

Politechnika Poznańska
Wydział Elektroniki i Telekomunikacji
Katedra Telekomunikacji Multimedialnej i Mikroelektroniki

Streszczenie rozprawy doktorskiej

**Modelowanie ultra szerokopasmowych
bezprzewodowych kanałów
telekomunikacyjnych zawierających
przeszkody wypukłe**

Piotr Górniak

Promotor: prof. dr hab. inż. Wojciech Bandurski

Poznań, 2010 rok

| | |
|--|-----------|
| 1. Wprowadzenie | 2 |
| 1.1. Transmisja ultra szerokopasmowa | 2 |
| 1.2. Teza i cel rozprawy..... | 3 |
| 2. Obszar tematyczny rozprawy | 5 |
| 2.1. Sygnał UWB w kanale propagacyjnym | 6 |
| 3. Dyfrakcja na pojedynczym obiekcie wypukłym..... | 7 |
| 3.1. Model pojedynczej przeszkody wypukłej | 7 |
| 3.2. Odpowiedź impulsowa pojedynczej przeszkody wypukłej wyznaczona metodą analityczno-numeryczną..... | 9 |
| 3.3. Odpowiedź impulsowa pojedynczej przeszkody wypukłej wyznaczona metodą analityczną | 11 |
| 4. Dyfrakcja w strefie przejściowej..... | 17 |
| 4.1. Odpowiedź impulsowa kaskady dwóch przeszkód wypukłych | 17 |
| 4.2. Odpowiedź impulsowa kanału z kaskadą N przeszkód wypukłych | 20 |
| 5. Uproszczona odpowiedź impulsowa przeszkód wypukłych i symulacje numeryczne | 23 |
| 5.1. Procedura obliczenia odpowiedzi impulsowej przeszkód wypukłych | 23 |
| 5.2. Weryfikacja numeryczna odpowiedzi impulsowych przeszkód wypukłych | 25 |
| 6. Eksperymentalna weryfikacja opracowanego modelu | 27 |
| 7. Wnioski końcowe..... | 32 |
| Literatura | 33 |

1. Wprowadzenie

1.1. Transmisja ultra szerokopasmowa

Zapotrzebowanie na przesyłanie sygnałów (informacji) na określone odległości, w zadanej postaci, objętości oraz z wymaganą szybkością i niezawodnością pojawia się w całej gamie zastosowań technologicznych w obszarze telekomunikacji. W przypadku transmisji danych medium do tego przeznaczonym może być przewodnik elektryczny, światłowód, powietrze (transmisja bezprzewodowa) itd.

Rozprawa dotyczy problemu ultra szybkiego bezprzewodowego przesyłania sygnałów, które potencjalnie umożliwiłyby przepływności bitowe rzędu kilku Gb/s. Odpowiedzią na te komunikacyjne wyzwania jest technologia UWB, ponieważ jak wynika z twierdzenia Shannona, maksymalna możliwa do uzyskania przepływność w danym systemie, rośnie najszybciej przy zwiększaniu szerokości pasma, jakie zajmuje transmitowany sygnał. Dlatego korzyścią, płynącą z faktu zwiększonej szerokości pasma sygnału nadawanego, jest m.in. możliwość przesyłania bezprzewodowo bardzo pojemnych strumieni bitowych na bieżąco. Zastosowanie technologii UWB, oprócz znacznego zwiększenia przepływności transmitowanych danych, pozwala na uproszczenie struktury nadajnika i odbiornika w porównaniu do nadajników i odbiorników wąskopasmowych. Umożliwia to fakt, że sygnał UWB może być transmitowany w paśmie podstawowym, a także zastosowanie prostszej modulacji, jaką jest np. modulacja położenia impulsów w dziedzinie czasu - PPM (*ang.* Pulse Position Modulation). Do innych korzyści, wynikających z zastosowania technologii UWB należą m.in. zwiększona rozdzielczość w technice namierzania, zwiększona dokładność przy obrazowaniu lokalizowanych obiektów oraz możliwość wysyłania sygnału z mniejszą mocą, dzięki zwiększonej odporności sygnału UWB na szumy [19]. Pamiętając o wielu korzyściach wynikających z ewentualnego zastosowania technologii UWB, trzeba również zaznaczyć, że fakt zajmowania przez sygnał ultra szerokiego pasma, powoduje pojawienie się dodatkowych problemów, które należy rozwiązać przy projektowaniu systemu UWB. Problemy te mają pomijalne znaczenie przy projektowaniu systemów wąskopasmowych. Wynikają one ze zniekształceń impulsu UWB, wywoływanych przez przeszkody w kanale propagacyjnym.

Dlatego do prawidłowego zaprojektowania systemu UWB potrzebna jest analiza zniekształceń, jakich doznaje sygnał UWB w kanale. Aby tego dokonać, należy przeprowadzać analizy kanału propagacyjnego pomiędzy anteną nadawczą i odbiorczą. W

tym celu potrzebne jest określenie modelu kanału propagacyjnego. Modelowania kanałów propagacyjnych można dokonać przy użyciu pomiarów, teoretycznie lub łącząc te dwie metody. Rozprawa rozwija temat teoretycznego modelowania kanałów UWB poprzez zdefiniowanie modeli zjawisk falowych zachodzących na obiektach wypukłych.

1.2. Teza i cel rozprawy

Zjawiska odbicia oraz dyfrakcji na obiektach wypukłych opisane są podobnym aparatem matematycznym. Jednak fizykalna i geometryczna analiza zjawiska dyfrakcji jest bardziej złożona. Z tych względów w rozprawie przedstawiono efektywne modele dyfrakcji na obiektach wypukłych, które mogą być użyte w programie symulacyjnym do analizy zniekształceń sygnału UWB, doznającego dyfrakcji na przeszkodach wypukłych. W przypadku transmisji sygnału UWB, z uwagi na jego ultra szerokie pasmo, najkorzystniej jest określić kanał propagacyjny w dziedzinie czasu [22]. Dlatego modelem dyfrakcji, który został wyznaczony, jest odpowiedź impulsowa obiektu oraz obiektów wypukłych dla przypadku dyfrakcji, czyli czasowy współczynnik dyfrakcji dla takich obiektów, który został wyznaczony przez wykorzystanie Jednolitej Teorii dyfrakcji – UTD (ang. Uniform Theory of Diffraction)

Teza rozprawy została sformułowana w sposób następujący:

„Możliwe jest opracowanie czasowego współczynnika dyfrakcji (odpowiedzi impulsowej) jednej przeszkody lub wielu przeszkód wypukłych oraz procedury obliczania tych odpowiedzi, za pomocą których można by w efektywny sposób, bezpośrednio w dziedzinie czasu, analizować propagację sygnału UWB w torze transmisyjnym”.

W celu zweryfikowania tak postawionej tezy w rozprawie zostały wykonane następujące zadania:

I. Wyznaczenie współczynników czasowych przeszkód wypukłych poprzez:

- 1) Przybliżenie Jednolitej Teorii Dyfrakcji w dziedzinie częstotliwości do postaci dogodnej do przekształcenia jej do dziedziny czasu dla dyfrakcji na pojedynczej przeszkodzie wypukłej („dyfrakcja amplitudy”),
- 2) Wyznaczenie przybliżonej UTD dla dyfrakcji zbrocza w przypadku dyfrakcji na kaskadzie obiektów wypukłych,

3) Przekształcenie przybliżonych współczynników „dyfrakcji amplitudy” do dziedzinę czasu poprzez użycie transformaty Laplace’a, jednostronnej odwrotnej transformaty Fouriera [15] oraz zastosowanie aproksymacji "Vector Fitting" [10],

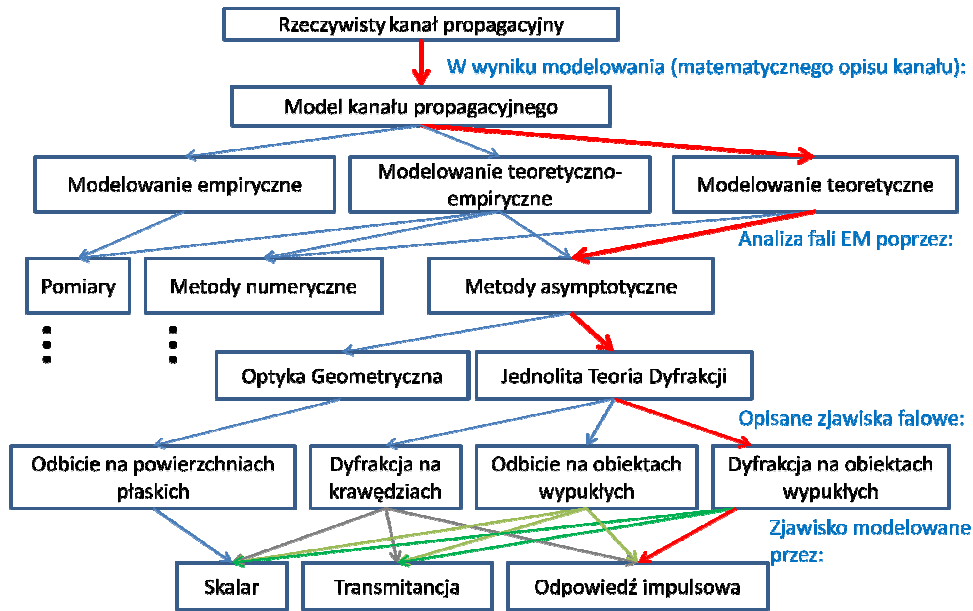
4) Wykorzystanie transformaty Laplace’a oraz jednostronnej odwrotnej transformaty Fouriera również dla przypadku „dyfrakcji zbocza”.

5) Zaproponowanie aproksymacji pozwalających na analityczne wyznaczenie współczynnika czasowego odpowiadającego kaskadzie obiektów wypukłych, które mogą również być wykorzystane przy analitycznym łączeniu współczynników dyfrakcji i odbicia dla obiektów wypukłych oraz innych obiektów, mogących się pojawić na drodze propagacji fali elektromagnetycznej.

Celem pracy było wyznaczenie odpowiedzi impulsowych dobrze przewodzącej przeszkody wypukłej i kaskady dobrze przewodzących przeszkód wypukłych dla przypadku dyfrakcji za pomocą metod, które można by również zastosować przy wyznaczaniu odpowiedzi impulsowych kanałów zawierających inne przeszkody niż wypukłe. Została opracowana procedura efektywnego obliczania odpowiedzi impulsowych tak, aby ich implementacja w programie symulacyjnym była jak najbardziej wydajna.

2. Obszar tematyczny rozprawy

Tematykę rozprawy można sklasyfikować według schematu, przedstawionego na Rys. 2.1.



Rys. 2.1. Schemat obszaru tematycznego dotyczącego problemów rozwiązanych w rozprawie.

Problemy rozwiązane w rozprawie są sklasyfikowane na Rys. 2.1 zgodnie z wytłuszczonymi, czerwonymi strzałkami. Odpowiedzi impulsowe, które zostały przedstawione w rozprawie są modelami zjawiska dyfrakcji na obiektach wypukłych, zdefiniowanego przez Jednolitą Teorię Dyfrakcji, będącą jedną z asymptotycznych metod analizy propagacji pola elektromagnetycznego. Poprzez implementację metod asymptotycznych w opisie propagacji pola EM może być stworzony m. in. teoretyczny model wielokoczęstotliwościowy rzeczywistego kanału propagacyjnego.

Kanał, w którym propaguje się fala elektromagnetyczna, może zawierać przeszkody o różnym kształcie. Są nimi również przeszkody wypukłe. Do obiektów wypukłych w ścisłym sensie zaliczyć można obiekty cylindryczne w budynkach (np. filary), w halach fabrycznych itp. Poza tym, obiektami wypukłymi mogą być elementy, które w wymiarze 2D można modelować łukiem okręgu. Możemy do nich zaliczyć wypukłe powierzchnie w budynkach lub pagórki i wzgórza [1]. Warte podkreślenia jest to, że obiektem wypukłym może być również modelowana obecność człowieka w kanale [4].

