Zestawienie pokazano na przykładzie obiektu B z rysunku 4.3, gdzie liczba funkcji bazowych zdefiniowanych we wnętrzu obiektu jest większa w porównaniu do liczby funkcji bazowych zdefiniowanych w przypadku obiektu A. Liczba funkcji bazowych, tzn. niewiadomych definiujących zagadnienie EM, jest zależna od częstotliwości analizy EM i zwiększa się wraz z jej wzrostem. Właściwy rozmiar siatki obliczeniowej (liczba funkcji bazowych) dla modelu uwzględnia częstotliwość, metodę numeryczną, właściwości medium i różnego rodzaju krzywizny modelu (np. nieregularny kształt otworów, chropowatości na powierzchni itp.). Gdy rozmiar siatki jest określany przez program FEKO automatycznie, gęstość siatki jest ustawiana względem długości fali elektromagnetycznej w medium propagacji i nie zawsze liczba funkcji bazowych wzrasta liniowo wraz ze zwiększeniem częstotliwości, co ilustruje rys. 4.11. Wraz ze wzrostem częstotliwości analizy rozmiar macierzy

Tabela 4.5. Porównanie zajętości pamięci pełnej macierzy momentów z rów. (4.2) oraz podmacierzy z rów. (4.19)-(4.21) po zastosowaniu metody DD z dopełnieniem Schura, potrzebnych do analizy EM obiektu B z rys. 4.3.

	dim (Z)z rów. (4.2)	Zajęto		
f [MHz]	(siatka oblicze- niowa typu "stan- dard")	size (Z) rów. (4.2)	size (A + B + C) po dekompozycji rów. (4.19)-(4.21)	ξ*)
100	474 × 474	3.6	0.225	6.3 %
200	1306 × 1306	27.3	0.737	2.7 %
300	3006 × 3006	145.1	2.257	1.6 %
400	5352 × 5352	458.3	5.521	1.2 %
500	8388 × 8388	1126.4	11.011	1.0 %
600	12342 × 12342	2437.2	19.671	0.8 %
700	16650 × 16650	4436.6	31.220	0.7 %
800	21398 × 21398	7326.0	44.135	0.6 %
900	27296 × 27296	11921.1	63.976	0.5 %
1000	33812 × 33812	18292.02	88.758	0.49 %

* - procentowa frakcja z rów. (4.30) zajmowanych zasobów pamięciowych.

momentów również wzrasta, co skutkuje zwiększeniem zajmowanej pamięci. Metoda dekompozycji oparta na dopełnieniu Schura pozwala znacznie zaoszczędzić użyte zasoby pamięci podczas wzrostu częstotliwości analizy. W tabeli 4.5 pokazano liczbowo procentową frakcję (ξ) zajmowanych zasobów pamięciowych, którą opisano następującą zależnością:

$$\xi = \frac{\text{size} (\boldsymbol{A} + \boldsymbol{B} + \boldsymbol{C})}{\text{size} (\boldsymbol{Z})} \cdot 100\%$$
(4.30)

gdzie size (Z) oznacza zajętość pamięci macierzy momentów z rów.(4.2) oraz size (A + B + C) oznacza sumę zajętości pamięci macierzy z rów. (4.19)-(4.21). Na rysunku 4.11 pokazano charakter funkcji $\xi(f)$. Procentowa frakcja zajmowanej pamięci podmacierzy z rów. (4.19)-(4.21) do macierzy impedancji ma charakter funkcji wykładniczej, tj. ze wzrostem częstotliwości analizy udział procentowy rozmiaru podmacierzy maleje w stosunku do rozmiaru macierzy momentów.



Rys.4.11. Zmiana frakcji zajętości pamięci ξ (krzywa niebieska) oraz liczby funkcji bazowych LFB (krzywa pomarańczowa) w funkcji częstotliwości.

Na sam koniec w tabeli 4.6 przedstawiono porównanie zajętości pamięci oraz czasów obliczeń odpowiedzi EM obiektu B z rysunku 4.3 pobudzonego JFP o zadanej polaryzacji i kierunku oświetlenia. Odpowiedź EM obiektu jest wyznaczana jako natężenie pola elektrycznego w jednym punkcie obserwacji za pomocą metody SIE-MoM-DD oraz FEKO dla częstotliwości 1 GHz. W symulatorze FEKO wybrano opcję zrównoleglenia obliczeń.

Tabela 4.6. Porównanie metod SIE-MoM-DD oraz FEKO pod względem zajętości pamięci oraz czasu obliczeń dla obiektu B pobudzanego JFP o jednej zadanej polaryzacji przy częstotliwości 1 [GHz].

Metoda	Wymagana pamięć do wykonania analizy EM [MB]	Czas obliczeń [s]	
SIE-MoM-DD	88.758	60	
FEKO	17863.303	210	

Na podstawie wyników przedstawionych w podrozdziałach 4.1-4.2 oraz na rysunku 4.9- 4.11 można stwierdzić, iż metoda SIE-MoM-DD pozwala na efektywne wyznaczanie charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą. Opracowana charakteryzuje się zmniejszeniem nakładu obliczeniowego w porównaniu do klasycznego podejścia, tj. wykorzystania pełnej macierzy momentów. Wyniki przedstawionych analiz jasno pokazują, że zmniejszeniu ulega również pamięć i czas wykonywanych obliczeń. Przeprowadzona analiza nakładu obliczeniowego dowodzi słuszność postawionej w rozprawie tezy: "W przypadku obiektów ekranowanych ich charakterystykę podatności związaną z wnikaniem zaburzeń elektromagnetycznych przez szczeliny i otwory można efektywnie oszacować za pomocą metody SIE-MoM-DD, tzn. przy użyciu metody SIE-MoM oraz dekompozycji dziedziny obliczeniowej".

4.3. Zastosowanie charakterystyki podatności EM obiektu do predykcji skutków oddziaływania zaburzeń EM

Uszkodzenie komponentu elektronicznego w systemie KIT może mieć krytyczne znaczenie dla działania całego systemu. Taka awaria może wystąpić np. jeśli energia zaburzenia EM wnikająca do obwodu elektrycznego urządzenia jest większa od energii powodującej uszkodzenie elementu półprzewodnikowego lub innego elementu elektronicznego. Przerwy w pełnieniu funkcji KIT przez dany obiekt mogą nastąpić w odmiennych scenariuszach niż te, które powodują całkowite uszkodzenie urządzenia [24]. Istnieje wiele różnych schematów oceny skutków oddziaływania zaburzenia EM na analizowany obiekt, stąd zaistniała potrzeba ustalenia znormalizowanej metodologii oceny skutków oddziaływania impulsów EM, która ujednolici sposób oceny i jednocześnie da pełny obraz podatności analizowanego obiektu. Na rysunku 4.12 przedstawiono skalę skutków oddziaływania impulsów EM, którą zaproponowano do ujednolicenia poziomów oddziaływania EM na obiekt w organizacjach testujących [12]. Na skali są przedstawione efekty tymczasowe, takie jak zakłócenie lub zawieszenie pracy obiektu KIT, aż do trwałego zniszczenia.

W celu skorzystania z wyżej przedstawionej skali oddziaływania impulsów EM na obiekt ekranowany trzeba znać jego podatność na zaburzenie EM. Podatność na promieniowanie elektromagnetyczne kontenerów telekomunikacyjnych i wojskowych można opisać za pomocą skuteczności ekranowania. Niestety obecnie nie ma pełnej zgody co do metody stosowanej do pomiaru skuteczności ekranowania. Parametr ten jest wyznaczany na drodze



Rys.4.12. Skala skutków oddziaływania impulsów EM [12].

pomiarów w określonych warunkach i dlatego nie uwzględnia większości rzeczywistych scenariuszy zakłóceń obiektu. Jest to szczególnie prawdziwe, gdy obiekt ma wiele otworów, a źródło zakłóceń przemieszcza się obok tego obiektu (scenariusz dynamiczny oświetlenia obiektu). Pytanie brzmi: jak określić rzeczywistą podatność obiektu na pole elektromagnetyczne i opisać ją w sposób informatywny, który będzie sprawdzał się w różnych scenariuszach zaburzeń, tj. w warunkach zaburzeń dynamicznych, które mogą być związane np. z zakłóceniami EM? Podatność EM oparta na wyznaczeniu skuteczności ekranowania zgodnie z ogólnie przyjętymi normami może wskazywać, że system uległ awarii przy zaburzeniu EM o określonej częstotliwości i polaryzacji. Niestety, podczas pomiarów w laboratorium wyniki nie są dostępne dla każdej orientacji zaburzeń w przestrzeni, dla każdej polaryzacji zaburzenia oświetlającego obiekt ani tego, czy oświetlenie o mniejszym natężeniu pola EM i o innej polaryzacji spowodowałoby te same skutki. Stąd jest potrzeba uwzględnienia wszystkich możliwych scenariuszy oświetlenia analizowanego obiektu oraz parametrów fali oświetlającej, a także wyznaczenie podatności EM obiektu w krótkim czasie oraz najniższym kosztem.

Charakterystyka podatności EM obiektu, opisana w rozdz. III i wyznaczona za pomocą metody opracowanej w niniejszej rozprawie (SIE-MoM-DD) pozwala na wyznaczenie parametrów polaryzacji fali oświetlającej, kierunku oświetlenia powodującego graniczne wartości wypadkowego natężenia pola elektromagnetycznego w punkcie obserwacji i tym samym daje możliwość oceny skutków oddziaływania promieniowania EM na obiekt według skali przedstawionej na rysunku 4.12. Dodatkową funkcjonalnością charakterystyki podatności EM jest możliwość analizy zmiany *SE* obiektu ekranowanego w pełnym kącie bryłowym dla dynamicznego scenariusza oświetlenia obiektu.

W celu pokazania użyteczności charakterystyki podatności EM do predykcji podatności EM obiektów oraz wyznaczenia najlepszego miejsca lokalizacji apertury, wyznaczonej opracowana metoda SIE-MoM-DD, analizie EM poddano dwa obiekty. Obiekty analizy przedstawiono na rysunku 4.13 [149]; są to dwie prostokątne obudowy ekranujące z aperturą odpowiednio na jednej i dwóch ściankach (obiekt C i obiekt D), umieszczone w wolnej przestrzeni. Ściany wnęki zamodelowano jako doskonały przewodnik elektryczny (PEC), a wnętrze obu obiektów jest wypełnione powietrzem. Lokalny układ współrzędnych znajduje się na środku dolnej ściany. Odpowiedź EM każdego obiektu wyznaczana jest w punkcie obserwacji o współrzędnych (0.35; 0.25; 0.35) oraz dla częstotliwości oświetlającej JFP 800 MHz. Do wyznaczenia charakterystyki podatności EM obiektu w dynamicznym scenariuszu oświetlenia, odpowiedź EM obiektu w punkcie obserwacji obliczono dla zbioru kierunków oświetlenia oraz polaryzacji JFP o znormalizowanej amplitudzie. Zdefiniowano 250 różnych polaryzacji JFP, tj. dla $\eta_i \in [0^\circ; 180^\circ]$ z krokiem $\Delta \eta = 10^\circ$ oraz $\nu_{0_i} \in [-1; 1]$ z krokiem $\Delta v_0 = 0.2$. Obiekty analizy oświetlono w pełnym kącie bryłowym, tj. kierunki oświetlenia wybrano z zakresu $\theta_m \in [0^\circ; 180^\circ]$ z krokiem $\Delta \theta = 5^\circ$ oraz $\varphi_n \in [0^\circ; 360^\circ]$ z krokiem $\Delta \varphi = 10^{\circ}$. Łącznie wybrano 1369 kierunków oświetlenia obiektu.



Rys.4.13. Geometria analizowanych obiektów ekranowanych z aperturą: a) obiekt C; b) obiekt D [149].

Do analizy wybrano trzy przykładowe dynamiczne scenariusze oświetlenia przedstawione na rysunku 4.14. W pierwszym scenariuszu źródło JFP porusza się po trajektorii nr 1, w drugim scenariuszu po trajektorii nr 2. Trzecia trajektoria dotyczy oświetlenia obiektu podczas badań skuteczności ekranowania w warunkach laboratoryjnych. Trajektorie ruchu źródła oświetlenia również mogą być pokazane na wyznaczonej charakterystyce podatności EM.



Rys.4.14. Ilustracja trajektorii oświetlenia (θ_m, φ_n) ruchomego źródła zakłóceń EM na przykładzie obiektu C.

Charakterystyki podatności EM obiektów C i D w pełnym kącie bryłowym przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4.15 oraz 4.16. Jest to charakterystyka dla dopasowanej polaryzacji, na której przedstawiono parametry polaryzacji powodujące maksymalną odpowiedź EM obiektów. Z wykresów również można odczytać odpowiedzi EM obiektów na oświetlenie na zadanych trajektoriach. Dzięki czemu łatwo jest odczytać, jak podatne są obiekty na dynamiczną zmianę scenariusza oświetlenia zaburzeniem EM.

W praktyce głównym problemem przy opisywaniu podatności EM obiektu na pole elektromagnetyczne jest polaryzacja JFP, która generuje największą i najmniejszą odpowiedź EM obiektu. Jak widać na rysunkach 4.15-4.16, w prosty sposób można odczytać parametry polaryzacji zaburzenia EM.

Maksimum odpowiedzi EM obiektu C o wartości 131.9 [dB μ V/m] osiągnięto dla oświetlenia go eliptycznie spolaryzowaną lewoskrętną JFP ($\eta = 20^{\circ}$; 200° i $\nu_0 = -0.2$), wyemitowaną w kierunku $\theta = 60^{\circ}$ oraz $\varphi = 210^{\circ}$ (trajektoria nr 1) (rys. 4.14). Pozostałe wartości odpowiedzi EM obiektu C są zbliżone do maksymalnej odpowiedzi i pojawiają się dla innych kierunków oświetlenia. Obiekt C ma swoje maksymalne odpowiedzi głównie dla pobudzeń (JFP) spolaryzowanych liniowo o różnych kątach polaryzacji (polaryzacja ukośna). Podobną analizę można przeprowadzić dla obiektu D (rys.4.15). Obiekt osiąga maksymalne odpowiedzi na oświetlenie JFP odpowiednio spolaryzowaną w kierunkach oświetlenia związanych z trajektorią nr 2. Kierunki największej podatności EM obiektów C i D zestawiono w tabeli 4.7, a także oznaczono kropką na rysunkach 4.14-4.15.

		Odpowiedź EM	JFP - polaryzacja		Kierunek oświetlenia	
		$ E^{s}(\theta, \varphi) $ [dB μ V/m]	η [°]	$\nu_0[-]$	$oldsymbol{ heta}[^\circ]$	φ [°]
Obiekt C	max	131.9	20; 200	-0.2	60	210
Obiekt D	max	128.4	50; 230	0	20	300

Tabela 4.7. Parametry polaryzacji JFP generującej maksymalną oraz minimalną odpowiedź obiektów C i D w punkcie obserwacji nr 1 (dla częstotliwości 800 [MHz]).



Rys.4.15. Charakterystyki podatności EM dla maksymalnej odpowiedzi (polaryzacja dopasowana) obiektu C z rys.4.1 przy częstotliwości 800 MHz.

• maksymalna wartość odpowiedzi EM obiektu

Rys.4.16. Charakterystyki podatności EM dla maksymalnej odpowiedzi (polaryzacja dopasowana) obiektu D z rys.4.1 przy częstotliwości 800 MHz.

Próba jakościowej analizy wnikania zaburzenia EM do środka obiektu C i D na podstawie samej geometrii i położenia szczeliny wykazała odmienne, w stosunku do wartości przedstawionych w tabeli 4.7, predykcje wartości polaryzacji powodującej maksimum odpowiedzi EM obiektu i kierunku oświetlenia. Zgodnie z jakościową analizą wnikania zaburzenia EM do obiektu C, aby uzyskać maksimum odpowiedzi EM obiektu wektor natężenia pola elektrycznego JFP powinien być prostopadły do dłuższej krawędzi apertury, a wektor kierunkowy JFP prostopadły do jej płaszczyzny. Z kolei kierunek oświetlenia obiektu powinien być z góry, tj. $\theta = 0^{\circ}$, a zakres kąta φ powinien znajdować się w obrębie apertury. Natomiast wyznaczenie kierunku i polaryzacji JFP, która spowoduje maksymalną odpowiedź EM obiektu, jest bardziej skomplikowane dla obiektu D. Na podstawie jakościowej analizy można stwierdzić, iż dla uzyskania maksymalnej odpowiedzi EM obiekt D trzeba oświetlić w kierunku prostopadłym do części apertury znajdującej się na jego przedniej ściance, a oświetlająca JFP powinna być spolaryzowana dokładnie tak samo jak w przypadku obiektu C. Jak widać, wyniki polaryzacji JFP oraz kierunku oświetlenia z tabeli 4.7 oraz predykcje są różne w przypadku metalowej obudowy z aperturą dla różnych częstotliwości (tych poza rezonansem oraz rezonansowych) analiza jakościowa jest bardzo skomplikowana, ponieważ fala EM wnikająca do środka obiektu ulega odbiciom, a to z kolei może prowadzić do wzmocnienia lub tłumienia natężenia pola w punkcie obserwacji w sposób trudny do przewidzenia na drodze samego wnioskowania. Z powodu niemożności przeprowadzenia szybkiej jakościowej analizy wnikania zaburzenia EM oraz predykcji polaryzacji i kierunku oświetlenia wyznaczenie charakterystyki podatności EM metodami numerycznymi, w tym metodą SIE-MoM-DD, jest jedynym skutecznym narzędziem.

W przypadku, gdy oszacowano już charakterystykę podatności EM obiektu ekranowanego dla jednostkowej amplitudy JFP (rys.4.15-4.16), można wykorzystać właściwość proporcjonalności (dla obiektów liniowych) i skalować charakterystykę amplitudową (tj. trzeci wykres biegunowy) zgodnie z amplitudą rzeczywistego pobudzenia w celu przeprowadzenia szybkiej analizy EM [149]. W ten sposób można szybko określić, bez potrzeby wykonywania ponownych obliczeń, czy obiekt spełnia wymagania bezpieczeństwa w danym scenariuszu, tzn. przy jakiej amplitudzie pobudzenia JFP odpowiedź obiektu osiąga wartość graniczną, np. określona w stosownych normach lub innych wymaganiach.

Warto zauważyć, iż analiza odpowiedzi EM dla obydwu obiektów oświetlonych wzdłuż trajektorii nr 3 jest niewystarczająca do określania rzeczywistej podatności EM obiektów, ponieważ maksymalna odpowiedź EM obiektów, a tym samym minimalna *SE*, jest poza

daną trajektorią oświetlenia. A zatem pomiary w laboratorium mogą podawać inne, zaniżone wartości odpowiedzi EM i nie uwzględniać wszystkich polaryzacji JFP i kierunków oświetlenia analizowanego obiektu.

Warto dodać, że jeśli charakterystyka podatności EM wykazuje szybką zmienność w danym przekroju kątowym kierunku oświetlenia, wówczas można lokalnie zastosować gęstszą siatkę kątową w celu zwiększenia próbkowania odpowiedzi EM obiektu. Dokładne kryterium wyboru kroku dla kierunków oświetlenia nie będzie rozważane w rozprawie. Ogólnie rzecz biorąc, zależy to od częstotliwości i wymiarów elektrycznych obiektu. Aby określić to kryterium m.in. przydatne mogą być zależności stosowane w technice pomiaru charakterystyki promieniowania anteny w polu bliskim [149].

Skuteczność ekranowania obiektów C i D wyznaczamy na podstawie trzeciego wykresu charakterystyki podatności EM (rys. 4.15-4.16). Wykres *SE* (rys.4.17) umożliwia szybką ocenę podatności EM obiektu przy zadanej trajektorii i dla różnych scenariuszy oświetlenia obiektu. Porównując otrzymane wartości *SE* z rysunku 4.17 dla obiektu C i D, można stwierdzić, że wzdłuż wybranych trajektorii obiekty C i D nie wykazują właściwości ekranujących. Aczkolwiek, obiekt D w porównaniu do obiektu C wykazuje lepsze właściwości ekranujące, tj. JFP o tych samych parametrach polaryzacji i kierunku oświetlenia częściowo przenika do środka obiektu D ze względu na umieszczenie apertury na obydwu ścianach. Poza analizowanymi trajektoriami oświetlenia lepsze parametry ekranowania ma obiekt D, reprezentowane na wykresie przez odcienie koloru zielonego (*SE* > 0).

W tabeli 4.8 dla obu obiektów skrajne wartości *SE* wzdłuż trajektorii 3 są znacznie mniejsze niż te dla trajektorii 1 oraz 2. Taka ocena *SE* (zgodnie tylko z trajektorią nr 3 – wa-runki laboratoryjne) mogłaby pominąć podatność EM obiektów na specyficzną polaryzację fali padającej pod określonym kątem oświetlenia, co z kolei skutkuje pominięciem krytycz-nych wartości natężenia pola elektrycznego, które mogą mieć znaczenie dla pełnienia określonych funkcji elementów wewnątrz obiektów KIT. Wykres *SE*, dodatkowo, pozwala na przeprowadzenie analizy najlepszego umiejscowienia apertury, aby zapewnić wskazaną skuteczność ekranowania.


Rys.4.17. Charakterystyka *SE* obiektów z rys.4.1 dla polaryzacji dopasowanej do obiektu: a) obiekt C; b) obiekt D.

	Trajekto- ria	<i>SE</i> [dB]	<i>E^s</i> [dBµV/m]	θ [°]	φ [°]	η [°]	ν ₀ [-]
Obiekt C	1	-11.97	132	60	210	0	0
	2	-9.5	130	60	300	80	-0.2
	3	-7.0	113	90	40	10	0.4
Obiekt D	1	-6.5	127	20	210	60	0
	2	-8.47	129	20	300	0	0
	3	-4.0	112	90	320	0	0

Tabela 4.8. Skrajne wartości SE dla wybranych trajektorii ruchu źródła zaburzenia EM.