Obiekty wypukłe można podzielić według ich parametrów fizycznych. Do obiektów wypukłych zalicza się obiekty bardzo dobrze przewodzące (ich konduktywność $\sigma \rightarrow \infty$) [18], obiekty o skończonej wartości konduktywności, scharakteryzowane

przez ich impedancję powierzchniową [21] oraz obiekty dielektryczne o względnie mniejszej konduktywności [13]. Spośród tych trzech rodzajów obiektów wypukłych, relatywnie najprostszym aparatem matematycznym, opisane jest rozpraszanie fali EM na bardzo dobrze przewodzącym obiekcie. Pomimo uproszczonego opisu zjawisk zachodzących na tym obiekcie, może być on wykorzystany jako model wielu elementów kanału propagacyjnego [1, 4]. Z wymienionych względów, w rozprawie podjęto rozważania dotyczące rozpraszania fali na bardzo dobrze przewodzącym obiekcie, dlatego pojęcie obiekt wypukły (przeszkoda wypukła) jest związane w rozprawie z bardzo dobrym przewodnikiem. Promień krzywizny rozważanych obiektów jest stały. Chociaż w literaturze była podejmowana również analiza rozpraszania fali EM na przeszkodach o zmiennej wartości promienia [11], to podstawą do tych rozważań jest propagacja fali EM na obiekcie o stałej wartości promienia.

2.1. Sygnał UWB w kanale propagacyjnym

Zastosowanie sygnału UWB w transmisji bezprzewodowej pozwala na osiągnięcie wielu korzyści w dziedzinie komunikacji i namierzania [19]. Jednak z jego zastosowaniem wiążą się nowe wyzwania, którym należy sprostać, aby w pełni móc wykorzystać zalety transmisji ultra szerokopasmowej [16]. W tym celu prowadzone są od lat badania propagacji sygnału UWB w torze transmisyjnym poprzez wykorzystanie metod empirycznych (pomiarów) oraz metod teoretycznych. Wymóg współistnienia systemów UWB z innymi już istniejącymi systemami wąsko i szerokopasmowymi, prowadzący do wyznaczenia ograniczeń na poziom gęstości widmowej mocy sygnału UWB [3], inspirowane badania nad różnymi kształtami impulsów UWB, posiadających pożądaną charakterystykę gęstości widmowej mocy. Prowadzone są szeroko prace nad projektowaniem ultra szerokopasmowych anten, których parametry, takie jak zysk energetyczny są funkcją częstotliwości [2]. Uzupełnieniem badań nad generacją sygnału UWB i antenami, które będą wysyłały sygnał do medium, są prace nad modelowaniem kanałów propagacyjnych UWB [20]. Wkładem w teoretyczną metodę modelowania kanałów UWB są wyniki, które są zaprezentowane w rozprawie.

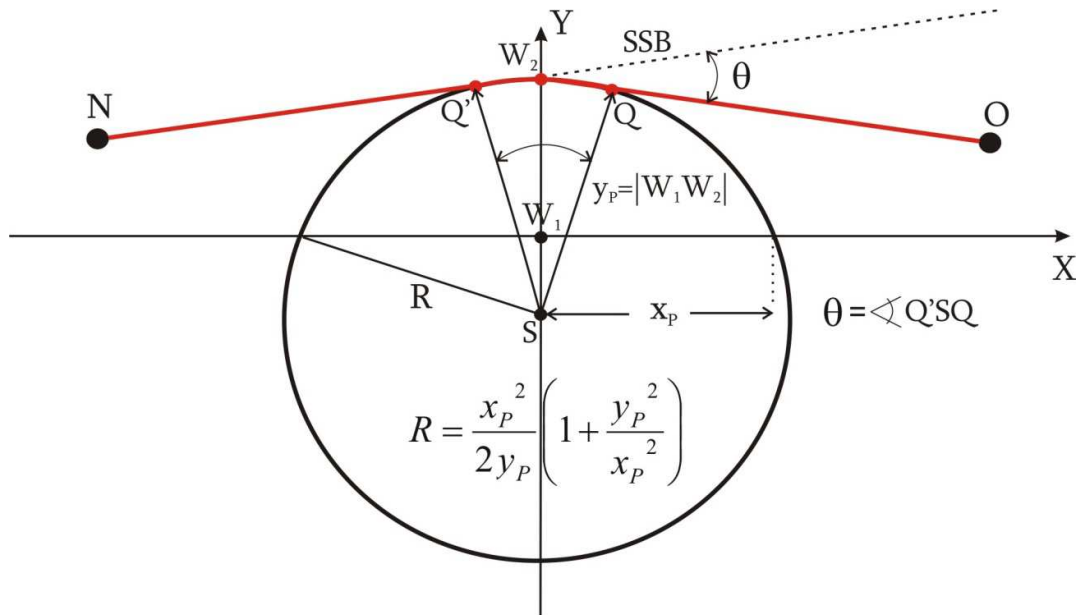
3. Dyfrakcja na pojedynczym obiekcie wypukłym

W kanale propagacyjnym, przeszkody (w tym obiekty wypukłe) mogą być usytuowane, jako pojedyncze przeszkody. Są to takie przeszkody, w których bliskim sąsiedztwie nie ma innej przeszkody.

3.1. Model pojedynczej przeszkody wypukłej

Modelem geometrycznym pojedynczej przeszkody wypukłej, jest model 2D w postaci łuku okręgu, jak zostało to przedstawione na Rys 3.1 [1].

Parametrami geometrycznymi modelu przeszkody wypukłej są cięciwa o długości $2 \cdot x_P$, ograniczająca łuk modelu, wysokość wycinka okręgu o długości y_P oraz promień okręgu R . Długość wycinka łuku obiektu wypukłego, $C_D(Q', Q)$, po którym pełza promień, jest zdeterminowany przez położenie punktów Q' oraz Q , którym odpowiada kąt θ . Kąt ten jest kątem zawartym między granicą cienia SSB oraz odcinkiem łączącym punkt Q oraz punkt obserwacji (pomiaru natężenia pola elektromagnetycznego), a jednocześnie kątem pomiędzy odcinkami, których początkiem jest środek okręgu, a końcami są punkty Q' oraz Q . Długość łuku pełzania promienia jest powiązana z kątem θ zależnością (3.1). Długość promienia R dana jest wzorami (3.2)



Rys. 4.1. Geometria modelu przeszkody wypukłej z zaznaczonym promieniem pełzającym dochodzącym od punktu nadawania N do punktu odbioru O .

3. Dyfrakcja na pojedynczym obiekcie wypukłym

$$C_D(Q', Q) = R \cdot \theta \quad (3.1)$$

$$R = \frac{1}{2} \left(y_p + \frac{x_p^2}{y_p} \right) = \frac{x_p^2}{2y_p} \left(1 + \frac{y_p^2}{x_p^2} \right) \quad (3.2a)$$

$$R \approx \frac{x_p^2}{2y_p} \quad \text{dla} \quad x_p \gg y_p \quad (3.2a)$$

Dla tak określonego modelu geometrycznego badanej przeszkody wypukłej, współczynnik dyfrakcji UTD przyjmuje postać wzoru (3.3a) lub (3.3b). Funkcje $F(X_d(\omega))$, $P(\xi_d(\omega))$ oraz $p^*(\xi_d(\omega))$ i $q^*(\xi_d(\omega))$ są funkcjami odpowiednio tranzycji (strefy przejściowej), Pekerisa oraz rozpraszania Focka dla polaryzacji miękkiej (składowa elektryczna pola EM jest styczna do przeszkody) oraz twardej (składowa magnetyczna pola EM jest styczna do przeszkody). Argumenty tych funkcji określone są wzorami (3.4) i (3.6). Współczynnik separacji (*ang.* separation coefficient) L_d oraz fazowy β dane są wzorami odpowiednio (3.7) oraz (3.8), a wielkość v_p jest prędkością propagacji fali w powietrzu.

$$T_{s,h}(\omega) = -m(\omega) \sqrt{\frac{2v_p}{\omega}} \left(\frac{e^{-j\pi/4} \cdot (1 - F(X_d(\omega)))}{2\xi_d(\omega)\sqrt{\pi}} + P_{s,h}(\xi_d(\omega)) \right) \quad (3.3a)$$

$$T_{s,h}(\omega) = -m(\omega) \sqrt{\frac{2v_p}{\omega}} \cdot e^{-j\pi/4} \left(\frac{-F(X_d(\omega))}{2\xi_d(\omega)\sqrt{\pi}} + \begin{cases} p^*(\xi_d(\omega)) \\ q^*(\xi_d(\omega)) \end{cases} \right) \quad (3.3b)$$

$$\xi_d(\omega) = m(\omega) \cdot \theta \quad (3.4)$$

$$m(\omega) = \left(\frac{\omega R}{2v_p} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (3.5)$$

$$X_d(\omega) = \frac{\omega L_d \xi_d(\omega)^2}{v_p 2m(\omega)^2} = \frac{\omega L_d \theta^2}{2v_p} \quad (3.6)$$

$$L_d = \frac{|NQ| |QO|}{|NQ| + |QO|} \quad (3.7)$$

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} \quad (3.8)$$

3.2. Odpowiedź impulsowa pojedynczej przeszkody wypukłej wyznaczona metodą analityczno-numeryczną.

Transmitancja (3.3b), podzielona została na składniki według (3.9), a następnie przetransformowana do dziedziiny czasu poprzez wykorzystanie algorytmu Vector Fitting (VF) [10] oraz odwrotnej transformaty Laplace'a. Algorytm VF jest narzędziem służącym dopasowaniu wektora zawierającego wartości wyznaczone analitycznie lub przy pomocy pomiarów (przyporządkowanemu wektorowi zawierającemu argumenty) do funkcji postaci (3.10). Algorytm dopasowania wektora „szuka” optymalnych, pod kątem dokładności aproksymacji, wartości biegunów a_n oraz residuów c_n , d oraz h , dla których funkcja (3.10) w najlepszy sposób interpoluje badaną zależność wektorową. Implementacja algorytmu VF, wykorzystana w rozprawie, napisana została w języku Matlab i umieszczona na stronie internetowej [14].

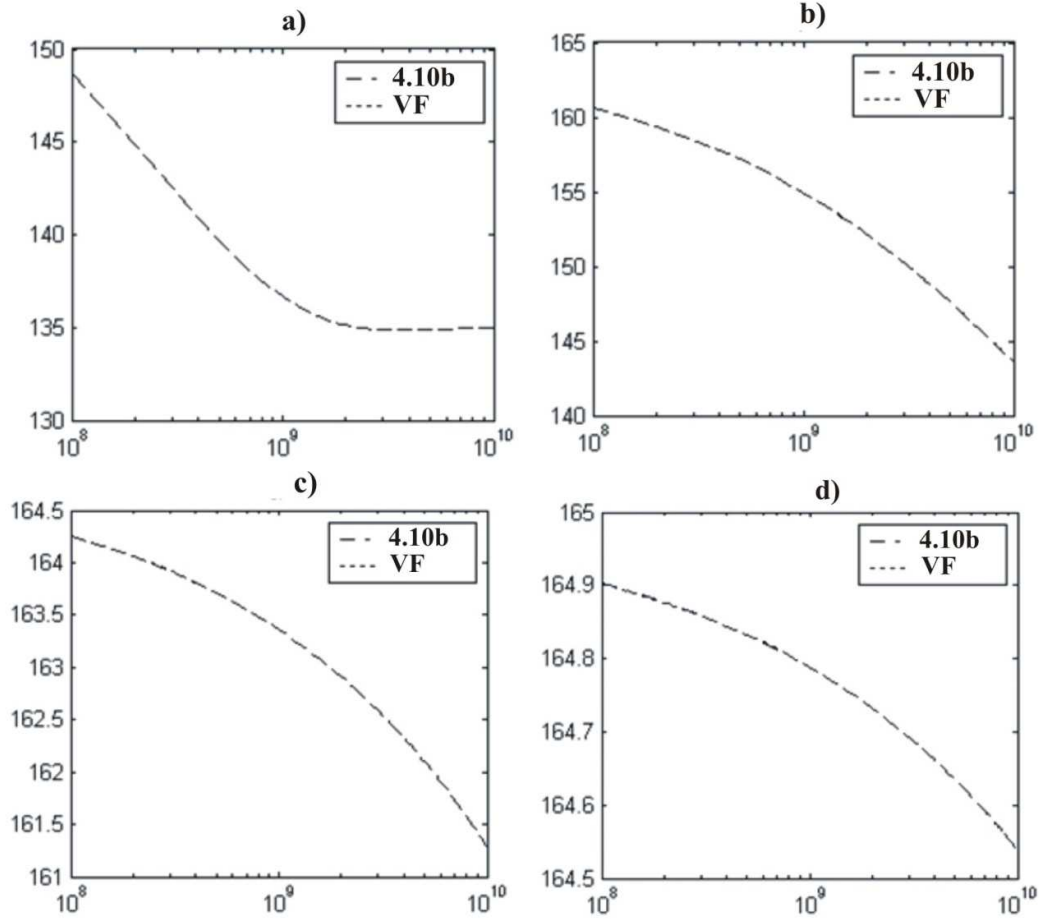
$$T^{(1)}(\omega) = m(\omega) \sqrt{\frac{2v_p}{\omega}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \frac{F(X_d(\omega))}{2\xi_d(\omega)\sqrt{\pi}} \quad (3.9a)$$

$$T_{s,h}^{(2)}(\omega) = -m(\omega) \sqrt{\frac{2v_p}{\omega}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \begin{cases} p^*(\xi_d(\omega)) \\ q^*(\xi_d(\omega)) \end{cases} \quad (3.9b)$$

$$f(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \quad (3.10)$$

Pierwszy składnik transmitancji pojedynczego obiektu wypukłego przetransformowany został do dziedziiny czasu poprzez odwrotną transformację Laplace'a. W przypadku drugiego natomiast aproksymowano go przy użyciu algorytmu VF, a aproksymowana postać poddana została odwrotnej transformacji Laplace'a.