Podsumowując, analiza EM obiektów ekranowanych z aperturą przy pomocy charakterystyki podatności EM, opracowanej w niniejszej rozprawie, jest bardziej informatywna ze względu na możliwość oświetlenia obiektu w pełnym kącie bryłowym (w laboratorium zakres kątowy jest ograniczony) oraz JFP o różnej polaryzacji. Dodatkowo, oszacowanie charakterystyki podatności EM przy pomocy opracowanej metody numerycznej, w porównaniu do pomiarów w laboratorium, jest stosunkowo krótkie w czasie, mniej kosztowne i pozwala na szybkie oszacowanie *SE* obiektu w pełnym kącie bryłowym i dla dowolnie spolaryzowanej fali oświetlającej. A na dodatek, przedstawiona w pracy charakterystyka podatności EM obiektu pozwala szybko (w czasie rzeczywistym) analizować obiekty ekranowane pod kątem ich podatność EM na celowe zakłócenia EM w różnych scenariuszach oddziaływania, szczególnie w scenariuszach dynamicznych.

5.1. Realizacja celu rozprawy

W rozprawie doktorskiej przedstawiono metodę numeryczną SIE-MoM-DD umożliwiającą analizę EM problemu rozpraszania i transmisji pola elektromagnetycznego przez aperturę wykonaną w obudowie ekranującej. Wymieniona metoda została zastosowana do wyznaczania pełnej charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą, którą zaproponowano w niniejszej rozprawie w celu szybkiej oceny podatności EM obiektu w dynamicznym scenariuszu oświetlenia zaburzeniem EM w pełnym kącie bryłowym.

Metodę SIE-MoM oparto na sformułowaniu znanym pod nazwą PMCHWT, które wykorzystuje zasadę równoważności z zastępczymi gęstościami prądów powierzchniowych elektrycznych i magnetycznych. W rozwiązaniu wykorzystano funkcję Greena dla wolnej przestrzeni. Sprzężenie pomiędzy dwoma obszarami, tj. zewnętrznym i wewnętrznym, odbywa się przez aperturę, na powierzchni której są spełnione warunki brzegowe. Całkowite pole wewnątrz obudowy jest wytwarzane przez równoważne powierzchniowe prądy elektryczne wewnętrzne na ścianach obudowy oraz powierzchniowe prądy elektryczne i magnetyczne na aperturze.

Do rozwiązania równania całkowego zastosowano metodę momentów opartą na schemacie Galerkina, w której powierzchnia obiektu jest aproksymowana przy pomocy płaskich trójkątnych elementów, natomiast gęstości prądów są reprezentowane za pomocą funkcji bazowych typu RWG. Do zmniejszenia liczby niewiadomych potrzebnych do wyznaczenia rozkładu gęstości prądów powierzchniowych zastosowano metodę dekompozycji dziedziny obliczeniowej (DD).

Przedstawione w pracy obliczenia numeryczne wykonane metodą SIE-MoM-DD obejmowały wyznaczenie wektora pobudzenia, współczynników aproksymujących rozkład powierzchniowego prądu elektrycznego i magnetycznego dla zagadnienia wewnętrznego, odpowiedź EM obiektu w punkcie obserwacji. Następnie na tej podstawie oszacowano charakterystykę podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą. Wykonywane obliczenia bazowały na gotowej siatce obliczeniowej obiektu oraz macierzy momentów wygenerowanej w programie FEKO. Opracowana w rozprawie implementacja metody obejmowała zastosowanie metody dekompozycji domeny obliczeniowej, tj. podział macierzy momentów na podmacierze, a następnie wyznaczenie współczynników aproksymujących gęstość prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego z zastosowaniem rozwiązania w postaci uzupełniającego układu równań Schura względem wektora niewiadomych na granicy apertury metodą SIE-MoM. Dalej, obliczenie wypadkowego natężenia pola elektrycznego w punkcie obserwacji przy pomocy potencjału wektorowego magnetycznego i elektrycznego metodą kwadratury adaptacyjnej Simpsona (rozdział III). Uzyskane wyniki zostały potwierdzone przez porównanie z wynikami otrzymanymi w komercyjnym oprogramowaniu FEKO oraz wynikami z literatury (rozdział IV). Zaobserwowano bardzo dobrą zgodność wyników obliczeń. W rozprawie zaproponowano pełną charakterystykę podatności EM obiektu (rozdział III). W celu ilustracji jej zastosowania wykonano symulację podatności EM dwóch obiektów ekranowanych z aperturą umieszczoną w różnych miejscach obudowy (rozdział IV).

Pełna charakterystyka podatności EM wyznaczona metodą SIE-MoM-DD opisana w niniejszej rozprawie doktorskiej ma duży potencjał. Pozwala scharakteryzować ekranowane obiekty ze względu na ich podatność EM na celowe zakłócenia w różnych scenariuszach, zwłaszcza dynamicznych. Charakterystyka jest określona w pełnym kącie bryłowym w przeciwieństwie do pomiarów wykonywanych w warunkach laboratoryjnych (ograniczony zakres kątowy) w stosunkowo krótkim czasie i przy niższych kosztach. Prawdopodobnie posiada również wiele innych cennych właściwości, które nie zostały jeszcze odkryte, a które mogą sprawić, że analiza podatności będzie jeszcze bardziej wydajna.

W rozprawie przedstawiono również nakład obliczeniowy oraz czas obliczeń dla wyznaczenia wypadkowego natężenia pola EM wewnątrz obiektu ekranowanego z aperturą opracowaną metody SIE-MoM-DD (rozdział IV). Nakład obliczeniowy opracowanej metody jest zależny od rozmiarów analizowanego obiektu, stosunkowej wielkości apertury i częstotliwości analizy i zmniejsza się nawet do 17 razy w przypadku małych apertur w porównaniu do metody wykorzystującej pełną macierz momentów do obliczeń numerycznych dla kolejnych pobudzeń. A zapotrzebowanie na zasoby pamięciowe opracowanej metody stosunkowo maleje względem klasycznego podejścia wraz ze wzrostem częstotliwości analizy lub liczby funkcji bazowych.

Podsumowując, wykorzystano metodę numeryczną SIE-MoM-DD w celu zmniejszenia zajętości pamięci oraz nakładu obliczeniowego, a tym samym spowodowano zmniejszenie kosztów obliczenia podatności EM obiektów ekranowanych z aperturą przy użyciu opracowanej metody numerycznej. Nowością w obszarze kompatybilności EM jest wizualizacja charakterystyki podatności EM obiektów ekranowanych z aperturą generowana dla dynamicznego scenariusza oświetlenia zaburzeniem EM. Zatem cel pracy został w pełni osiągnięty.

5.2. Potwierdzenie tezy rozprawy

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń numerycznych oraz w wyniku wyznaczenia efektywności obliczeniowej metody SIE-MoM-DD (rozdział IV) można jednoznacznie stwierdzić, że potwierdzona została teza rozprawy, która mówi, iż w przypadku obiektów ekranowanych ich charakterystyka podatności EM związana z wnikaniem zaburzeń EM przez szczeliny i otwory można efektywnie wyznaczyć przy użyciu podmacierzy składowych macierzy momentów (impedancyjnej) generowanych w metodzie SIE-MoM-DD.

Opisana w rozdziale IV analiza nakładu obliczeniowego potrzebnego na wykonywanie obliczeń numerycznych metodą SIE-MoM-DD jasno pokazuje, że opracowana metoda jest 0.28 razy szybsza (tabela 4.6, rozdz. IV) oraz procentowy udział zajmowanych zasobów pamięci w porównaniu do klasycznej metody MoM zaimplementowanej np. w programie FEKO maleje ze wzrostem częstotliwości analizy EM (tabela 4.5, rozdz. IV)).

5.3. Oryginalne rezultaty i wnioski

Realizacja celu rozprawy wymagała przeprowadzenia badań literaturowych (rozdział II) oraz opracowanie algorytmu obliczeniowego do oszacowania charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą (rozdział III). Potrzebna była wiedza i umiejętności z zakresu stosowanego aparatu matematycznego oraz znajomość narzędzi programistycznych do implementacji algorytmu (np. MathCAD, Matlab, Python).

W pracy zaproponowano metodę SIE-MoM-DD do wyznaczenia pełnej charakterystyki podatności EM obiektów ekranowanych z aperturą w dynamicznym scenariuszu oświetlenia obiektu zaburzeniem EM w postaci JFP. Wymieniona charakterystyka stanowi nowe i oryginalne podejście do opisu podatności EM obiektów (nie tylko ekranowanych). W pracy zastosowano zatem znaną metodę do rozwiązania nowego problemu (nie opisanego do tej pory w literaturze), tj. efektywnego wyznaczania pełnej charakterystyki podatności EM obiektów. Zastosowana w pracy metoda polega na wykorzystaniu dekompozycji dziedziny obliczeniowej, a tym samym zmniejszeniu liczby operacji obliczeniowych potrzebnych do przeprowadzenia analizy EM obiektów ekranowanych z aperturą (rozdział III). W rozprawie przeprowadzono weryfikację opracowanej metody – oceniono zgodność wyników numerycznych z wynikami uzyskanymi w komercyjnym oprogramowaniu, a także wykazano efektywność obliczeniową użytej metody. Praktyczne zastosowanie opracowanej metody, a mianowicie jej efekt – charakterystykę podatności EM przedstawiono na przykładzie obudowy ekranującej z różnym umiejscowieniem apertury (rozdziale IV).

Na potrzeby prowadzonych w rozprawie badań opracowano oprogramowanie wykorzystujące algorytmy metody SIE-MoM-DD do wyznaczenia wektora pobudzenia, współczynników aproksymujących rozkład gęstości prądu powierzchniowego elektrycznego i magnetycznego, odpowiedzi EM obiektów ekranowanych, a w końcowym etapie oszacowania charakterystyki podatności EM obiektu. Oprócz wyznaczania i wizualizacji charakterystyki podatności EM opracowane oprogramowanie ma inne dodatkowe funkcjonalności, np. wyznaczenie charakterystyki podatności EM w jednym przekroju oświetlenia, możliwość zagęszczenia punktów oświetlenia obiektów w pełnym kącie bryłowym, tworzenie wykresów we współrzędnych kartezjańskich, dodawanie trajektorii oświetlenia obiektu, wyznaczanie skuteczności ekranowania obiektu dla scenariusza dynamicznego.

Wyniki wykonanych prac przedstawiono w artykule [131] oraz w referatach przedstawionych na konferencjach międzynarodowych [44], [132], [146], [149] (patrz bibliografia na końcu). Prace wykonano w Katedrze Telekomunikacji i Teleinformatyki Wydziału Informatyki i Telekomunikacji Politechniki Wrocławskiej w Pracowni Anten i Elektormagnetyzmu Obliczeniowego.

5.4. Kierunek dalszych badań

Zdaniem autorki kierunki dalszych badań powinny uwzględniać dalszą optymalizację algorytmu obliczeniowego umożliwiając:

- zwiększenie szybkości obliczeń np. zastosowanie metody zrównoleglenia obliczeń numerycznych;
- redukcję nakładu obliczeniowego poprzez wykorzystanie symetrii analizowanego obiektu;
- użycie materiałów rzeczywistych oraz możliwość zdefiniowania grubości materiału, z którego wykonano obudowę, zwłaszcza w obszarze apertury, co będzie miało wpływ na zwiększenie zasobów obliczeniowych;
- zastosowanie metody SIE-MoM-DD do obudów i apertur o dowolnej wielkości;

w pracy skupiono się na analizie tylko problemów w obszarze rezonansowym, gdzie wymiary są porównywalne z długością fali; w przyszłości można rozważyć większe obiekty;

- wykonanie analizy EM dla obiektów ekranowanych z wypełnionym wnętrzem (np. dodatkowe obiekty w środku) oraz dla wielu apertur o różnych kształtach;
- efektywne zastosowanie przedstawionej metody do obliczeń natężenia wypadkowego pola magnetycznego oraz skuteczności ekranowania obiektu zgodnie z istniejącymi standardami wyznaczania tego parametru, a także do obliczeń rozproszonego pola EM w dowolnym punkcie na zewnątrz obiektu oraz na samym obiekcie.

Dodatek A. Wyznaczanie wektora pobudzenia v w metodzie SIE-MoM.

W wyniku rozwiązania powierzchniowego równania całkowego metodą momentów (MoM) otrzymujemy następujące równanie macierzowe:

$$\boldsymbol{Z} \cdot \boldsymbol{\gamma} = \boldsymbol{\upsilon} \tag{A.1}$$

w którym Z jest macierzą momentów (inaczej macierzą impedancji) o wymiarze $N \times N$, γ jest wektorem N szukanych zespolonych współczynników aproksymujących gęstość powierzchniowego prądu elektrycznego i magnetycznego dla zagadnienia zewnętrznego i wewnętrznego, v jest wektorem N znanych wartości pobudzenia (dalej wektor pobudzenia) [7], [90]-[110].

Do wyznaczenia charakterystyki podatności EM obiektu ekranowanego z aperturą potrzebne jest wyznaczenie wartości współczynników aproksymujących gęstość prądu powierzchniowego elektrycznego oraz magnetycznego na wewnętrznych ścianach obudowy oraz aperturze (patrz rów. (3.54) oraz (3.55) rozdz. III). W tym celu niezbędne jest wyznaczenie wartości bloku wektora pobudzenia v_z i v_a .

Wyznaczanie v_z i v_a zilustrowano na przykładzie jednej wartości wektora pobudzenia – (v_m) . Wielkość ta zależy od oświetlającego pola elektrycznego jednorodnej fali płaskiej (JFP) w punkcie źródłowym oraz funkcji bazowej w punkcie źródłowym (patrz rys.3.1). W zapisie metody SIE-MoM w rozdz. III rów. (3.35) wartość *m*-tego elementu wektora pobudzenia jest opisana następującym wzorem:

$$v_m = \langle v, w_m(\mathbf{r}') \rangle \tag{A.2}$$

gdzie v jest znaną funkcja pobudzenia w punktach źródłowych r'(x', y', z') (rys. A.1), $w_m = B_n(r')$ jest *n*-tą funkcją bazową zdefiniowaną na parze elementów siatki obliczeniowej (rys.A.1). Definicję pojedynczej wartości v_m przedstawiono następująco:

$$v_m = \int_{T_n^+} \boldsymbol{E}^i(\boldsymbol{r}') \cdot \boldsymbol{B}_n(\boldsymbol{r}') dS' + \int_{T_n^-} \boldsymbol{E}^i(\boldsymbol{r}') \cdot \boldsymbol{B}_n(\boldsymbol{r}') dS'$$
(A.3)

gdzie $E^i(r')$ jest wektorem zespolonym natężenia pola oświetlającego w punkcie źródłowym, $B_n(r')$ jest *n*-tą funkcją bazową zdefiniowaną na parze elementów siatki obliczeniowej (rys.A.1) [142].



Rys.A.1. Element siatki obliczeniowej – para trójkątów T_n^+ , T_n^- na której zdefiniowano *n*-tą funkcję bazową $\mathbf{B}_n(\mathbf{r}')$.

Do rozwiązania równania (A.3) niezbędne jest opisanie funkcji bazowej $B_n(r')$ na powierzchni analizowanego obiektu. W tym przypadku obiekt stanowiący dziedzinę obliczeniową jest dzielony na poddziedziny, tj. np. w przypadku krzywej na mniejsze liniowe odcinki lub w przypadku powierzchni na małe planarne elementy geometryczne (najczęściej trójkąty). Jest to tzw. siatka obliczeniowa składająca się z wybranych elementów geometrycznych. Na tych elementach jest definiowana funkcja bazowa. Najczęściej w metodzie SIE-MoM wykorzystywane są tzw. daszkowe funkcje RWG (*ang.* Rooftop functions; RWG od inicjałów Rao-Wilton-Glisson). Funkcje bazowe RWG są generowane dla każdej krawędzi wspólnej par trójkątów, jeśli natomiast krawędź znajduje się na granicy różnych materiałów (np. na granicy pomiędzy powierzchnią PEC i powierzchnią dielektryczną) nie definiuje się żadnej funkcji bazowej. Zatem liczba funkcji bazowych jest równa liczbie wspólnych krawędzi [131], [143]. Definicja *n*-tej funkcji bazowej zdefiniowanej na parze połączonych wspólną krawędzią trójkątów T_n^+ i T_n^- (rys. A.1) jest opisana następującą zależnością:

$$\boldsymbol{B}_{n}(\boldsymbol{r}') = \begin{cases} \frac{l_{n}}{2S_{n}^{+}} \cdot \boldsymbol{\rho}^{+}(\boldsymbol{r}') & \boldsymbol{r}' \in T_{n}^{+} \\ \\ \frac{l_{n}}{2S_{n}^{-}} \cdot \boldsymbol{\rho}^{-}(\boldsymbol{r}') & \boldsymbol{r}' \in T_{n}^{-} \\ \\ 0 & poza \, tym \end{cases}$$
(A.4)

gdzie l_n – wspólna krawędź sąsiadujących elementów siatki obliczeniowej, S_n^+ i S_n^- – odpowiednio pola powierzchni trójkątów T_n^+ i T_n^- , $\rho^+(r')$ jest wektorem od swobodnego wierzchołka trójkąta T_n^+ do punktu źródłowego r' oraz i $\rho^-(r')$ jest wektorem od punktu źródłowego do swobodnego wierzchołka trójkąta T_n^- [142].

Wartość wektora pobudzenia przedstawioną we wzorze (A.3) można wyznaczyć przy pomocy transformacji na całkę podwójną i całkowania numerycznego (np. za pomocą kubatur Gaussa-Legendrea różnego rzędu). Takie podejście wykorzystano w niniejszej pracy. Metoda kubatur jest metodą przybliżoną. Jej zaletą jest mniejsze zapotrzebowanie na zasoby pamięciowe oraz moc obliczeniową, przy małej utracie dokładności obliczeń w porównaniu do wyników uzyskanych przy pomocy komercyjnego oprogramowania FEKO firmy Altair (patrz rozdz. III Tabela 3.4).

W praktyce kubatury Gaussa-Legendrea stosuje się dla całkowania po tzw. trójkątach znormalizowanych. Z kolei punkty kubatury są z góry zdefiniowane i leżą w obszarze znormalizowanego trójkąta (wynika to z zasady wyprowadzenia reguł całkowania). W tym celu trójkąt T_n^+ przekształcono z układu współrzędnych *XYZ* do układu lokalnego *UV* β , w którym trójkąt przybiera ściśle określony kształt i jego wolny wierzchołek jest położony w środku lokalnego układu współrzędnych w punkcie (0; 0). Na rysunku A.2 przestawiono przekształcenie izoparametryczne trójkąta T_n^+ do lokalnego układu współrzędnych *UV* β , dwie osie którego ułożone są w płaszczyźnie trójkąta. Wektory jednostkowe i_{un} oraz i_{vn} są wektorami bazowymi lokalnego układu współrzędnych *UV* β *n*-tego trójkąta i są zdefiniowane w układzie współrzędnych *XYZ*. Zakładamy, że wektor bazowy $i_{\beta n}$ jest prostopadły do płaszczyzny trójkąta. Wektory jednostkowe oraz inne niezbędne wielkości wyrażono następującymi zależnościami:

$$\mathbf{i}_{un} = \frac{\mathbf{w}_3 + \mathbf{w}_2}{2} - \mathbf{w}_1 = (\mathbf{w}_3 - \mathbf{w}_1) - \mathbf{i}_{vn}$$
(A.5)

$$i_{vn} = \frac{w_3 - w_2}{2}$$
 (A.6)

$$\boldsymbol{\rho}^{+}(u',v') = \boldsymbol{i}_{un} \cdot u' + \boldsymbol{i}_{vn} \cdot v' \tag{A.7}$$

$$\mathbf{r}'(u',v') = \mathbf{w}_1 + \mathbf{\rho}^+(u',v') = \mathbf{w}_1 + \mathbf{i}_{un} \cdot u' + \mathbf{i}_{vn} \cdot v'$$
(A.8)

$$l_n = |\boldsymbol{w}_3 - \boldsymbol{w}_2| \tag{A.9}$$



Rys.A.2. Przekształcenie izoparametryczne dowolnego trójkąta na przykładzie T_n^+ w układzie *XYZ* na trójkąt znormalizowany w układzie *UV* β .

Ostatecznie całkę powierzchniową (A.3) po użyciu powyższej transformacji izoparametrycznej przedstawiono jako całkę podwójną następująco:

$$\begin{aligned} v_m &= \int_0^1 \int_{-u'}^{u'} \frac{l_n \cdot S_{\overline{n}}^+}{2S_{\overline{n}}^+} \cdot E^i(u', v') \cdot \rho^+(u', v') \, dv' du' + \\ &+ \int_0^1 \int_{-u'}^{u'} \frac{l_n \cdot S_{\overline{n}}^-}{2S_{\overline{n}}^-} \cdot E^i(u', v') \cdot \rho^-(u', v') \, dv' du' \end{aligned}$$
(A.10)

gdzie S_n^+ , S_n^- odpowiednio pola trójkątów T_n^+ , T_n^- . Wartości pół trójkątów nie należące do funkcji bazowej we wzorze (A.10) są wynikiem transformacji całki powierzchniowej na całkę podwójną, tj. zmiany dS' na dv'du' (tzw. Jakobian transformacji) [131]. Warto dodać, iż wartość pobudzenia $E^i(u', v')$ jest wyznaczana w obrębie trójkąta, do którego należy wektor ρ^+ lub ρ^- .

W procedurze numerycznego obliczania całki powierzchniowej z rów. (A.10) wykorzystano siedmiopunktową kubaturę Gaussa-Legenrea. Oprócz punktów kubatury używane są odpowiednie wagi. Punkty kubatury oraz odpowiadające im wagi dla trójkątów można znaleźć w pracy [143]. Stosując całkowanie numeryczne równanie (A.10) przy pomocy kubatur Gaussa-Legendrea przedstawiono następująco:

$$v_m \approx \frac{l_n}{2} \cdot \sum_{i=1}^N wg_i \cdot \boldsymbol{\rho}^+(u', v')_i \cdot \boldsymbol{E}^i(u', v')_i + \frac{l_n}{2} \cdot \sum_{i=1}^N wg_i \cdot \boldsymbol{\rho}^-(u', v')_i \cdot \boldsymbol{E}^i(u', v')_i$$
(A.11)

gdzie N – liczba punktów kubatury Gaussa-Legendrea (np. N = 1, 2, 7 itd.), wg_i – wartość *i*-tej wagi funkcji bazowej [143].