Zweryfikowana została jakość aproksymacji składnika (3.9b) dla szerokiego przedziału wartości promienia R oraz kąta θ . Część z wyników przeprowadzonej weryfikacji przedstawiona jest na Rys. 3.1.



Rys. 3.1. Rezultaty aproksymacji charakterystyki fazowej funkcji (4.10b) dla parametrów a) - $R=2500m$, $\theta=0,08rad$, b) - $R=250m$, $\theta=0.05 rad$, c) - $R=25 m$, $\theta=0.02 rad$, d) - $R=0,5 m$, $\theta=0.01 rad$

Wyniki aproksymacji przedstawionej na Rys. 3.1 zostały uzyskane dla przypadku polaryzacji miękkiej (przy polaryzacji twardej wyniki są analogiczne) przy wykorzystaniu 8 biegunów oraz 2 iteracji algorytmu VF. Zastosowanie większej liczby biegunów oraz iteracji nie poprawia znacząco wyników aproksymacji dla dowolnych wartości R i θ .

Składnik (3.9a) został przekształcony do dziedziny s (wzór (3.11)), a następnie przetransformowany do dziedziny czasu przez odwrotną transformację Laplace'a. W wyniku uzyskano funkcję (3.12).

$$T^{(1)}(s) = \frac{1}{\sqrt{2\theta}} \sqrt{X} e^{\frac{sX}{v_p}} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{sX}{v_p}} \right) \quad (3.11a)$$

$$X = \frac{L_d \theta^2}{2} \quad (3.11b)$$

$$h^{(1)}(t) = L^{-1}[T^1(s)] = \frac{X}{\pi \theta \sqrt{2v_p t} \left(t + \frac{X}{v_p} \right)} \quad (3.12)$$

Po aproksymacji (3.9a) do postaci (3.10) i wykorzystaniu odwrotnej transformacji Laplace'a odpowiedź impulsowa pojedynczego obiektu wypukłego dla przypadku wykorzystania 8 biegunów w algorytmie VF ma postać wzoru:

$$h(t) = \frac{X}{\pi \theta \sqrt{2v_p t} \left(t + \frac{X}{v_p} \right)} + \sum_{n=1}^8 c_n e^{-a_n t} + d\delta(t) + h\delta'(t) \quad (3.13)$$

gdzie: $\delta(t)$ oraz $\delta'(t)$ są funkcjami odpowiednio Delta Diraca oraz pochodnej Delt Diraca.

W zależności (3.13), dla każdego zestawu parametrów R , θ wartości biegunów a_n i residuów c_n , d oraz h muszą być wyznaczone przez użycie algorytmu VF, co jest pewnym obciążeniem obliczeniowym dla programu symulacyjnego wyznaczającego propagację fali elektromagnetycznej.

3.3. Odpowiedź impulsowa pojedynczej przeszkody wypukłej wyznaczona metodą analityczną

Metoda wyznaczenia czasowego współczynnika dyfrakcji będącego jedynie funkcją parametrów obiektu wypukłego oraz tych odnoszących się do wzajemnego położenia anten oraz przeszkody, została w części przedstawiona w poprzednim podpunkcie. Dotyczyło to przetransformowania funkcji (3.9a) (pierwszego składnika transmisyjności (3.3b)) do dziedziny czasu (wyrażenie (3.12)). Analogiczne przetransformowanie składnika (3.9b) wymagało zastosowania aproksymacji tego wyrażenia odpowiednimi funkcjami, które mogłyby być bezpośrednio przetransformowane do dziedziny czasu.

W rozprawie został wykorzystany szereg Kellera [18] oraz szereg Logana [17]. Szereg Kellera oraz Logana odnoszą się do aproksymacji funkcji rozpraszania Focka dla odpowiednio dużych oraz małych wartości parametru ξ_d . Dla przypadku polaryzacji miękkiej funkcja rozpraszania Focka może być aproksymowana dla dużych oraz ma-

3. Dyfrakcja na pojedynczym obiekcie wypukłym

łych wartości argumentu ξ_d szeregami odpowiednio (3.14a) oraz (3.14b), natomiast dla przypadku polaryzacji twardej szeregami odpowiednio (3.15a) oraz (3.15b).

$$p^*(\xi_d) \approx \frac{1}{2\xi_d\sqrt{\pi}} - \frac{e^{j\frac{\pi}{6}}}{2\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^N \frac{e^{-Az_n\xi_d \exp\left(-j\frac{5\pi}{6}\right)}}{[Ai'(Az_n)]^2} \quad (3.14a)$$

$$p^*(\xi_d) \approx e^{j\frac{\pi}{6}} \sum_{n=0}^N \frac{wP_n}{n!} (j)^{\frac{n}{3}} \xi_d^n \quad (3.14b)$$

$$q^*(\xi_d) \approx \frac{1}{2\xi_d\sqrt{\pi}} - \frac{e^{j\frac{\pi}{6}}}{2\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^N \frac{e^{-Apz_n\xi_d \exp\left(-j\frac{5\pi}{6}\right)}}{[Ai(Apz_n)]^2 Apz_n} \quad (3.15a)$$

$$q^*(\xi_d) \approx e^{j\frac{\pi}{6}} \sum_{n=0}^N \frac{wq_n}{n!} (j)^{\frac{n}{3}} \xi_d^n \quad (3.15b)$$

gdzie Az_n oraz Apz_n są n -tym (licząc od największego do najmniejszego) miejscem zerowym odpowiednio funkcji Airy'ego oraz jej pochodnej. $Ai'(Az_n)$ oraz $Ai(Apz_n)$ są wartościami odpowiednio pochodnej funkcji Airy'ego dla jej n -tego miejsca zerowego oraz funkcji Airy'ego dla n -tego miejsca zerowego jej pochodnej, wP_n oraz wq_n są współczynnikami Logana odpowiednio dla funkcji $p^*(\xi_d)$ oraz $q^*(\xi_d)$ [18, 24].

Aby aproksymację (3.9b) można było przekształcić do dziedziny czasu, wartość ξ_{dth} musiała być na tyle duża, lub na tyle mała, aby dla każdej częstotliwości z pasma sygnału UWB, wyrażenie (3.4) spełniało jedno z warunków: $\xi_d(f) \leq \xi_{dth}$ lub $\xi_d(f) > \xi_{dth}$. Dlatego przeprowadzono badania dotyczące określenia progowych wartości ξ_{dth} , przy których aproksymacja spełnia zadane wymagania odnośnie maksymalnego dopuszczalnego błędu aproksymacji. Wyniki tych badań zestawione są w tabeli 3.1a oraz 3.1b. Zmienne M oraz W , użyte w tabelach, oznaczają ilość wykorzystanych wyrazów w szeregu odpowiednio Logana oraz Kellera, a zmienne $\xi_{dth}^{(M)}$ oraz $\xi_{dth}^{(W)}$ odpowiadają wartościom progowym ξ_{dth} dla przypadku szeregu odpowiednio Logana oraz Kellera.

3. Dyfrakcja na pojedynczym obiekcie wypukłym

Tabela 3.1a. Rozkład wartości ξ_{dth} przy zadanym maksymalnym względnym błędzie aproksymacji funkcji $p^*(\xi_d)$

| M+W | Błąd względny – 0,1% | | | | Błąd względny – 0,2% | | | | Błąd względny – 0,3% | | | | Błąd względny – 0,5% | | | |
|-----|----------------------|-------------------|----|----|----------------------|-------------------|----|---|----------------------|-------------------|----|---|----------------------|-------------------|----|---|
| | $\xi_{dth}^{(M)}$ | $\xi_{dth}^{(W)}$ | M | W | $\xi_{dth}^{(M)}$ | $\xi_{dth}^{(W)}$ | M | W | $\xi_{dth}^{(M)}$ | $\xi_{dth}^{(W)}$ | M | W | $\xi_{dth}^{(M)}$ | $\xi_{dth}^{(W)}$ | M | W |
| 10 | 1,603 | 1,529 | 8 | 2 | 1,718 | 1,423 | 8 | 2 | 1,801 | 1,355 | 8 | 2 | 1,944 | 1,262 | 8 | 2 |
| 11 | 1,603 | 1,213 | 8 | 3 | 1,718 | 1,135 | 8 | 3 | 1,801 | 1,083 | 8 | 3 | 1,944 | 1,012 | 8 | 3 |
| | 1,61 | 1,529 | 9 | 2 | 1,726 | 1,423 | 9 | 2 | 1,81 | 1,355 | 9 | 2 | 1,978 | 1,262 | 9 | 2 |
| 12 | 1,603 | 1,025 | 8 | 4 | 1,718 | 0,96 | 8 | 4 | 1,801 | 0,917 | 8 | 4 | 1,944 | 0,859 | 8 | 4 |
| | 1,61 | 1,213 | 9 | 3 | 1,726 | 1,135 | 9 | 3 | 1,81 | 1,083 | 9 | 3 | 1,978 | 1,012 | 9 | 3 |
| 13 | 0,944 | 0,797 | 7 | 6 | 1,036 | 0,751 | 7 | 6 | 1,075 | 0,92 | 7 | 6 | 1,175 | 0,679 | 7 | 6 |
| | 1,64 | 1,529 | 11 | 2 | 1,717 | 1,423 | 11 | 2 | 1,766 | 1,355 | 11 | 2 | 1,832 | 1,262 | 11 | 2 |
| 14 | 0,944 | 0,724 | 7 | 7 | 1,036 | 0,683 | 8 | 6 | 1,801 | 0,72 | 8 | 6 | 1,944 | 0,679 | 8 | 6 |
| | 1,603 | 0,797 | 8 | 6 | 1,423 | 0,96 | 10 | 4 | 1,484 | 0,917 | 10 | 4 | 1,562 | 0,859 | 10 | 4 |
| | 1,61 | 0,894 | 9 | 5 | 1,717 | 1,135 | 11 | 3 | 1,766 | 1,083 | 11 | 3 | 1,832 | 1,012 | 11 | 3 |
| 15 | 1,61 | 1,529 | 13 | 2 | 1,725 | 1,423 | 13 | 2 | 1,79 | 1,355 | 13 | 2 | 1,872 | 1,262 | 13 | 2 |
| | 1,639 | 1,213 | 12 | 3 | 1,716 | 1,135 | 12 | 3 | 1,765 | 1,083 | 12 | 3 | 1,83 | 1,012 | 12 | 3 |
| | 1,64 | 1,025 | 11 | 4 | 1,717 | 0,96 | 11 | 4 | 1,766 | 0,917 | 11 | 4 | 1,832 | 0,859 | 11 | 4 |
| | 1,322 | 0,894 | 10 | 5 | 1,423 | 0,839 | 10 | 5 | 1,484 | 0,803 | 10 | 5 | 1,562 | 0,755 | 10 | 5 |
| | 1,61 | 0,797 | 9 | 6 | 1,726 | 0,751 | 9 | 6 | 1,81 | 0,72 | 9 | 6 | 1,978 | 0,679 | 9 | 6 |
| | 1,603 | 0,724 | 8 | 7 | 1,718 | 0,683 | 8 | 7 | 1,801 | 0,657 | 8 | 7 | 1,944 | 0,62 | 8 | 7 |
| | 0,944 | 0,658 | 7 | 8 | 1,036 | 0,63 | 7 | 8 | 1,095 | 0,605 | 7 | 8 | 1,175 | 0,573 | 7 | 8 |
| | 0,757 | 0,619 | 6 | 9 | 0,853 | 0,586 | 6 | 9 | 0,913 | 0,564 | 6 | 9 | 0,994 | 0,534 | 6 | 9 |
| 16 | 1,61 | 1,213 | 13 | 3 | 1,993 | 1,423 | 14 | 2 | 2,097 | 1,355 | 14 | 2 | 2,217 | 1,262 | 14 | 2 |
| | 1,63 | 1,025 | 12 | 4 | 1,725 | 1,135 | 13 | 3 | 1,79 | 1,083 | 13 | 3 | 1,872 | 1,012 | 13 | 3 |
| | 1,64 | 0,894 | 11 | 5 | 1,716 | 0,96 | 12 | 4 | 1,765 | 1,917 | 12 | 4 | 1,83 | 0,859 | 12 | 4 |
| | 1,322 | 0,797 | 10 | 6 | 1,717 | 0,839 | 11 | 5 | 1,766 | 0,803 | 11 | 5 | 1,832 | 0,755 | 11 | 5 |
| | 1,61 | 0,724 | 9 | 7 | 1,423 | 0,751 | 10 | 6 | 1,484 | 0,72 | 10 | 6 | 1,562 | 0,679 | 10 | 6 |
| | 1,603 | 0,658 | 8 | 8 | 1,726 | 0,683 | 9 | 7 | 1,81 | 0,657 | 9 | 7 | 1,978 | 0,62 | 9 | 7 |
| | 0,944 | 0,619 | 7 | 9 | 1,718 | 0,63 | 8 | 8 | 1,801 | 0,605 | 8 | 8 | 1,944 | 0,573 | 8 | 8 |
| | 0,757 | 0,579 | 6 | 10 | 1,036 | 0,586 | 7 | 9 | 1,095 | 0,564 | 7 | 9 | 1,175 | 0,534 | 7 | 9 |