Po zastosowaniu odpowiednich operacji matematycznych ostateczny wzór dla wyznaczenia *m*-tej wartości wektora pobudzenia z równania (A.3) przedstawiono następująco:

$$v_{m} \approx \frac{l_{n}}{2} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^{N} wg_{i} \left[\left(\rho^{+}_{i_{u}} \cdot E^{i}_{i_{u}} + \rho^{+}_{i_{v}} \cdot E^{i}_{i_{v}} \right) - \left(\rho^{-}_{i_{u}} \cdot E^{i}_{i_{u}} + \rho^{-}_{i_{v}} \cdot E^{i}_{i_{v}} \right) \right] \right\}$$
(A.12)

Powyższa przedstawiona procedura dotyczy wyznaczania pojedynczej wartości wektora pobudzenia na powierzchni PEC. Natomiast, do wyznaczania wartości wektora pobudzenia na powierzchni PMC w równaniu (A.12) zamiast natężenia pola elektrycznego należy podstawić wyznaczoną wartość natężenie pola magnetycznego w punktach źródłowych (u', v'). Natężenie pola elektrycznego oraz magnetycznego można wyznaczyć ze wzorów (3.8) oraz (3.9) rozdział III.

W powyższych zależnościach niezbędna jest znajomość zbioru współrzędnych elementów siatki obliczeniowej, w tym przypadku wierzchołków trójkątów (np. w_1, w_2, w_3, w_4). Potrzebne one są do zdefiniowania funkcji bazowych oraz wektorów jednostkowych użytych do transformacji izoparametrycznej oraz powiązania odpowiednich wartości wektora pobudzenia ze współczynnikami aproksymującymi gęstość powierzchniowego prądu elektrycznego i magnetycznego. Informacje o współrzędnych siatki obliczeniowej są pobierane z programu FEKO i przechowywane na dysku w postaci pliku tekstowego. Plik tekstowy jest generowany przy pomocy dedykowanego oprogramowania [144].

Algorytm obliczeniowy do wyznaczania wektora pobudzenia zaimplementowano w środowisku Matlab. W pierwszym kroku wczytywane są dane siatki obliczeniowej. W następnym kroku zaimplementowano procedurę wyznaczania punktów kubatury dla każdego z trójkątów, we współrzędnych kartezjańskich, a także wyznaczanie wektorów $\rho^+(r')$ oraz $\rho^-(r')$. Dalej następuje obliczanie wartości natężenia promieniowanego pola elektrycznego $E^i(r')$ i magnetycznego $H^i(r')$ w punktach kubatury dla każdego z elementów siatki obliczeniowej (tj. trójkątów). Końcowym etapem jest wyznaczenie wartości wektora pobudzenia na podstawie wzoru (A.12).

- [1] Ustawa z dnia 16 lipca 2004 r. Prawo telekomunikacyjne, (Dz.U. 2004 nr 171 poz. 1800), p.3, 2004.
- [2] D. Biriukov, S. Kondratov, O. Nasvit, O. Sukhodolia, *Green Paper on Critical Infrastructure Protection in Ukraine – Analytical report*, Kyiv, NISS, 2015, https://www.researchgate.net/publication/299859217_Green_Paper_on_Critical_Infrastructure_Protection_in_Ukraine, dostęp: 19.07. 2022.
- [3] C. D. Taylor, D. V. Giri, *High Power Microwave Systems and Effects*, 1st edition, Taylor & Francis Inc., USA, 1994.
- [4] R. J. Barker, E. Schamiloglu, *High-Power Microwave Sources and Technologies*, 1st edition, Wiley-IEEE Press, 2001.
- [5] J. Tatum, *HPM DEWs and their effects on electronic targets*, Defense Systems Information Analysis Center Journal, vol. 4(3), pp.33-42, 2017.
- [6] P299.1/D7 19 July 2013 IEEE Standard Method for Measuring the Shielding Effectiveness of Enclosures and Boxes Having all Dimensions between 0.1 m and 2 m, https://ieeexplore-1ieee-1org-1600oqgwg0055.han.bg.pwr.edu.pl/document/6654234, dostęp: 19.07. 2022.
- [7] R. F. Harrington, *Field computation by moment methods*, IEEE Antennas and Propagation Society, Wiley-IEEE Press, 1993.
- [8] W. C. Gibson, *The Method of Moments in Electromagnetics*, 2nd edition, Chapman and Hall/CRC, 2014.
- [9] S. M. Rao, D. R. Wilton, A. W. Glisson, *Electromagnetic Scattering by Surfaces of Arbitrary Shape*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 30, no. 3, pp. 409–418, 1982.
- [10] A. Toselli, O. B. Widlund, *Domain Decomposition Methods Algorithms and Theory*, Springer, 2005.
- [11] O. B. Widlund, D. E. Keyes, *Domain Decomposition Methods in Science and Engineering XVI*, Springer, 2007.
- [12] P. Słobodzian, Dynamiczna analiza scenariusza ataku HPM ze źródłami przenoszonymi za pomocą platform latających (raport cząstkowy niepublikowany nr rej. RNR/01BV000116/2020/VII/1), 2020.
- [13] P. Słobodzian, Schemat obliczeń i przekazywania danych (raport cząstkowy niepublikowany nr rej. RNR/01BV000116/2020/VI/1), 2020.
- [14] J. Tatum, *High-Power Microwave Directed Energy Weapons: A Model and Simulation Toolbox*, DSIAC Journal, vol. 1, no. 2, pp. 20-24, 1.10.2014.
- [15] S. Celozzi, R. Araneo, G. Lovato, *Electromagnetic Shielding*, Wiley-IEEE Press, 2008.
- [16] H. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*, Wiley, 11.09.2009.
- [17] P. Słobodzian, *Modelowanie oddziaływania zaburzeń HPM na obiekty IK*, Konferencja KKRRi, Przegląd Telekomunikacyjny, Wiadomości Telekomunikacyjne, nr 4, pp. 583-586, 2022.
- [18] D. Nitsch, M. Camp, F. Sabath, J. L. ter Haseborg, H. Garbe, Susceptibility of some electronic equipment to HPEM threats, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 3, pp. 380-389, 24.08.2004, doi: 10.1109/TEMC.2004.831842.
- [19] S. M. Hwang, J. I. Hong, and C. S. Huh, *Characterization of the susceptibility of integrated circuits with induction caused by high power microwaves*, Prog. Electromagn. Res., vol. 81,

pp. 61-72, 01.2008, doi: 10.2528/PIER07121704.

- [20] M. G. Bäckström, K. G. Lövstrand, Susceptibility of Electronic Systems to High-Power Microwaves: Summary of Test Experience, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 3, pp. 396-403, 08.2004.
- [21] Y. Gong, Y. Li, L. Jiang, Efficient analytical method for the shielding effectiveness of an apertured enclosure based on the BLT equation, IET Science, Measurement & Technology, vol. 14, no. 8, pp. 897-904, 29.09.2020, doi:10.1049/iet-smt.2019.0580.
- [22] C. Christopoulos, *Principles and techniques of electromagnetic compatibility*, 2nd edition, CRC Press, 21.06.2007.
- [23] C. Moeller, L. Klinkenbusch, *Near-field shielding effectiveness for a Huygens source*, VXV International Symposium on theoretical Engineering, 22-24.06.2009, Germany, VDE, IEEE Xplore 01.06.2011.
- [24] T. M. Ilgar, M. Bulut, B. Saka, Shielding effectiveness for metallic enclosures with various aperture shapes, 2015 1st URSI Atl. Radio Sci. Conf. URSI AT-RASC 2015, 16-24.05.2015, Spain, IEEE 26.10.2015, doi: 10.1109/URSI-AT-RASC.2015.7303047.
- [25] C. F. Bunting, S. P. Yu, *Field penetration in a rectangular box using numerical techniques:* an effort to obtain statistical shielding effectiveness, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 2, pp. 160–168, 05.2004, doi: 10.1109/TEMC.2004.826876.
- [26] T. Konefal, J. F. Dawson, A. C. Marvin, M. P. Robinson, S. J. Porter, A fast multiple mode intermediate level circuit model for the prediction of shielding effectiveness of a rectangular box containing a rectangular aperture, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 47, no. 4, pp. 678–691, 11.2005, doi: 10.1109/TEMC.2005.853715.
- [27] H. A. Méndez, *Shielding theory of enclosures with apertures*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-20, no. 2, pp. 296–305, 05.1978, doi: 10.1109/TEMC.1978.303722.
- [28] W. Wallyn, D. De Zutter, E. Laermans, *Fast Shielding Effectiveness Prediction for Realistic Rectangular Enclosures*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 45, no. 4, pp. 639–643, 11.2003, doi: 10.1109/TEMC.2003.819063.
- [29] Q. F. Liu, W. Y. Yin, M. F. Xue, J. F. Mao, Q. H. Liu, Shielding characterization of metallic enclosures with multiple slots and a thin-wire antenna loaded: multiple oblique EMP incidences with arbitrary polarizations, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 51, no. 2, pp. 284–292, 19.05.2009, doi: 10.1109/TEMC.2008.2011891.
- [30] R. Araneo and G. Lovat, Fast MoM analysis of the shielding effectiveness of rectangular enclosures with apertures, metal plates, and conducting objects, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 51, no. 2, pp. 274–283, 19.05.2009, doi: 10.1109/TEMC.2008.2010456.
- [31] A. C. Marvin, J. F. Dawson, S. Ward, L. Dawson, J. Clegg, and A. Weissenfeld, A proposed new definition and measurement of the shielding effect of equipment enclosures, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 3, pp. 459–468, 03.08.2004, doi: 10.1109/TEMC.2004.831901.
- [32] H. Azizi, M. Chebout, H. Moulai, A. Breard, C. Vollaire, *Electromagnetic shielding* performance of a metallic enclosure with apertures, EEA, vol. 68, nr. 1, styczeń-marzec 2020.
- [33] A. Ciccomancini Scogna, Shielding performance of a metallic rack used for telecommunication equipments: FIT modeling and measurements, 17th Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat., 27.02-03.03.2006, Singapore, IEEE 15.05.2006, vol. 2006, pp. 626– 629, doi: 10.1109/EMCZUR.2006.215012.
- [34] C. Sci, S. Güler, S. Yenikaya, Analysis of shielding effectiveness by optimizing aperture dimensions of a rectangular enclosure with genetic algorithm, Turkish Journ. Elec. Engineer. Comp. Scien., vol. 29, no. 2, 2021, doi: 10.3906/elk-2005-113.