Tabela 4.3b. Rozkład wartości ξ_{dTh} przy zadanym maksymalnym względnym błędzie aproksymacji funkcji $q^*(\xi_d)$

| M+W | Błąd względny – 0,1% | | | | Błąd względny – 0,2% | | | | Błąd względny – 0,3% | | | | Błąd względny – 0,5% | | | |
|-----|----------------------|-------------------|----|---|----------------------|-------------------|----|---|----------------------|-------------------|----|---|----------------------|-------------------|----|---|
| | $\xi_{dth}^{(M)}$ | $\xi_{dth}^{(W)}$ | M | W | $\xi_{dth}^{(M)}$ | $\xi_{dth}^{(W)}$ | M | W | $\xi_{dth}^{(M)}$ | $\xi_{dth}^{(W)}$ | M | W | $\xi_{dth}^{(M)}$ | $\xi_{dth}^{(W)}$ | M | W |
| 13 | 0,922 | 0,917 | 7 | 6 | 1,337 | 0,859 | 7 | 6 | 1,35 | 0,822 | 7 | 6 | 1,371 | 0,771 | 7 | 6 |
| | 1,872 | 1,869 | 11 | 2 | 1,905 | 1,833 | 11 | 2 | 1,93 | 1,785 | 11 | 2 | 1,968 | 1,64 | 11 | 2 |
| 14 | 0,922 | 0,817 | 7 | 7 | 1,246 | 0,859 | 8 | 6 | 1,293 | 0,822 | 8 | 6 | 1,356 | 0,771 | 8 | 6 |

3. Dyfrakcja na pojedynczym obiekcie wypukłym

Tabela 3.1b (c. d.)

| | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----|-------|-------|----|----|-------|-------|----|---|-------|-------|----|---|-------|-------|----|---|
| | 1.172 | 0,917 | 8 | 6 | 1,295 | 1,162 | 10 | 4 | 1,346 | 1,103 | 10 | 4 | 1,413 | 1,026 | 10 | 4 |
| | 1.175 | 1,054 | 9 | 5 | 1,905 | 1,47 | 11 | 3 | 1,93 | 1,369 | 11 | 3 | 1,968 | 1,257 | 11 | 3 |
| 15 | 1.871 | 1,739 | 12 | 3 | 1,905 | 1,47 | 12 | 3 | 1,93 | 1,369 | 12 | 3 | 1,967 | 1,257 | 12 | 3 |
| | 1.872 | 1,261 | 11 | 4 | 1,905 | 1,162 | 11 | 4 | 1,93 | 1,103 | 11 | 4 | 1,968 | 1,026 | 11 | 4 |
| | 1.214 | 1,055 | 10 | 5 | 1,295 | 0,983 | 10 | 5 | 1,346 | 0,937 | 10 | 5 | 1,413 | 0,876 | 10 | 5 |
| | 1.175 | 0,917 | 9 | 6 | 1,25 | 0,859 | 9 | 6 | 1,297 | 0,822 | 9 | 6 | 1,36 | 0,771 | 9 | 6 |
| | 1.172 | 0,817 | 8 | 7 | 1,246 | 0,768 | 8 | 7 | 1,293 | 0,737 | 8 | 7 | 1,356 | 0,694 | 8 | 7 |
| | 0,922 | 0,74 | 7 | 8 | 1,337 | 0,699 | 7 | 8 | 1,35 | 0,671 | 7 | 8 | 1,371 | 0,634 | 7 | 8 |
| | 0,689 | 0,68 | 6 | 9 | 0,775 | 0,644 | 6 | 9 | 0,829 | 0,619 | 6 | 9 | 0,902 | 0,586 | 6 | 9 |
| | 1.871 | 1,261 | 12 | 4 | 1,861 | 1,833 | 14 | 2 | 1,918 | 1,785 | 14 | 2 | 1,991 | 1,64 | 14 | 2 |
| 16 | 1.872 | 1,054 | 11 | 5 | 1,724 | 1,47 | 13 | 3 | 1,765 | 1,369 | 13 | 3 | 1,819 | 1,257 | 13 | 3 |
| | 1,214 | 0,917 | 10 | 6 | 1,905 | 1,162 | 12 | 4 | 1,93 | 1,103 | 12 | 4 | 1,967 | 1,026 | 12 | 4 |
| | 1,175 | 0,817 | 9 | 7 | 1,905 | 0,983 | 11 | 5 | 1,93 | 0,937 | 11 | 5 | 1,968 | 0,876 | 11 | 5 |
| | 1,172 | 0,74 | 8 | 8 | 1,295 | 0,859 | 10 | 6 | 1,346 | 0,822 | 10 | 6 | 1,413 | 0,771 | 10 | 6 |
| | 0,922 | 0,68 | 7 | 9 | 1,25 | 0,768 | 9 | 7 | 1,297 | 0,737 | 9 | 7 | 1,36 | 0,694 | 9 | 7 |
| | 0,689 | 0,631 | 6 | 10 | 1,246 | 0,699 | 8 | 8 | 1,293 | 0,671 | 8 | 8 | 1,356 | 0,634 | 8 | 8 |

Po podstawieniu (3.14a) oraz (3.15a) do (3.9b), dla $\xi_d \leq \xi_{dTh}$ przy polaryzacji miękkiej oraz twardej otrzymano zależności (3.16a-b), natomiast postępując analogicznie dla wzorów (3.14b), (3.15b) i (3.3b) wyznaczone zostały (3.17a) oraz (3.17b) dla przypadku $\xi_d \geq \xi_{dTh}$.

$$T_s^{(2)}(\omega) \approx -\sum_{n=0}^N A_n^p \theta^n (j\omega)^{\frac{n-1}{3} \frac{1}{6}}, \quad (3.16a)$$

$$T_h^{(2)}(\omega) \approx -\sum_{n=0}^N A_n^q \theta^n (j\omega)^{\frac{n-1}{3} \frac{1}{6}}, \quad (3.16b)$$

$$A_n^p = \frac{wp_n}{n!} \left(\frac{R}{2v_p} \right)^{\left(\frac{n-1}{3}\right) \frac{1}{6}} R^{\frac{1}{2}}, \quad (3.16c)$$

$$A_n^q = \frac{wq_n}{n!} \left(\frac{R}{2v_p} \right)^{\left(\frac{n-1}{3}\right) \frac{1}{6}} R^{\frac{1}{2}}, \quad (3.16c)$$

$$T_s^{(2)}(\omega) \approx -\sqrt{\frac{v_p}{2\pi}} \frac{1}{\theta} \frac{1}{\sqrt{\omega}} e^{-j\frac{\pi}{4}} + \sum_{n=0}^N B_n^p (j\omega)^{\frac{1}{6}} e^{-\gamma_n^p \theta \omega^{\frac{1}{3}}}, \quad (3.17a)$$

$$T_h^{(2)}(\omega) \approx -\sqrt{\frac{v_p}{2\pi}} \frac{1}{\theta} \frac{1}{\sqrt{\omega}} e^{-j\frac{\pi}{4}} + \sum_{n=0}^N B_n^q (j\omega)^{\frac{1}{6}} e^{-\gamma_n^q \theta \omega^{\frac{1}{3}}}, \quad (3.17b)$$

$$B_n^p = \left(\frac{R}{2v_p} \right)^{\frac{1}{3}} \sqrt{\frac{v_p}{2\pi}} \frac{1}{[Ai'(Az_n)]^2}, \quad (3.17c)$$

$$\gamma_n^p = -Az_n \left(\frac{jR}{2v_p} \right)^{\frac{1}{3}}, \quad (3.17d)$$

$$B_n^q = - \left(\frac{R}{2v_p} \right)^{\frac{1}{3}} \sqrt{\frac{v_p}{2\pi}} \frac{1}{[Ai(Apz_n)]^2 Apz_n}, \quad (3.17e)$$

$$\gamma_n^q = -Apz_n \left(\frac{jR}{2v_p} \right)^{\frac{1}{3}}. \quad (3.17f)$$

Następnie wyrażenia (3.16) oraz (3.17) przetransformowane zostały do dziedzi-
ny czasu z wykorzystaniem jednostronnej odwrotnej transformaty Fouriera. Transfor-
mata ta jest opisana zależnością [23]:

$$f^+(t_c) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t_c} d\omega, \quad (3.18)$$

gdzie czas t_c może przyjmować wartości zespolone.

Na podstawie zależności (3.18) funkcję czasu rzeczywistego można znaleźć poprzez
użycie wzoru:

$$f(t) = \text{Re} \left\{ f^+(t_c) \right\}. \quad (3.19)$$

W przypadku transmisji UWB w znaczącej części praktycznych zastosowań zachodzi
warunek $\xi_d \leq \xi_{dth}$. Z tego względu pominięte zostanie przedstawienie wyników przetrans-
formowania (3.17) do dziedziny czasu. W szczególności zostało ono opisane w rozpra-
wie. Natomiast odpowiednik czasowy (3.16a) oraz (3.16b) dany jest odpowiednio wzorami (3.20a) oraz (3.20b)

$$h_{s<}^{(2)}(t) \approx \frac{1}{\pi} \text{Re} \left\{ - \sum_{n=0}^N A_n^p \theta^n \frac{j^{\frac{n-1}{3}}}{(-jt_c)^{\frac{n-5}{3}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} + \frac{5}{6}\right) \right\}, \quad (3.20a)$$

$$h_{h<}^{(2)}(t) \approx \frac{1}{\pi} \text{Re} \left\{ - \sum_{n=0}^N A_n^q \theta^n \frac{j^{\frac{n-1}{3}}}{(-jt_c)^{\frac{n-5}{3}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} + \frac{5}{6}\right) \right\}. \quad (3.20b)$$

3. Dyfrakcja na pojedynczym obiekcie wypukłym

Podsumowując odpowiedź impulsowa wyznaczona metodą analityczną dana jest zależnością (3.21a) oraz (3.21b) odpowiednio dla polaryzacji miękkiej oraz twardej.

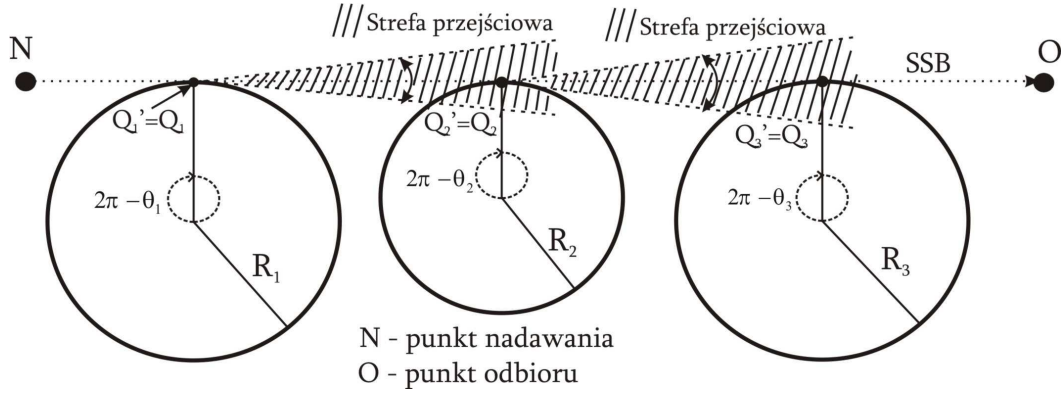
$$h(t) \approx \frac{X}{\pi\theta\sqrt{2v_p t} \left(t + \frac{X}{v_p}\right)} + \frac{1}{\pi} \operatorname{Re} \left\{ - \sum_{n=0}^N A_n^p \theta^n \frac{j^{\frac{n+1}{3}}}{(-jt_c)^{\frac{n+5}{3}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} + \frac{5}{6}\right) \right\} \quad (3.21a)$$

$$h(t) \approx \frac{X}{\pi\theta\sqrt{2v_p t} \left(t + \frac{X}{v_p}\right)} + \frac{1}{\pi} \operatorname{Re} \left\{ - \sum_{n=0}^N A_n^g \theta^n \frac{j^{\frac{n+1}{3}}}{(-jt_c)^{\frac{n+5}{3}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} + \frac{5}{6}\right) \right\} \quad (3.21b)$$

Odpowiedź impulsowa przeszkody wypukłej otrzymana metodą analityczną jest funkcją zmiennych będących parametrami przeszkody oraz wzajemnego położenia przeszkody i anteny nadawczej oraz odbiorczej. Z tego względu odpowiedź ta jest pozbawiona wady odnoszącej się do odpowiedzi impulsowej, wyznaczonej metodą analityczno-numeryczną, dla której dodatkowymi zmiennymi są parametry wyznaczone w czasie realizacji algorytmu VF. Wartość tych parametrów jest przypisana do konkretnych wartości promienia R oraz kąta θ . Z tego względu dla scenariusza o nowych wartościach R oraz θ , algorytm VF musi być uruchomiony na nowo, co zwiększa złożoność obliczeniową analizy propagacji sygnału UWB przy wykorzystaniu odpowiedzi impulsowej (3.13). Zaletą tej odpowiedzi impulsowej jest to, że przy każdym scenariuszu tzn. parametrach przeszkody, wzajemnym rozmieszczeniu anten i przeszkody oraz paśmie nadanego impulsu, można znaleźć odpowiedź impulsową (3.13). W praktycznych zastosowaniach transmisji UWB tzn. przy małych wartościach R , analityczna odpowiedź impulsowa również jest modelem przeszkody wypukłej. Jednak może się zdarzyć taki problem, gdzie musi być jednocześnie analizowana propagacja impulsów UWB w różnych pasmach częstotliwości. Wtedy może nie być spełniony warunek, że dla każdej częstotliwości z pasm zajmowanych przez impulsy, spełniony jest warunek $\xi_d \leq \xi_{dth}$ lub $\xi_d > \xi_{dth}$. Może być to wadą odpowiedzi impulsowej wyznaczonej metodą analityczną.

4. Dyfrakcja w strefie przejściowej

Dyfrakcja w strefie przejściowej zachodzi w przypadku kaskady obiektów, gdy jeden znajduje się w strefie przejściowej drugiego. Sytuacja taka jest zilustrowana na Rys. 4.1 przy $\theta_1=\theta_2=\theta_3=0$.



Rys. 4.1. Dyfrakcja styczna dla przypadku kaskady trzech obiektów wypukłych między punktem nadawania a punktem odbioru

4.1. Odpowiedź impulsowa kaskady dwóch przeszkód wypukłych

Scenariusz dyfrakcji fali EM na kaskadzie dwóch obiektów wypukłych jest przedstawiony na Rys. 4.2. Funkcja pola¹ w punkcie odbioru w dziedzinie częstotliwości jest dana wzorem (4.1). Współczynnik $A(s)$ ($s \in \{s_0, s_1, s_2\}$, Rys. 4.2) jest współczynnikiem rozproszenia, który dla fali cylindrycznej w przestrzeni 2D jest dany wzorem (4.2), a $E(N)$ jest funkcją pola nadanego.

$$E(O) = E(N) \cdot H2K(\omega) \cdot A(s_0) \cdot A(s_1) \cdot A(s_2) \cdot e^{-j\beta(s_0+s_1+s_2)}, \quad (4.1)$$

$$A(s) = \frac{1}{\sqrt{s}}. \quad (4.2)$$

Transmitancja kaskady dwóch obiektów wypukłych jest zdefiniowana następująco:

$$H2K(\omega) = T_{s,h}(\omega, R_1, \theta_1) \cdot T_{s,h}(\omega, R_2, \theta_2) + Z_{s,h}(\omega, R_1, \theta_1, s_1) \cdot D_{s,h}(\omega, R_2, \theta_2) \quad (4.3)$$

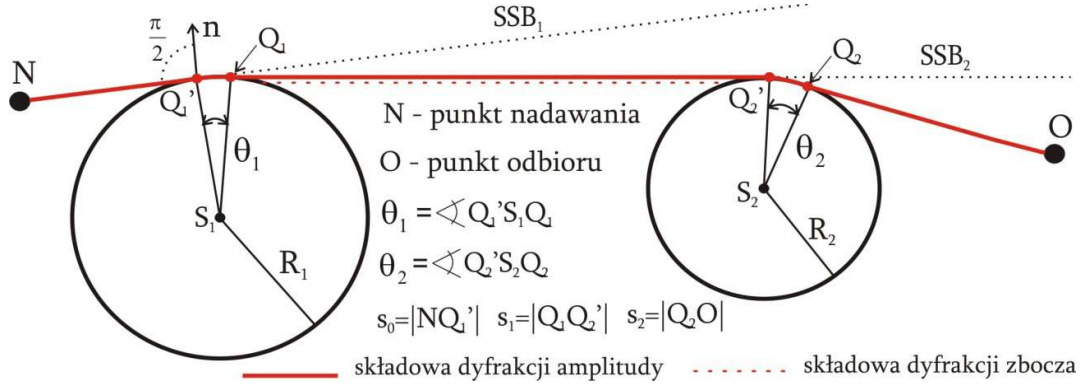
gdzie:

¹ Pod pojęciem „funkcja pola” rozumiana jest transformata lub zamiennie postać czasowa natężenia pola elektrycznego (w przypadku polaryzacji s) lub magnetycznego (dla polaryzacji h)

4. Dyfrakcja w strefie przejściowej

$$Z_{s,h}(\omega, R_1, \theta_1, s) = \frac{1}{s} \frac{dT_{s,h}(\omega, R_1, \theta_1)}{d\theta} \quad (4.4)$$

$$D_{s,h}(\omega, R_2, \theta_2) = \frac{s}{j \cdot \beta} Z_{s,h}(\omega, R_2, \theta_2, s) \quad (4.5)$$



Rys. 4.2. Scenariusz dyfrakcji na kaskadzie dwóch przeszkód wypukłych z zaznaczonymi granicami cienia pierwszej przeszkody – SSB_1 oraz drugiej przeszkody SSB_2 .

Realizacja metody analityczno-numerycznej do wyznaczenia odpowiedzi impulsowej kaskady dwóch obiektów została wykonana w sposób analogiczny do przypadku pojedynczego obiektu wypukłego. Składniki funkcji (4.4) oraz (4.5), które zawierają funkcję tranzycji zostały przetransformowane bezpośrednio do dziedziny czasu poprzez odwrotną transformację Laplace'a, natomiast składniki zawierające funkcję rozpraszania Focka, są w pierwszej kolejności aproksymowane przy użyciu algorytmu VF do postaci (3.10), a następnie przetransformowane z wykorzystaniem odwrotnej transformacji Laplace'a do dziedziny czasu.

Analityczna postać odpowiedzi impulsowej kaskady dwóch obiektów wypukłych wyprowadzona została w rozprawie w sposób szczegółowy dla przypadku $\xi_d \leq \xi_{dth}$ oraz $\xi_d < \xi_{dth}$. Jednak tak, jak dla pojedynczej przeszkody wypukłej, zestawienie wyników zostanie ograniczone do pierwszego z przypadków. Tak, jak dla pojedynczej przeszkody wypukłej, wykorzystana została transformata Laplace'a oraz jednostronna odwrotna transformata Fouriera. W przypadku funkcji (4.4) retransformowane były wyrażenia (4.6a-c). W wyniku otrzymano postać czasową (4.4) w postaci wzorów (4.7a) oraz (4.7b) dla polaryzacji odpowiednio miękkiej oraz twardej.

$$\frac{\partial T^{(1)}(\omega, R, \theta)}{\partial \theta} = \sqrt{\frac{\omega}{2v_p \pi}} e^{j \frac{\pi}{4}} L_{dz} [F(X_d) - 1] \quad (4.6a)$$

$$\frac{dT_s^{(2)}(\omega, R, \theta)}{d\theta} \approx - \sum_{n=1}^N A2Z_n^p \cdot (j\omega)^{\frac{n-1}{3}}, \quad (4.6b)$$

$$\frac{dT_h^{(2)}(\omega, R, \theta)}{d\theta} \approx - \sum_{n=1}^N A2Z_n^q \cdot (j\omega)^{\frac{n-1}{3}}, \quad (4.6c)$$

gdzie:

$$A2Z_n^p = A_n^p \theta^{n-1} n, \quad (4.6d)$$

$$A2Z_n^q = A_n^q \theta^{n-1} n, \quad (4.6e)$$

$$z_{s<}(t, R, \theta, s) \approx \frac{d}{dt} \left[\frac{L_d^2 \theta^2}{s\pi \sqrt{t} (2v_p)^{\frac{3}{2}} \left(t + \frac{X}{v_p} \right)} \right] + \frac{L_d}{s\sqrt{2v_p} \pi^{\frac{3}{2}} (t)^{\frac{3}{2}}} \Gamma\left(\frac{3}{2}\right) - \sum_{n=1}^N \frac{A2Z_n^p}{s\pi} \cdot \frac{\cos\left[\frac{\pi}{3}(n+1)\right]}{t^{\frac{n+5}{3}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} + \frac{5}{6}\right), \quad (4.7a)$$

$$z_{s<}(t, R, \theta, s) \approx \frac{d}{dt} \left[\frac{L_d^2 \theta^2}{s\pi \sqrt{t} (2v_p)^{\frac{3}{2}} \left(t + \frac{X}{v_p} \right)} \right] + \frac{L_d}{s\sqrt{2v_p} \pi^{\frac{3}{2}} (t)^{\frac{3}{2}}} \Gamma\left(\frac{3}{2}\right) - \sum_{n=1}^N \frac{A2Z_n^q}{s\pi} \cdot \frac{\cos\left[\frac{\pi}{3}(n+1)\right]}{t^{\frac{n+5}{3}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} + \frac{5}{6}\right). \quad (4.7b)$$

Poprzez wykorzystanie faktu, że $Z_{s,h}(\omega=0)=0$, odpowiednik czasowy (4.5) został wyznaczony według (4.8), dając w wyniku (4.9a-b).

$$d_{s,h}(t, R, \theta) = s \cdot v_p \int_{-\infty}^t z_{s,h}(\tau, R, \theta, s) d\tau \quad (4.8)$$

$$d_{s<}(t, R, \theta) \approx \frac{L_{dz}^2 \theta^2}{\pi \sqrt{tv_p} 2^{\frac{3}{2}} \left(t + \frac{X}{v_p} \right)} - \frac{\sqrt{v_p} L_{dz}}{\sqrt{2\pi^{\frac{3}{2}} t^{\frac{3}{2}}}} \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) + \sum_{n=1}^N \frac{A2Z_n^p \cdot v_p}{\pi} \cdot \frac{\cos\left[\frac{\pi}{3}(n+1)\right]}{t^{\frac{n+1}{3}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} - \frac{1}{6}\right), \quad (4.9a)$$

$$d_{s<}(t, R, \theta) \approx \frac{L_{dz}^2 \theta^2}{\pi \sqrt{tv_p} 2^{\frac{3}{2}} \left(t + \frac{X}{v_p} \right)} - \frac{\sqrt{v_p} L_{dz}}{\sqrt{2\pi^{\frac{3}{2}} t^{\frac{3}{2}}}} \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) + \sum_{n=1}^N \frac{A2Z_n^q \cdot v_p}{\pi} \cdot \frac{\cos\left[\frac{\pi}{3}(n+1)\right]}{t^{\frac{n+1}{3}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} - \frac{1}{6}\right). \quad (4.9b)$$

W końcu odpowiedź impulsowa dwóch przeszkód wypukłych zdefiniowana jest przez (4.10), a współczynniki separacji mogą być określone wzorami (4.11a-c).