- [35] E. S. Siah, K. Sertel, J. L. Volakis, V. V. Liepa, R. Wiese, *Coupling Studies and Shielding Techniques for Electromagnetic Penetration Through Apertures on Complex Cavities and Vehicular Platforms*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 45, no. 2, pp. 245-257, 28.05.2003, doi:10.1109/TEMC.2003.810814.
- [36] C. Feng, Z. Shen, A hybrid FD-MoM technique for predicting shielding effectiveness of metallic enclosures with apertures, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 47, no. 3, pp. 456-462, 08.2005, doi: 10.1109/TEMC.2005.851726.
- [37] T. Dyballa, K. Haake, R. Kebel, T. Stadtler, J. L. Ter Haseborg, *Measurement of the local distribution of the electric field coupled into shielding enclosures via apertures*, 2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC Europe, 08-12.09.2008, Germany, IEEE Xplore 24.02.2009, doi: 10.1109/EMCEUROPE.2008.4786929.
- [38] H. Schipper, F. Leferink, Shielding effectiveness measurements of materials and enclosures using a dual vibrating intrinsic reverberation chamber, 2015 IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., 16-22.-8.2015, Germany, IEEE Xplore 14.09.2015, doi: 10.1109/ISEMC.2015.7256126.
- [39] Q. Wang, E. Cheng, Z. Qu, *On the shielding effectiveness of small-dimension enclosures using a reverberation chamber*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 53, no. 3, pp. 562-569, 13.06.2011, doi: 10.1109/TEMC.2011.2157164.
- [40] T. Konefal, J. F. Dawson, A. C. Marvin, M. P. Robinson, S. J. Porter, A fast circuit model description of the shielding effectiveness of a box with imperfect gaskets or apertures covered by thin resistive sheet coatings, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 48, no. 1, pp. 134-144, 2006, doi: 10.1109/TEMC.2006.870703.
- [41] A. C. Marvin, Y. Cui, Shielding measurements of equipment enclosures in the radiating near field, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 49, no. 4, pp. 860-867, 19.11.2007, doi: 10.1109/TEMC.2007.908268.
- [42] C. Piyadasa, U.Annakkage, A. Gole, A. Rajapakse, U. Premaratne, *The heurestic model of energy propagation in free space, based on detection of a current induced in a conductor inside a continuously covered conducting enclosure by an external radio frequency source,* Open Physics, De Gruyter Open Access, 20.06.2020, doi: 10.1515/phys-2020-0102.
- [43] V. Shukla, Review of electromagnetic interference shielding materials fabricated by iron ingredients, Royal Society of chemistry, vol. 1, pp. 1640-1671, 2019, doi: 10.1039/C9NA00108E.
- [44] P.M. Słobodzian, A. Grytsko, *Determining the EM susceptibility pattern of a shielded object using the SIE-MoM-DD method*, 25th International Microwave and Radar Conference (MIKON2024), 01-04.07.2024, IEEE Xplore 20.08.2024, doi: 10.23919/MIKON60251.2024.10633941.
- [45] G. M. Kunkel, *Shielding of Electromagnetic Waves Theory and Practice*, Springer, 1st edition, 25.07.2019.
- [46] S. A. Schelkunoff, *Electromagnetic waves*, D. Van Nostrand Company, 01.01.1943.
- [47] C. R. Paul, *Introduction to electromagnetic compatibility*, 2nd edition, Wiley-Interscience, 01.01.2006.
- [48] C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 2nd edition, Wiley, 2012.
- [49] J. Galejs, Admittance of a Rectangular Slot Which Is Backed by a Rectangular Cavity, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 11, no. 2, pp. 119–126, 03.1963, doi: 10.1109/TAP.1963.1138001.
- [50] C. R. Paul, S. A. Nasar, *Introduction to electromagnetic fields*, 2nd edition, McGraw-Hill College, 01.01. 1987.

- [51] L. K. Warne, K. C. Chen, Slot Apertures Having Depth and Losses Described By Local Transmission Line Theory, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 32, no. 3, pp. 185-196, 08.1990, doi: 10.1109/15.57112.
- [52] P. Sewell, J. D. Turner, M. P. Robinson et all, *Comparison of analytic, numerical and approximate models for shielding effectiveness with measurement*, IEE Proc. Sci. Meas. Technol., vol. 145, no. 2, pp. 61-66, 03.1998, doi: 10.1049/IP-SMT:19981832.
- [53] G. Cerri, R. De Leo, V. M. Primiani, *Theoretical and experimental evaluation of the electromagnetic radiation from apertures in shielded enclosures, IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 34, no. 4, pp. 423-432, 11.1992, doi: 10.1109/15.179275.
- [54] R. F. Harrington, J. R. Mautz, A Generalized Network Formulation for Aperture Problems, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 24, no. 6, pp. 870-873, 11.1976, doi: 10.1109/TAP.1976.1141420.
- [55] D. T. Auckland, *Electromagnetic Transmission Through Narrow Slots in Thick Conducting Screens*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 28, no. 5, pp. 616-622, 09.1980, doi: 10.1109/TAP.1980.1142382.
- [56] C. M. Butler, Y. Rahmat-Samii, R. Mittra, *Electromagnetic Penetration Through Apertures in Conducting Surfaces*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 26, no. 1, pp. 82-93, 01.1978, doi: 10.1109/TAP.1978.1141788.
- [57] M. W. Jaroszewski, S. Thomas, A. V. Rane, *Advanced materials for electromagnetic shielding : fundamentals, properties, and applications*, rozdz. 1, John Wiley & Sons, 2019.
- [58] Y. J. Wang, W. J. Koh, C. K. Lee, Coupling cross section and shielding effectiveness measurements on a coaxial cable by both mode-tuned reverberation chamber and gtem cell methodologies, Prog. Electromagn. Research, vol. 47, pp. 61-73, 2004, doi: 10.2528/PIER03100101.
- [59] T. W. Więckowski, *Pomiar emisyjności urządzeń elektrycznych i elektronicznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 1997.
- [60] T. W. Więckowski, *Badania kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń elektrycznych i elektronicznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2001.
- [61] G. Koepke and J. Ladbury, *Radiated Power Measurements in Reverberation Chambers*, 56th ARFTG Conf. Dig. ARFTG 2000, USA 30.11-01.12.2000, IEEE Xplore 12.03.2007, doi: 10.1109/ARFTG.2000.327446.
- [62] L. Piccioli, G. Latmiral, E. Paolini, Use of a Reverberating Enclosure for Measurements of Radiated Power in the Microwave Range, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-18, no. 2, pp. 54-59, 05.1976, doi: 10.1109/TEMC.1976.303466.
- [63] A. Gifuni, M. Migliaccio, Use of nested reverberating chambers to measure shielding effectiveness of nonreciprocal samples taking into account multiple interactions, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 50, no. 4, pp. 783-786, 28.10.2008, doi: 10.1109/TEMC.2008.2005271.
- [64] V. M. Radivojević, S. Rupčić, V. Alilović, N. Nešić, *The shielding effectiveness measurements of a rectangular enclosure perforated with slot aperture*, Proc. Int. Conf. Smart Syst. Technol., 18-20.10.2017, Croatia, IEEE Xplore 14.12.2017, doi: 10.1109/SST.2017.8188681.
- [65] C. R. Dunlap, C. L. Holloway, J. M. Ladbury, J. A. Gordon, J. Coder, G. Koepke, *Measurement of shielding effectiveness of electrically-small enclosures*, 30th URSI Gen. Assem. Sci. Symp. URSIGASS 2011, 13-20.08.2011, Turkey, IEEE Xplore 20.10.2011, doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6050695.
- [66] A. C. Marvin, S. L. Parker, J.F. Dawson, M. P. Robinson, Measurements and Power Balance

Calculations of the Shielding Effectiveness of Partioned Equipment Enclosures, 2019 Int. Symp. on Electromagn. Compat. - EMC Europe, 02-06.09.2019 Spain, IEEE Xplore 17.10.2019.

- [67] S. Greco, M. S. Sarto, *Hybrid mode-stirring technique for shielding effectiveness measurement of enclosures using reverberation chambers*, IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., 09-13.07.2007, USA, IEEE Xplore 24.09.2007, doi: 10.1109/ISEMC.2007.243.
- [68] C. H. Fang, S. Q. Zheng, H. Tan, D. G. Xie, Q. Zhang, Shielding Effectiveness Measurements on Enclosures with Various Apertures by Both Mode-Tuned Reverberation Chamber and GTEM Cell Methodologies, Int. Symp. Electromag. Compat. - EMC Europe, 17-21.09.2012, Italy, IEEE Xplore 31.12.2012, doi: 10.1109/EMCEurope.2012.6396857.
- [69] 2014/30/UE Dyrektywa kompatybilności elektromagnetycznej EMC z dnia 26.02.2014, https://www.ce-polska.pl/201430ue-dyrektywa-emc-dyrektywakompatybilnosci?gad_source=1&gclid=Cj0KCQiA35urBhDCARIsAOU7Qwmy3GWvPoG 4FVDt8w5OXFrfOfAw0rHoBykQ_Fb8w4Ey4Ohd5zmXHRUaAtUaEALw_wcB, dostęp: 29.11.2023.
- [70] PN-EN IEC 61000-4-3:2021-06: Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) Część 4-3: Metody badań i pomiarów - Badanie odporności na promieniowane pole elektromagnetyczne o częstotliwości radiowej, https://sklep.pkn.pl/pn-en-iec-61000-4-3-2021-06e.html, dostęp:30.09.2022.
- [71] PN-EN IEC 55016-1-1:2019-07: Wymagania dotyczące aparatury pomiarowej i metod pomiaru zaburzeń radioelektrycznych oraz odporności na zaburzenia Część 1-1: Aparatura do pomiaru zaburzeń radioelektrycznych i do badań odporności Aparatura pomiarowa, https://sklep.pkn.pl/pn-en-iec-55016-1-1-2019-07e.html, dostęp: 30.09.2022.
- [72] PN-EN 61000-5-7:2005: Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) Część 5-7: Wytyczne instalowania urządzeń i ograniczania zaburzeń Stopnie ochrony przed zaburzeniami elektromagnetycznymi zapewniane przez obudowy (kod EM), https://sklep.pkn.pl/pn-en-61000-5-7-2005p.html, dostęp: 30.09.2022.
- [73] PN-EN 55016-2-1:2014-09/A1:2017-12: Wymagania dotyczące aparatury pomiarowej i metod pomiaru zaburzeń radioelektrycznych oraz odporności na zaburzenia - Część 2-1: Metody pomiaru zaburzeń i badania odporności - Pomiary zaburzeń przewodzonych, https://sklep.pkn.pl/pn-en-55016-2-1-2014-09-a1-2017-12e.html, dostęp: 30.09.2022.
- [74] IEEE SA IEEE 299.1-2013: IEEE Standard method for measuring the shielding effectiveness of enclosures and boxes having all dimensions between 0.1 m and 2 m, https://standards.ieee.org/ieee/299.1/4061/, dostep: 01.10.2022.
- [75] *Decyzja Nr 40/MON Ministr Obrony Narodowej z dnia 17.03.2020*, (Dz.U. Ministra Obrony Narodowej 18.03.2020, poz. 50), https://www.dz.urz.mon.gov.pl/zasoby/dziennik/pozy-cje/tresc-aktow/pdf/2020/03/poz._50_dec._Nr_40-sig.pdf, dostęp: 19.08.2024.
- [76] Materiały pomocnicze do ćwiczenia nr 3 Pomiar emisyjności urządzeń elektrycznych w komorze GTEM, Laboratorium kompatybilności elektromagnetycznej Politechniki Wrocławskiej, instrukcję opracował dr inż. Z. M. Jóskiewicz, 2004, rev. 2018.
- [77] *CISPR 16-1-4:2019: Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods*, https://webstore.iec.ch/publication/28457, dostęp: 27.09.2022.
- [78] H. Breuer, Atlas fizyki, Prószyński I S-ka, 2005.
- [79] A. Gifuni et al., On the evaluation of the shielding effectiveness of an electrically large enclosure, Adv. Electromagn., vol. 1, no. 1, pp. 84-91, 2012, doi: 10.7716/AEM.V1I1.44.
- [80] M. N. O. Sadiku, Numerical Techniques in Electromagnetics 2nd edition, CRC Press, 12.07.2000.