4. Dyfrakcja w strefie przejściowej

$$h2K_{s,h<}(t) \approx h_{s,h<}(t, R_1, \theta_1, L_{d1}) * h_{s,h<}(t, R_2, \theta_2, L_{d2}) + z_{s,h<}(t, R_1, \theta_1, L_{d22} s_1) * d_{s,h<}(t, R_2, \theta_2, L_{d22}), \quad (4.10)$$

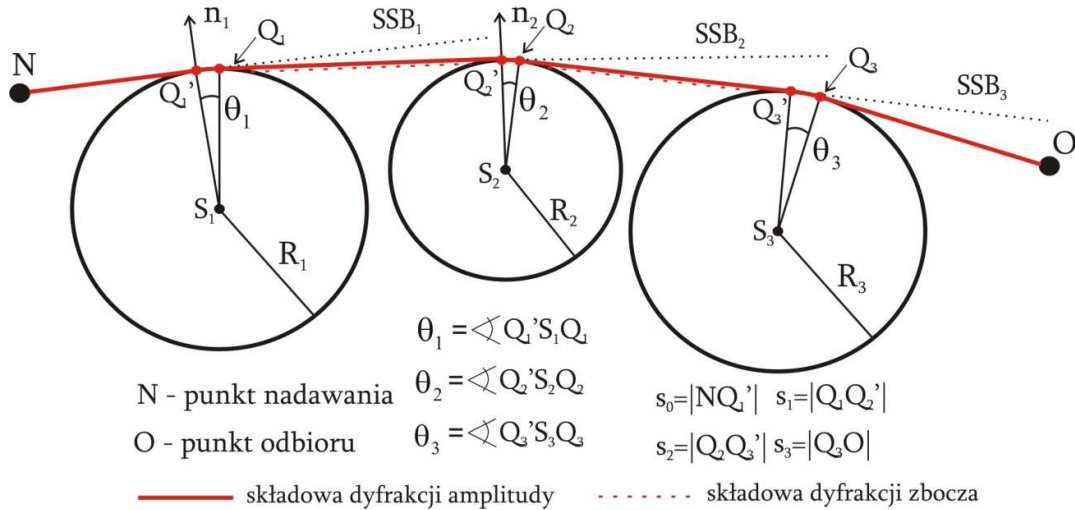
$$L_{d2} = \frac{s_0 s_1}{s_0 + s_1}, \quad (4.11a)$$

$$L_{d2} = \frac{s_1 s_2}{s_1 + s_2}, \quad (4.11b)$$

$$L_{d22} = \left(\frac{s_1}{s_1 + s_2} \right)^{\frac{1}{3}} s_2. \quad (4.11c)$$

4.2. Odpowiedź impulsowa kanału z kaskadą N przeszkód wypukłych

W pierwszej kolejności zostanie przedstawiona analityczna postać odpowiedzi impulsowej trzech przeszkód wypukłych w scenariuszu pokazanym na Rys. 4.3.



Rys. 4.3. Scenariusz dyfrakcji na kaskadzie trzech przeszkód wypukłych z zaznaczonymi granicami cienia pierwszej przeszkody – SSB₁, drugiej przeszkody SSB₂ i trzeciej przeszkody SSB₃.

Pole w punkcie odbioru jest dane wzorem (4.12), a transmitancja trzech przeszkód wypukłych jest zdefiniowana wzorem (4.13).

$$E(O) = E(N) \cdot H3K(\omega) \cdot A(s_0) \cdot A(s_1) \cdot A(s_2) \cdot A(s_3) \cdot e^{-j\beta(s_0 + s_1 + s_2 + s_3)}, \quad (4.12)$$

$$H3K(\omega) = H2K(\omega) \cdot T_{s,h}(\omega, R_3, \theta_3) + \dots \quad (4.13a)$$

$$\left[T_{s,h}(\omega, R_1, \theta_1) \cdot Z_{s,h}(\omega, R_2, \theta_2, s_2) + Z_{s,h}(\omega, R_1, \theta_1, s_1) \cdot Dn_{s,h}(\omega, R_2, \theta_2, s_2) \right] \cdot D_{s,h}(\omega, R_3, \theta_3)^2$$

$$Dn(\omega, R_2, \theta, s_2) = \frac{1}{s_2} \frac{dD_{s,h}(\omega, R_2, \theta)}{d\theta}. \quad (4.13b)$$

4. Dyfrakcja w strefie przejściowej

Odpowiednik czasowy (4.13b) dla przypadku $\xi_d \leq \xi_{dth}$, dany wzorem (4.15) otrzymany został przez retransformację składników (4.13b), wyrażonych wzorami (4.14a-c).

$$Dn^{(1)}(\omega, R, \theta, s) = \frac{1}{s} \sqrt{\frac{\omega}{2\pi v_p}} e^{-j\frac{\pi}{4}} L_{dz}^2 \theta \left[j(F(X_d) - 1) + \frac{F(X_d)}{2X_d} \right], \quad (4.14a)$$

$$Dn_s^{(2)}(\omega, R, \theta, s) \approx -\frac{1}{s} \sum_{n=2}^N A2n_n^p \cdot (j\omega)^{\frac{n-7}{6}}, \quad (4.14b)$$

$$Dn_h^{(2)}(\omega, R, \theta, s) \approx -\frac{1}{s} \sum_{n=2}^N A2n_n^q \cdot (j\omega)^{\frac{n-7}{6}}, \quad (4.14c)$$

$$A2n_n^p = A_n^p \theta^{n-2} v_p n(n-1), \quad (4.14d)$$

$$A2n_n^q = A_n^q \theta^{n-2} v_p n(n-1), \quad (4.14e)$$

$$dn_{s,h<}(t, R, \theta) \approx \frac{d}{dt} \left[\frac{L_{dz}^3 \theta^3}{s\pi \sqrt{t} (2v_p)^{\frac{3}{2}} \left(t + \frac{X}{v_p} \right)} \right] + \frac{L_{dz}^2 \theta}{s\sqrt{2v_p} \pi^{\frac{3}{2}} t^{\frac{3}{2}}} \Gamma\left(\frac{3}{2}\right) + \dots \quad (4.15)$$

$$\frac{L_{dz}^2 \theta}{s\pi \sqrt{tv_p} (2)^{\frac{3}{2}} \left(t + \frac{X}{v_p} \right)} - \sum_{n=2}^N \frac{A2n_n^{p,q}}{s\pi} \cdot \frac{\cos\left[\frac{\pi}{3}(n-2)\right]}{t^{\frac{n-1}{6}}} \Gamma\left(\frac{n}{3} - \frac{1}{6}\right)$$

Na podstawie (4.13a) odpowiedź impulsowa 3 przeszkód wypukłych przy $\xi_d \leq \xi_{dth}$ dana jest wzorem:

$$h3K_{s,h<}(t) = h2K_{s,h<}(t) * h_{s,h<}(\omega, R_3, \theta_3) + \dots \quad (4.16)$$

$$\left[h_{s,h<}(\omega, R_1, \theta_1) * z_{s,h<}(t, R_2, \theta_2, s_2) + z_{s,h<}(\omega, R_1, \theta_1, s_1) * dn_{s,h<}(t, R_2, \theta_2, s_2) \right] * d_{s,h<}(t, R_3, \theta_3)$$

Poprzez analizę odpowiedzi impulsowych kaskady dwóch oraz trzech przeszkód wypukłych zdefiniowana została odpowiedź impulsowa kaskady N przeszkód wypukłych. Jest ona dana wzorem:

$$hNK(t) = hN1K(t, \theta_1) * h(t, \theta_N) + hN1K'(t) * d(t, \theta_N), \quad (4.17)$$

gdzie $hN1K(t)$ jest odpowiedzią impulsową N-1 przeszkód wypukłych, a $hN1K'(t)$ powstaje przez podstawienie w odpowiedzi impulsowej $hN1K(t)$ w miejsce $h(t, \theta_{N-1})$ funkcji $z_{s,h}(t, \theta_{N-1}, s_{N-1})$, a w miejsce funkcji $d_{s,h}(t, \theta_{N-1})$, jeśli istnieje, wyrażenia $dn_{s,h}(t, \theta_{N-1}, s_{N-1})$.

4. Dyfrakcja w strefie przejściowej

Zależność (4.17) jest wzorem rekurencyjnym, który pozwala wyznaczyć odpowiedź impulsową N przeszkód wypukłych, startując od odpowiedzi impulsowej pierwszej przeszkody wypukłej.

Ważną uwagą, dotyczącą przedstawionych rozważań jest to, że na Rys. 3.1, Rys. 4.1 oraz Rys. 4.3 został uwzględniony tylko jeden promień dochodzący od punktu nadawania do punktu odbioru. W przypadku uwzględnienia innych promieni docierających do punktu odbioru, należy dla każdego promienia oddzielnie wyznaczyć odpowiedź impulsową daną zależnością (4.17). Całkowita odpowiedź impulsowa byłaby sumą odpowiedzi impulsowych dla pojedynczych promieni.

Wyniki końcowe, przedstawione w tym punkcie zostały w części opublikowane w [6] i dotyczyły scenariusza kaskady dwóch przeszkód wypukłych zasłaniających punkt nadawania oraz odbioru.

5. Uproszczona odpowiedź impulsowa przeszkód wypukłych i symulacje numeryczne

W rozprawie pokazana została procedura wyznaczenia uproszczonej odpowiedzi impulsowej N obiektów wypukłych oraz wyniki symulacji rozpraszania impulsu UWB na przeszkodach wypukłych, które miały na celu numeryczną weryfikację otrzymanych odpowiedzi impulsowych.

5.1. Procedura obliczenia odpowiedzi impulsowej przeszkód wypukłych

Celem wyznaczenia uproszczonej odpowiedzi impulsowej kaskady N przeszkód wypukłych jest analityczne rozwiązanie operacji splotów, występujących w (4.17).

Prawie każdy składnik funkcji splatanych w (4.17) ma postać potęgową funkcji t. Wyjątkiem są funkcje czasu, które zostały wyznaczone poprzez zastosowanie odwrotnej transformaty Laplace'a na składnikach transmitancji $H_{NK}(\omega)$, zawierających funkcję tranzycji. Innym problemem jest fakt przyjmowania wartości nieskończonych przy $t=0$, dla części ze składników $h_{NK}(t)$. Problem występowania punktów osobliwych w składnikach $h_{NK}(t)$ rozwiązano wykorzystując następującą własność operacji splotu:

$$x_1(t) * x_2(t) dt = \int x_1(t) * x_2(t) dt. \quad (5.1)$$

Własność (5.1) można uogólnić do wzoru (5.2), gdzie funkcje $y_1^n(t)$ oraz $y_2^m(t)$ nie przyjmują wartości nieskończonych. Przez wykorzystanie (5.2) splot dwóch funkcji z osobliwościami, obliczany jest według (5.3)

$$\underbrace{\int \dots \int}_n x_1(t) dt * \underbrace{\int \dots \int}_m x_2(t) dt = y_1^n(t) * y_2^m(t) = \underbrace{\int \dots \int}_{n+m} x_1(t) * x_2(t) dt = p(t), \quad (5.2)$$

$$x_1(t) * x_2(t) = \frac{d^{m+n} p(t)}{dt^{m+n}}. \quad (5.3)$$

Całki funkcji potęgowych t^w , gdzie $w \in \mathbb{R}$, są również funkcjami potęgowymi danymi w (5.4), co pozwala na proste znalezienie splotów funkcji $y_1^n(t)$ oraz $y_2^m(t)$. Wyjątkiem są składniki odpowiedzi impulsowej $h_{NK}(t)$, proporcjonalne do (5.5), których całki są proporcjonalne do (5.6), gdzie B jest stałą zależną od scenariusza kanału i prędkości v_p .