- [81] M. N. O. Sadiku, *Computational electromagnetics with MATLAB 4th edition*, CRC Press, 2022.
- [82] R. Garg, Analytical and Computational Methods in Electromagnetics, Artech House Publishers, 01.08.2008.
- [83] S. Benhassine, L. Pichon, W. Tabbara, An efficient finite-element time-domain method for the analysis of the coupling between wave and shielded enclosure, IEEE Trans. Magn., vol. 38, no. 2 I, pp. 709-712, 07.08.2002, doi: 10.1109/20.996184.
- [84] D. B. Davidson, *Computational electromagnetics for RF and microwave engineering 2nd edition*, Cambridge University Press, 29.11.2010.
- [85] P. Yla-Oijala, J.Markkanen, S. Jarvenpaa, S. P. Kiminki, Surface and Volume Integral Equation Methods for Time-Harmonic Solutions of Maxwell's Equations, Progress in electromagnetic research, vol.149, pp. 15-44, 2014.
- [86] M. Li, J. Nuebel, J. L. Drewniak, R. E. DuBroff, T. H. Hubing, T. P. Van Doren, *EMI from cavity modes of shielding enclosures FDTD modeling and measurements*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 42, no. 1, pp. 29-38, 29.02.2000, doi: 10.1109/15.831702.
- [87] C. G. Batista, C. G. Rego, Application of the Finite-Difference Frequency-Domain (FDFD) method on radiowave propagation in urban environments, J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl., vol. 17, no. 3, pp. 373-384, 09.2018, doi: 10.1590/2179-10742018V17I31318.
- [88] A. Christ, H. L. Hartnagel, *Three-dimensional finite-difference method for the analysis of microwave-device embedding*, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 35, no. 8, pp. 688-696, 08.1987, doi: 10.1109/TMTT.1987.1133733.
- [89] K. Beilenhoff, W. Heinrich, H. L. Hartnagel, Improved Finite-Difference Formulation in Frequency Domain for Three-Dimensional Scattering Problems, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 40, no. 3, pp. 540-546, 06.08.1992, doi: 10.1109/22.121730.
- [90] P. M. Słobodzian, *Electromagnetic Analysis of Shielde Microwave Structures. The Surface Integral Equation Approach*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2007.
- [91] R. Araneo, G. Lovat, An efficient MoM formulation for the evaluation of the shielding effectiveness of rectangular enclosures with thin and thick apertures, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 50, no. 2, pp. 294-304, 05.2008, doi: 10.1109/TEMC.2008.919031.
- [92] W. C. Chew, J. M. Jin, E. Michielssen, J. Song, *Fast and Efficient Algorithms in Computational Electromagnetics*, Artech House, 01.07.2001.
- [93] T. H. Hubing, Survey of Numerical Electromagnetic Modeling Techniques, raport nr TR91-1-001.3 Univ. Missouri-Rolla, Electromagn. Compat. Lab., 01.09.1991, https://www.researchgate.net/publication/269707280_Survey_of_Numerical_Electromagnet ic_Modeling_Techniques?channel=doi&linkId=54944ecc0cf295177ccf67cd&showFulltext =true, dostęp: 03.03.2023.
- [94] A. Bondeson, T. Rylander P. Ingelström, *Computational electromagnetics*, Springer, 15.08.2005.
- [95] P. Sumithra, D. Thiripurasundari, *Review on Computational Electromagnetics*, Adv. Electromagn., vol. 6, no. 1, pp. 42-55, 10.03.2017, doi: 10.7716/AEM.V6I1.407.
- [96] A. Taflove, K. Umashankar, A Hybrid Moment Method/Finite-Difference Time-Domain Approach to Electromagnetic Coupling and Aperture Penetration into Complex Geometries, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 30, no. 4, pp. 617-627, 07.1982, doi: 10.1109/TAP.1982.1142860.
- [97] M. A. Morgan, C. H. Chen, S. C. Hill, P. W. Barber, Finite element-boundary integral

formulation for electromagnetic scattering, Wave Motion, vol. 6, no. 1, pp. 91-103, 01.1984, doi: 10.1016/0165-2125(84)90025-8.

- [98] J. Sroka, H. Baggenstos, R. Ballisti, *On the coupling of the generalized multipole technique with the finite element method*, IEEE Trans. Magn., vol. 26, no. 2, pp. 658-661, 03.1990, doi: 10.1109/20.106403.
- [99] X. Yuan, D. R. Lynch, J. W. Strohbehn, Coupling of Finite Element and Moment Methods for Electromagnetic Scattering from Inhomogeneous Objects, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 38, no. 3, pp. 386-393, 03.1990, doi: 10.1109/8.52246.
- [100] M. W. Ali, T. H. Hubing, J. L. Drewniak, A hybrid FEM/MOM technique for electromagnetic scattering and radiation from dielectric objects with attached wires, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 39, no. 4, pp. 304-314, 11.1997, doi: 10.1109/15.649818.
- [101] M. S. Tharf, G. I. Costache, A Hybrid Finite Element—Analytical Solutions for Inhomogeneously Filled Shielding Enclosures, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 36, no. 4, pp. 380-385, 11.1994, doi: 10.1109/15.328870.
- [102] B. Bieda, P. Słobodzian, Efficiency of the IE-MoM Approach in the Analysis of Dielectric Bodies Embedded in a Cavity, 18th Int. Conf. Microw., Rad. Wirel. Commun., 14-16.06.2010, Lithuania, IEEE Xploe 05.08.2010.
- [103] P. Dehkhoda, A. Tavakoli, R. Moini, An efficient and reliable shielding effectiveness evaluation of a rectangular enclosure with numerous apertures, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 50, no. 1, pp. 208-212, 22.02.2008, doi: 10.1109/TEMC.2007.911922.
- [104] D. Shi, Y. Shen, F. Ruan, Z. Wei, Y. Gao, Shielding analysis of enclosure with aperture irradiated by plane wave with arbitrary incident angle and polarization direction, IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., 18-22.08.2008, USA, IEEE Xplore 14.10.2008, doi: 10.1109/ISEMC.2008.4652130.
- [105] J. R. Solin, Formula for the field excited in a rectangular cavity with a small aperture, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 53, no. 1, pp. 82-90, 02.2012, doi: 10.1109/TEMC.2010.2053711.
- [106] H. A. Bethe, *Theory of Diffraction by Small Holes*, Phys. Rev., vol. 66, no. 7-8, pp. 163-182, 26.01.1944, doi: 10.1103/PHYSREV.66.163.
- [107] M. P. Robinson et al., Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 40, no. 3, pp. 240-248, 31.08.1998, doi: 10.1109/15.709422.
- [108] M. P. Robinson et al., Shielding effectiveness of a rectangular enclosure with a rectangular aperture, Electron. Lett., vol. 32, no. 17, pp. 1559-1560, 15.08.1996, doi: 10.1049/el:19961030.
- [109] T. Martin, M. Bäckström, J. Lorén, Semi-empirical modeling of apertures for shielding effectiveness simulations, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 45, no. 2, pp. 229-237, 05.2003, doi: 10.1109/TEMC.2003.810818.
- [110] F. Tahar Belkacem, M. Bensetti, A. G. Boutar, D. Moussaoui, M. Djennah, B. Mazari, *Combined model for shielding effectiveness estimation of a metallic enclosure with apertures*, IET Sci. Meas. Technol., vol. 5, no. 3, pp. 88-95, 05.2011, doi: 10.1049/iet-smt.2010.0040.
- [111] M. Felleisen, *Adaptive Simpson integration (code)*, https://lists.racket-lang.org/users/archive/2012-January/050205.html, dostęp: 14.02.2023.
- [112] R. F. Harringto, J. R. Mautz, *Electromagnetic coupling through apertures by the generalized admittance approach*, Comput. Phys. Commun., vol. 68, no. 1-3, pp. 19-42, 11.1991, doi: 10.1016/0010-4655(91)90192-N.
- [113] J.R. Mautz, R.F. Harrington, *Transmission from a Rectangular Waveguide into Half Space*

Through a Rectangular Aperture, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 26, no. 1, pp. 44-45, 01.1978, doi: 10.1109/TMTT.1978.1129307.

- [114] B. Audone, M. Balma, *Shielding Effectiveness of Apertures in Rectangular Cavities*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 31, no. 1, pp. 102-106, 02.1989, doi: 10.1109/15.19916.
- [115] G. Cerri, R de Leo, R de Rentiis, V.M. Primiani, ESD field penetration through slots into shielded enclosures: a time domain approach, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 39, no. 4, pp. 377-386, 11.1997, doi: 10.1109/15.649842.
- [116] M. Li, J. Nuebel, J. L. Drewniak, R. E. DuBroff, T. H. Hubing, T. P. Van Doren, *EMI from airflow aperture arrays in shielding enclosures experiments, FDTD, and MoM modeling*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 42, no. 3, pp. 265-275, 31.08.2000, doi: 10.1109/15.865333.
- [117] G. Wu, Z. Q. Song, X. G. Zhang, B. Liu, Study on coupling characteristics of electromagnetic wave penetrating metallic enclosure with rectangular aperture, Appl. Comput. Electromagn. Soc. J., vol. 26, no. 7, pp. 611-618, 07.2011.
- [118] K. Murano, T. Sanpei, F. Xiao, C. Wang, Y. Kami, J. L. Drewniak, Susceptibility characterization of a cavity with an aperture by using slowly rotating EM fields: FDTD analysis and measurements, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 46, no. 2, pp. 169-177, 31.05.2004, doi: 10.1109/TEMC.2004.826870.
- [119] G. Gradoni, T. M. Antonsen, S. M. Anlage, E. Ott, A statistical model for the excitation of cavities through apertures, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 57, no. 5, pp. 1049-1061, 23.07.2015.
- [120] M. C. Yin, P.A. Du, Study of the Electromagnetic Resonances of a Cavity with an Aperture Using Numerical Method and Equivalent Circuit Method, Engin. Techn. Intern. J. Electr. Comm. Engin., vol. 9, no.10, 2015.
- [121] Y. Gon, X. Chen, An analytical model for predicting the shielding effectiveness and resonances of a lossy enclosure with apertures, J. Electromagn. Waves Appl., vol. 36, no. 4, pp. 488-504, 03.2022, doi: 10.1080/09205071.2021.1972844.
- [122] J. Sun, Y. Gong, L. Jiang, An improved model for the analysis of the shielding performance of an apertured enclosure based on EMT theory and BLT equation, J. Electromagn. Waves Appl., vol. 36, no. 2, pp. 246-260, 01.2022, doi: 10.1080/09205071.2021.1961614.
- [123] J. Zhou, X. Wang, L. Zou, A hybrid algorithm method for calculating electromagnetic shielding effectiveness of apertured enclosure with an arbitrary inner window, IEICE Electron. Express, vol. 19, no. 23, 12.2022, doi: 10.1587/ELEX.19.20220405.
- [124] J. Zhou and X. Wang, Fast prediction of the shielding effectiveness of heterotypic enclosures based on EMT theory, Int. J. RF Microw. Comput. Eng., vol. 32, no. 12, 12.2022, doi: 10.1002/MMCE.23463.
- [125] Z. L. Jia, H. H. Zhang, D. Z. Ding, L. Zhao, Q. Ren, L. J. Jiang, *Time-Domain Shielding Effectiveness Analysis Based on DGTD Method Accelerated by Local Time-Stepping and Parallel Techniques*, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 65, no. 3, pp. 900-911, 01.2023, doi: 10.1109/TEMC.2023.3239162.
- [126] R. D. Graglia, G. Lombardi, Machine precision evaluation of singular and nearly singular potential integrals by use of Gauss quadrature formulas for rational functions, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 56, no. 4, pp. 981-998, 04.2008, doi: 10.1109/TAP.2008.919181.
- [127] A. Herschlein, J. V. Hagen, W. Wiesbeck, *Methods for the Evaluation of Regular, Weakly Singular and Strongly Singular Surface Reaction Integrals Arising in Method of Moments*, Appl. Comput. Electromagn. Soc. Newsl., vol. 17, no. 1, pp. 63-73, 2002.
- [128] M. A. Khayat, D. R. Wilton, Evaluation of singular and near-singular potential integrals,

IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 53, no. 10, pp. 3180-3190, 10.2005, doi: 10.1109/TAP.2005.856342.