$$y_1^{m+n}(t) = A \cdot t^{w_1} * t^{w_2} = \frac{A}{w_1} \frac{\Gamma(w_1+2)\Gamma(w_2+1)}{\Gamma(w_1+w_2+2)} \cdot t^{w_1+w_2+1}, \quad (5.4)$$

$$fsp(t) = \frac{d^k}{dt^k} \left(\frac{1}{\sqrt{t(t+a)}} \right), \quad (5.5)$$

$$csp(t) = a \tan(\sqrt{B \cdot t}). \quad (5.6)$$

Aby wszystkie funkcje $y_1^n(t)$ oraz $y_2^m(t)$ były proporcjonalne do t^w , gdzie $w \in \mathbb{R}$, funkcja (5.6) została aproksymowana następującą zależnością:

$$csp(t) = \begin{cases} a_1^k B \cdot t + a_0^k \sqrt{B \cdot t} & \text{dla } B \cdot t < (B \cdot t)_T \\ a_3^k + \frac{a_2^k}{\sqrt{B \cdot t}} & \text{dla } B \cdot t \geq (B \cdot t)_T \end{cases}, \quad (5.7)$$

gdzie współczynniki a_n^k ($n=1,2,3,4$) oraz wartość progowa $(B \cdot t)_T$ są wyznaczone przy wykorzystaniu algorytmu optymalizacyjnego minimalizującego błąd aproksymacji $csp(t)$. Indeks górny k w współczynnikach a_n^k oznacza, że w przypadku splatania funkcji (5.6) z funkcją potęgową ($k=1$) zestaw wartości współczynników a_n^k jest inny, niż w przypadku splatania dwóch funkcji typu $csp(t)$ ($k=2$). Wynika to z faktu, że w pierwszym przypadku optymalizujemy aproksymację jednej funkcji, natomiast w drugim, minimalizowany musi być wynik splotu dwóch funkcji typu (5.6). W efekcie przy $k=2$ można uzyskać lepsze wyniki aproksymacji z tego względu, że błąd aproksymacji pierwszej z funkcji splatanych może być pomniejszany o przeciwny (pod względem znaku) błąd aproksymacji drugiej ze splatanych funkcji. Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, że opisany fakt następuje.

Przy wykorzystaniu aproksymacji (5.7) opracowany został następujący algorytm wyznaczenia uproszczonej odpowiedzi impulsowej kaskady N przeszkód wypukłych:

- Wyznacz odpowiedź impulsową $h(t)$ pierwszej przeszkody
- Znajdź odpowiedź impulsową dwóch przeszkód wypukłych wykorzystując (4.10), (5.4) i (5.7). Ustaw $n=2$. Znajdź M najbardziej znaczących składników odpowiedzi impulsowej (składniki z najmniejszymi wykładnikami w)
- Jeśli $n=N$, to zakończ działanie algorytmu, a jeśli nie znajdź zmodyfikowaną odpowiedź impulsową kaskady n przeszkód wypukłych $h_nK'(t)$.

- d) Zwiększ n o 1 i wyznacz uproszczoną odpowiedź impulsową kaskady N przeszkód wypukłych według (4.17), wykorzystując (5.4) i (5.7). Znajdź M najbardziej znaczących składników odpowiedzi impulsowej. Wróć do podpunktu c).

W wyniku realizacji powyższego algorytmu uproszczona odpowiedź impulsowa kaskady N przeszkód wypukłych ma następującą postać:

$$hNK(t) = \sum_{m=1}^M A_{Nm} t^{w_{Nm}}, \quad (5.8)$$

gdzie stałe A_{Nm} oraz w_{Nm} zależą od scenariusza kanału propagacyjnego i są wyznaczone w trakcie realizacji kodu programu realizującego algorytm, opisujący procedurę, przedstawioną w tym podpunkcie.

Wyniki zaprezentowane w tym podpunkcie zostały również częściowo opublikowane w [5] i [8].

5.2. Weryfikacja numeryczna odpowiedzi impulsowych przeszkód wypukłych

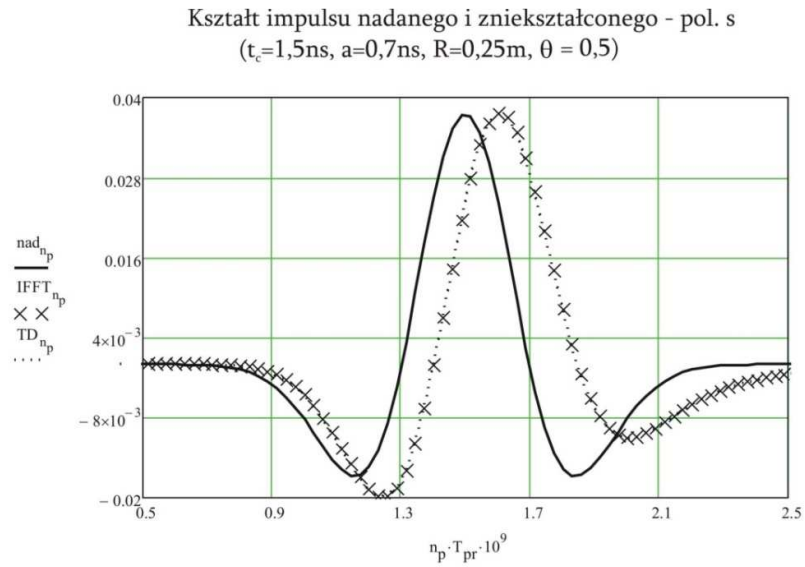
W celu numerycznej weryfikacji otrzymanych odpowiedzi impulsowych, wyniki otrzymane z ich użyciem zostały porównane z wynikami uzyskanymi przez wykorzystanie szybkiej odwrotnej transformaty Fouriera – IFFT. W obliczeniach wykorzystany został impuls Gaussa opisany wzorem:

$$p_G(t, t_c, a) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t - t_c}{a} \right)^2 \right] e^{-2\pi \left(\frac{t - t_c}{a} \right)^2}, \quad (5.9)$$

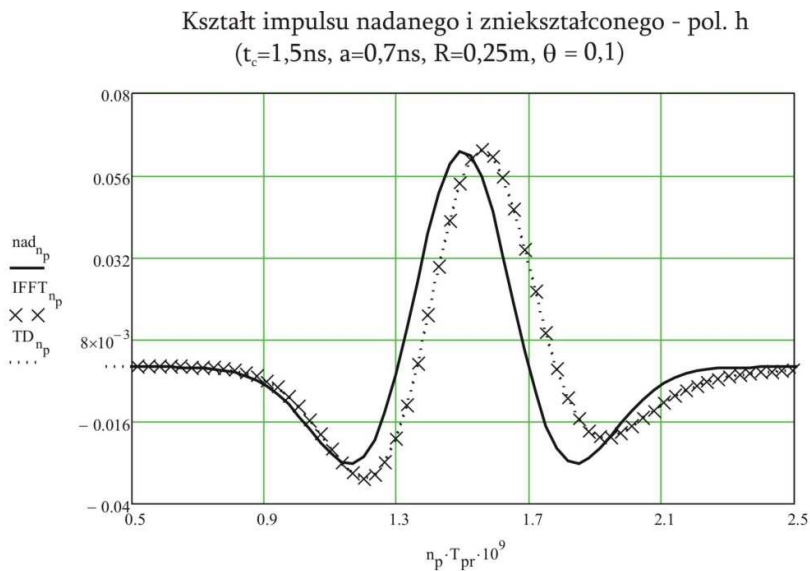
gdzie:

- t_c – środkowy argument impulsu (czas trwania impulsu wynosi $2 \cdot t_c$),
- a – czas trwania części impulsu, na który przypada większość energii impulsu (za pomocą parametru a można regulować szerokość pasma impulsu (5.9)),

Na Rys. 5.1 oraz Rys. 5.2 pokazane są wyniki zniekształcenia impulsu (5.9) dla parametrów $t_c=1,5\text{ns}$ oraz $a=0,7\text{ns}$ na odpowiednio pojedynczym obiekcie wypukłym o promieniu wynoszącym $0,25\text{m}$ oraz kaskadzie dwóch obiektów wypukłych o tych samych promieniach $R=0,25\text{m}$. W przypadku kaskady obiektów wypukłych wykorzystana została uproszczona odpowiedź impulsowa. Wyniki pokazane na rysunkach nie uwzględniają opóźnień odebranego impulsu, wywołanych składnikami typu $\delta(t-s/v_p)$, gdzie s jest długością drogi pokonanej przez sygnał.



Rys. 5.1. Nadany oraz zniekształcony impuls Gaussa w scenariuszu: $R=0,25$;
 $\theta=0,5$; $|NQ'|=|QO|=1\text{m}$, polaryzacja miękka



Rys. 5.2. Nadany oraz zniekształcony impuls Gaussa na dwóch przeszkodach wypukłych w scenariuszu: $R=0,25$; $\theta=0,1$; $|NQ_1'|=|Q_1O_2'|=|Q_2O|=1\text{m}$, polaryzacja twarda

Wyniki symulacji pokazały, że przedstawione w rozprawie odpowiedzi impulsowe są bardzo dokładnymi odpowiednikami czasowymi odpowiednich transmitancji, co wykazało poprawność metod wykorzystanych przy wyznaczeniu odpowiedzi impulsowych.

6. Eksperymentalna weryfikacja opracowanego modelu

Celem eksperymentalnej weryfikacji opracowanego modelu było porównanie otrzymanych wyników teoretycznych po kątem ich zgodności z rezultatami pomiarów. Porównywanymi parametrami były transmitancja oraz odpowiedź impulsowa badanego obiektu wypukłego. Z tego względu zostały przygotowane proste obiekty pomiarowe w kształcie cylindra, których powierzchnia była wykonana z bardzo dobrze przewodzącego materiału.

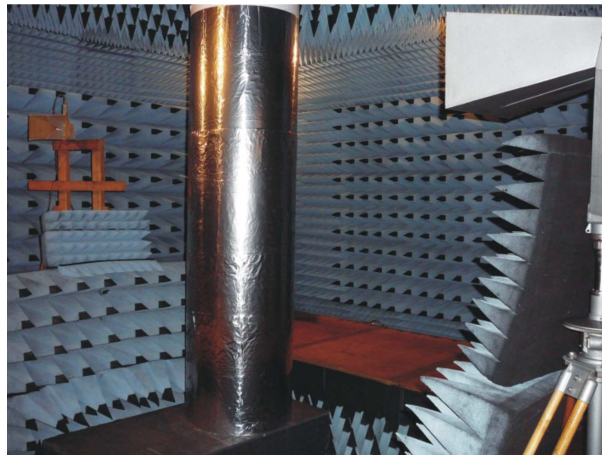
Jednym z celów eksperymentu było zapewnienie w jak największym stopniu takich warunków, aby zdecydowanie dominującym czynnikiem wpływającym na sygnał odebrany, było zjawisko dyfrakcji na badanych obiektach. Pomiary zostały przeprowadzone w dwóch środowiskach propagacyjnych. Pierwszym z nich był hol Wydziału Elektroniki i Telekomunikacji Politechniki Poznańskiej, natomiast drugim była komora bezodbiciowa. Pomiary w obydwu przypadkach zostały wykonane bezpośrednio w dziedzinie częstotliwości, w jej ultra szerokim paśmie. W pierwszym scenariuszu było to pasmo 5,25 GHz do 5,75 GHz, a transmitowany sygnał był zgodny ze standardem WiMedia [25]. W drugim scenariuszu sygnał nadany składał się z sygnałów harmonicznym o tej samej amplitudzie, których częstotliwości, dla przypadku pomiaru amplitudy, były „przemiatane” w paśmie od 5,25 GHz do 7,25 GHz z krokiem co 0,1 GHz, natomiast przy pomiarze fazy sygnału w paśmie 2,0 GHz do 2,5 GHz.