- [129] A. G. Polimeridis, J. R. Mosig, Complete semi-analytical treatment of weakly singular integrals on planar triangles via the direct evaluation method, Int. J. Numer. Methods Eng., vol. 83, no. 12, pp. 1625-1650, 09.2010, doi: 10.1002/NME.2877.
- [130] D. J. Taylor, Accurate and efficient numerical integration of weakly singular integrals in Galerkin EFIE solutions, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, no. 7, pp. 1630-1637, 07.2003, doi: 10.1109/TAP.2003.813623.
- [131] P. Słobodzian, A. Grytsko, A new closed-form formula for calculating a weakly singular static potential integral with linear current source distribution on a triangle, Bulletin of the Polish Academy of Sciences and Technical Sciences, vol. 71, no. 1, 2023, doi:10.24425/bpasts.2022.143645.
- [132] P.Słobodzian, A. Grytsko, A simple analytical formula for calculating a weakly singular static potential integral, 24th Int. Microw. Rad. Conf. (MIKON2022), 12-14.09.2022, Poland, IEEE Xplore 25.10.2022.
- [133] M. J. Bluck, M. D. Pocock, S. P. Walker, Accurate method for the calculation of singular integrals arising in time-domain integral equation analysis of electromagnetic scattering, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 45, no. 12, pp. 1793-1798, 12.1997, doi: 10.1109/8.650197.
- [134] A. G. Polimeridis, F. Vipiana, J. R. Mosig, D. R. Wilton, *DIRECTFN: Fully numerical algorithms for high precision computation of singular integrals in galerkin SIE methods*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 6, pp. 3112-3122, 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2246854.
- [135] M. S. Tong, W. C. Chew, A novel approach for evaluating hypersingular and strongly singular surface integrals in electromagnetics, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 11, pp. 3593–3601, 11.2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2071370.
- [136] R. D. Graglia, Static and Dynamic Potential Integrals for Linearly Varying Source Distributions in Two-and Three-Dimensional Problems, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 35, no. 6, pp. 662-669, 1987, doi: 10.1109/TAP.1987.1144160.
- [137] S. Caorsi, D. Moreno, F. Sidoti, *Theoretical and Numerical Treatment of Surface Integrals Involving the Free-Space Green's Function*, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 41, no. 9, pp. 1296-1301, 1993, doi: 10.1109/8.247757.
- [138] R. D. Graglia, On the Numerical Integration of the Linear Shape Functions Times the 3-D Green's Function or its Gradient on a Plane Triangle, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 41, no. 10, pp. 1448-1455, 1993, doi: 10.1109/8.247786.
- [139] T. F. Eibert, V. Hansen, On the Calculation of Potential Integrals for Linear Source Distributions on Triangular Domains, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 43, no. 12, pp. 1499-1502, 1995, doi: 10.1109/8.475946.
- [140] P. Arcioni, M. Bressan, L. Perregrini, On the evaluation of the double surface integrals arising in the application of the boundary integral method to 3-D problems, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 45, no. 3, pp. 436-439, 1997, doi: 10.1109/22.563344.
- [141] I. Bogaert, D. De Zutter, High precision evaluation of the selfpatch integral for linear basis functions on flat triangles, IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 5, pp. 1813-1816, 05.2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2044352.
- [142] A. A. Kucharski, Analiza zagadnień promieniowania i rozpraszania fal elektromagnetycznych za pomocą równań całkowych, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 2012.

- [143] M. Abramowitz, I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions: with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, National Bureau of standards, Applied mathematical series 55, June 1964, Tenth Printing, December 1972.
- [144] K. Szostak, Ocena możliwości wykorzystania oprogramowania FEKO do analizy przy użyciu metody dekompozycji dziedziny obliczeniowej (Raport nr. RNR/01BV000116/2018/IX/2), Wrocław, 2018.
- [145] Altair Feko 2024 User Guide, Altair, 14.03.2023 https://help.altair.com/feko/pdf/Altair_Feko_User_Guide.pdf, dostęp:14.06.2023.
- [146] P. Słobodzian, A. Grytsko, A far-field susceptibility pattern of a shielded object, 35th General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), 19-26.08.2023, Japan, IEEE Xplore 03.10.2023, doi:10.23919/UR-SIGASS57860.2023.10265424.
- [147] P.M. Słobodzian, A method for determining sorted level curves in the radiation pattern of an antenna, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 21, no. 4, pp. 838-842, 14.02.2022, doi:10.1109/LAWP.2022.3150718.
- [148] P.M. Słobodzian, A simple method for improving accuracy in determining the beam axis of an antenna, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 21, no. 1, 15.10.2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3120314.
- [149] P.M. Słobodzian, A. Grytsko, Comparative analysis of EM susceptibility of shielded objects based on susceptibility pattern, International Symposium on EM Compat. – EMC Europe, 04-08.09.2023, IEEE Xplore 10.10.2023, doi: 10.1109/EMCEurope57790.2023.10274268.
- [150] L. F. Shampine, Vectorized adaptive quadrature in MATLAB, J Comput Appl Math, vol. 211, no. 2, pp. 131-140, 02.2008, doi: 10.1016/J.CAM.2006.11.021.
- [151] P. Favati, G. Lotti, F. Romani, Algorithm 691: Improving QUADPACK automatic integration routines, ACM Transactions on Mathematical Software, vol. 17, no. 2, pp. 218-232, 01.06.1991, doi:10.1145/108556.108580.
- [152] W. Gander, W. Gautschi, *Adaptive Quadrature Revisited*, BIT Numerical mathematics, vol. 40, no. 1, pp. 84-101, 2000, doi:10.1023/A:1022318402393.
- [153] B.M. Kolundzija, *Electromagnetic modeling of composite metallic and dielectric structures*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 7, pp. 1021-1032, 31.07.1999, doi:10.1109/22.775434.
- [154] M.B. Villarino, *Gauss on Gaussian Quadrature*, The American Mathematical Monthly, vol. 127, no. 2, 06.01.2020, doi:10.1080/00029890.2020.1680201.
- [155] P.E. Bjorstad, S.C. Brenner, L. Halpern, H.H. Kim, R. Kornhuber, T. Rahman, O.B. Widlund, Domain decomposition methods in science and engineering XXIV, Springer, 2018.
- [156] Y. Han, H. Shao, J. Dong, S. Selleri, *Improved Generalized Single-Source Tangential Equivalence Principle Algorithm with Contact-Region Modeling Method for Array Structures*, Int. J. of Antennas and Propagation, vol. 2018, no.1, 27.06.2018, doi: 10.1155/2018/9875041.
- [157] X.Q. Sheng, W. Song, *Essentials of computational electromagnetics*, Wiley-IEEE Press, 2012.
- [158] P. Słobodzian, Zastosowanie techniki dekompozycji dziedziny obliczeniowej w metodzie IE-MoM, Raport nr I28/S-114/09, Wrocław, 2009.
- [159] B. Bieda, Zastosowanie metody powierzchniowych równań całkowych w rozwiązaniu zagadnień elektromagnetycznych z bryłami dielektrycznymi zanurzonymi w uwarstwionym ośrodku zamkniętym (Rozprawa doktorska), Promotor: dr hab. inż. P. Słobodzian, RaportW04/P-005/2014, Wrocław, 2014.

- [160] C. T. Tai, Dyadic Green Functions in Electromagnetic Theory 2nd edition, IEEE Press, 01.01.1994.
- [161] B. Bieda, P. Słobodzian, *The SIE-MoM analysis of mixed vertical-horizontal metallization inside uniform waveguides and cavities*, 20th Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON), 16-18.06.2014, IEEE Xplore 18.09.2014, doi: 10.1109/MIKON.2014.6899874.
- [162] C.A. Balanis, Antenna theory: a review, Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 7-23, 06.08.2002, doi:10.1109/5.119564.
- [163] L. L. Tsai, C. E. Smith, *Moment Methods in Electromagnetics for Undergraduates*, IEEE Transactions on Education, vol. 21, no. 1, pp. 14-22, 1978, doi: 10.1109/TE.1978.4321178.
- [164] A. G. Polimeridis, J.M. Tamayo, J.M. Rius, J.R. Mosig, Fast and accurate computation of hypersingular integrals in galerkin surface integral equation formulations via the direct evaluation method, IEEE Trans Antennas Propag., vol. 59, no. 6 PART 2, pp. 2329-2340, Jun. 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2143662.
- [165] D. R. Wilton et al., Potential Integrals for Uniform and Linear Source Distributions on Polygonal and Polyhedral Domains, IEEE Trans Antennas Propag., vol. 32, no. 3, pp. 276-281, 1984, doi: 10.1109/TAP.1984.1143304.
- [166] A. G. Polimeridis, T. V. Yioultsis, On the direct evaluation of weakly singular integrals in Galerkin mixed potential integral equation formulations, IEEE Trans Antennas Propag., vol. 56, no. 9, pp. 3011-3019, 2008, doi: 10.1109/TAP.2008.928782.
- [167] I. Hänninen, M. Taskinen, J. Sarvas, Singularity subtraction integral formulae for surface integral equations with RWG, rooftop and hybrid functions, Progress In Electromagnetics Research, vol. 63, pp. 243-278, 21.08.2006, doi:10.2528/PIER06051901.
- [168] R.F. Harrington, *Matrix Methods for Field Problems*, Proceedings of the IEEE, vol. 55, no. 2, pp. 136-149, 02.1967, doi: 10.1109/PROC.1967.5433.
- [169] R.Ø. Aas, *Electromagnetic Scattering: a surface integral equation formulation*, NTNU Open, master thesis, 2012, https://ntnuopen.ntnu.no/ntnu-xmlui/handle/11250/246792, dostęp: 09.10.2023.
- [170] S. Järvenpää, M. Taskinen, P. Ylä-Oijala, Singularity subtraction technique for high-order polynomial vector basis functions on planar triangles, IEEE Trans Antennas Propag., vol. 54, no. 1, pp. 42-49, 2006, doi: 10.1109/TAP.2005.861556.
- [171] S. Järvenpää, M. Taskinen, P. Ylä-Oijala, Surface integral equation formulations for solving electromagnetic scattering problems with iterative methods, Radio Science, vol. 40, no. 6, pp.1-9, 12.2005.