Wyniki pomiarów w obydwu przypadkach zostały porównane z opracowanymi wynikami teoretycznymi, obliczonymi na podstawie wzorów (3.3) i (3.13). W autoreferacie rozprawy przedstawienie wyników pomiarów ograniczone jest do tych, wykonanych w komorze bezodbiciowej. Pomiary zostały wykonane przy trzech scenariuszach. W pierwszym z nich pomiędzy antenami nadawczą oraz odbiorczą nie było wstawionego cylindra. Wyniki tych pomiarów były niezbędne do wyznaczenia transmitancji i odpowiedzi impulsowej przeszkody wypukłej według procedury szczegółowo opisanej w rozprawie. Pomiary w scenariusza cylindra umieszczonego między antenami zostały wykonane dla dwóch przypadków:

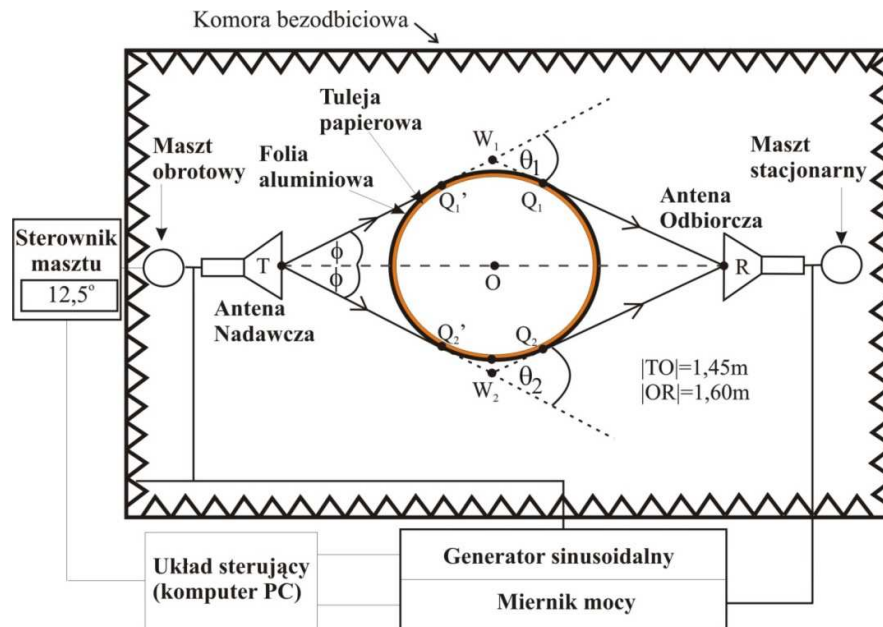
- a) oś symetrii badanego cylindra była zgodna z osią symetrii anteny nadawczej oraz odbiorczej (pomiar centralny),
- b) oś symetrii anteny nadawczej oraz odbiorczej była zgodna ze styczną do badanego cylindra (pomiar styczny).

6. Eksperymentalna weryfikacja opracowanego modelu

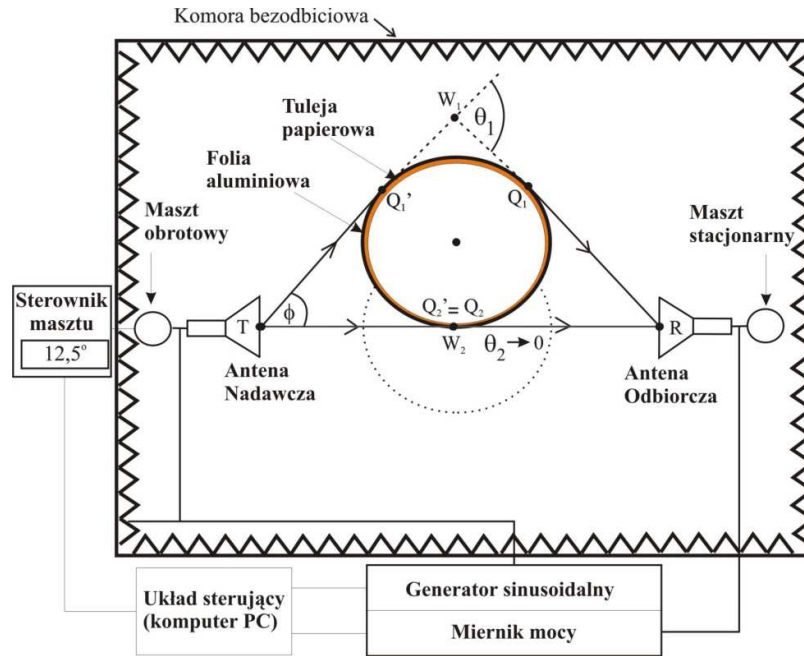
Ilustracja stanowiska pomiarowego jest zamieszczona na Rys. 6.1, natomiast schematy pomiarów są przedstawione odpowiednio na Rys. 6.2 oraz 6.3 (na rysunkach promienie pelzające oraz aktualne pozycje cylindra oznaczone są linią ciągłą). Pomiar fazy został wykonany w pozycji centralnej cylindra. Układ do pomiaru fazy różnił się od tego z Rys. 6.1 tym, że zamiast generatora sinusoidalnego oraz miernika mocy, użyty był analizator sieci.



Rys. 6.1. Zdjęcie stanowiska eksperymentu pomiarowego cylindra.



Rys. 6.2. Schemat eksperymentu pomiarowego w komorze bezodbiciowej dla cylindra umieszczonego centralnie.

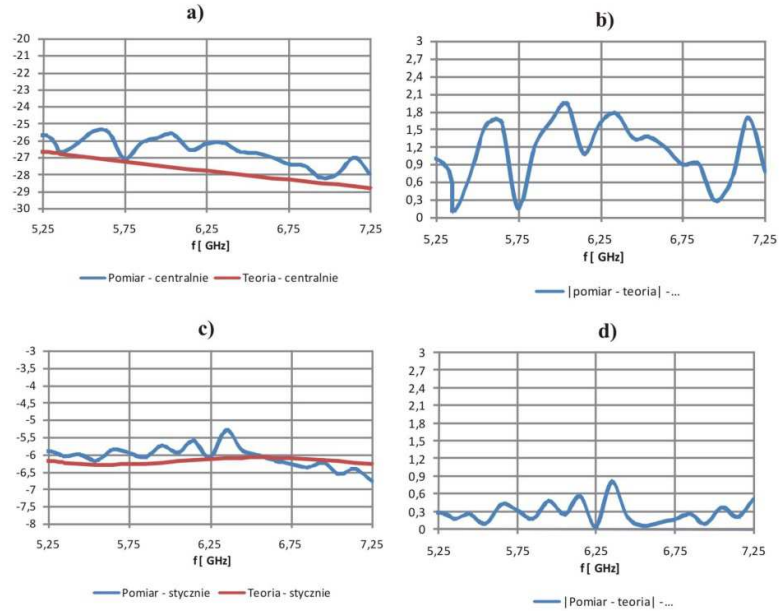


Rys. 6.3. Schemat eksperymentu pomiarowego w komorze bezodbiowej dla cylindra umieszczonego stycznie.

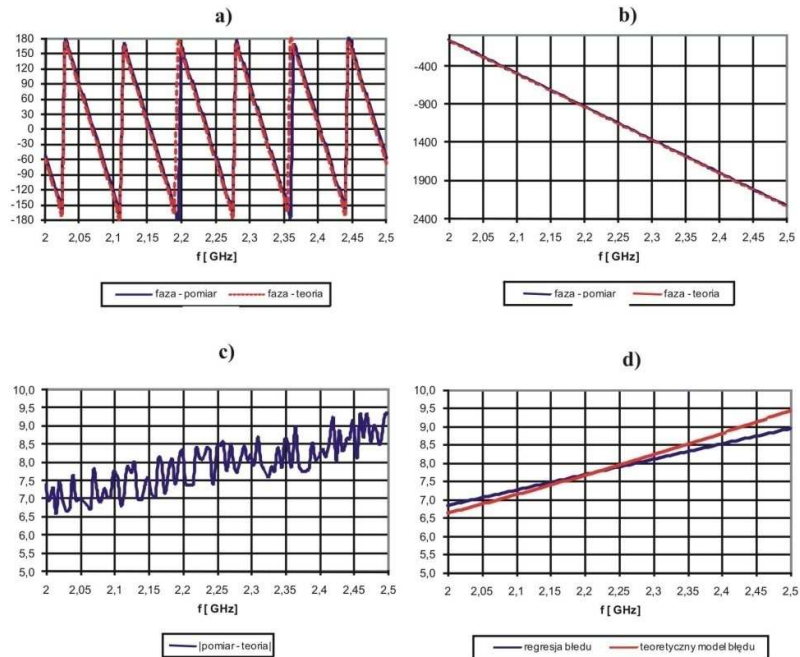
W tym miejscu zaprezentowane zostaną porównawcze wyniki pomiarów oraz teorii. Wyniki przedstawione są na rysunkach 6.4, 6.5 oraz 6.6. Na Rys. 6.4 zestawione są wyniki wyznaczonego eksperymentalnie oraz z teorii kwadratu amplitudy transmitancji - $|H(f)|^2$ badanego cylindra w przedziale częstotliwości 5,25-7,25 GHz dla pozycji centralnej oraz stycznej cylindra, natomiast na Rys. 6.5 pokazane są wyniki zmierzonej oraz teoretycznej charakterystyki fazowej badanego cylindra w przedziale częstotliwości 2,00-2,50 GHz dla pozycji centralnej cylindra. Z kolei Rys. 6.6 przedstawia porównanie zmierzonego i teoretycznego modułu transmitancji cylindra oraz zmierzonej i teoretycznej odpowiedzi impulsowej cylindra. Wyznaczenie wartości próbek zmierzonego modułu transmitancji cylindra oraz zmierzonej odpowiedzi impulsowej zostało szczegółowo opisane w rozprawie. W autoreferacie rozprawy ograniczono się do pokazania wyników.

W wyniku analizy porównawczego zestawienia wyników pomiarów oraz teoretycznych na Rys. 6.4, Rys. 6.5 oraz Rys. 6.6. można stwierdzić, że wyniki eksperymentów pomiarowych potwierdzają poprawność stosowania odpowiedzi impulsowych, przedstawionych w rozprawie, do analizy propagacji sygnału UWB w kanale z rzeczywistymi obiektami wypukłymi. Wynika to z dużej zgodności wyników pomiarów z teoretycznymi.

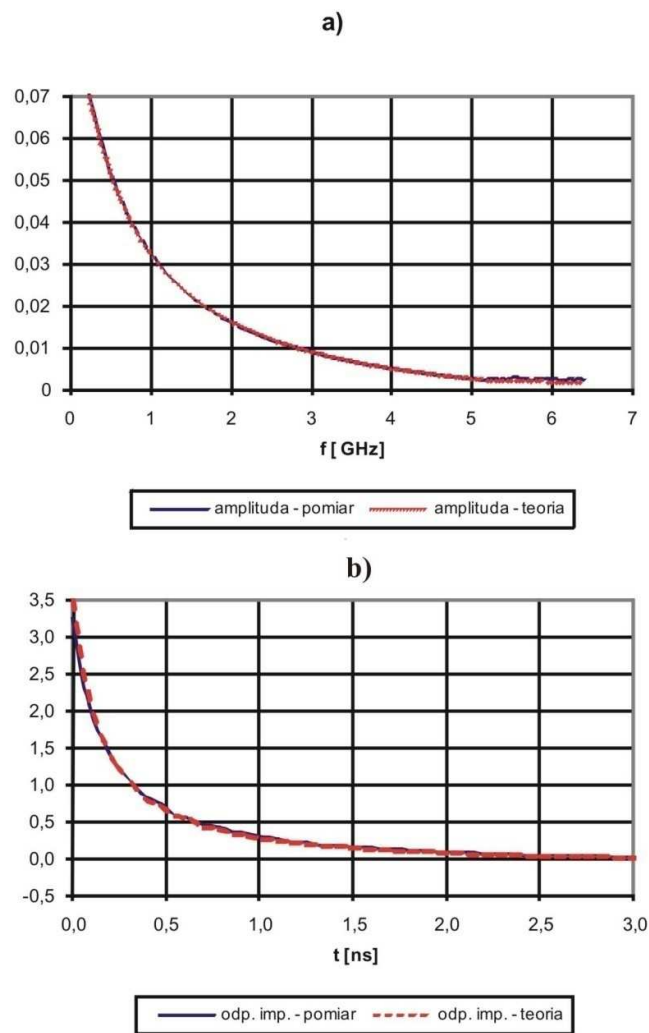
6. Eksperymentalna weryfikacja opracowanego modelu



Rys. 6.4. Porównanie wyznaczonej eksperymentalnie (Pomiar – centralnie/ stycznie) oraz teoretycznie (Teoria – centralnie/ stycznie) funkcji $|H(f)|^2$ dla pozycji centralnej – (a) i stycznej cylindra – (c) oraz różnice między eksperymentalnym i teoretycznym $|H(f)|^2$ (|pomiar – teoria|) przy pozycji centralnej – (b) i stycznej (d) cylindra dla drugiego scenariusza pomiarów.



Rys. 6.5. Porównawcze wyniki wyznaczonej eksperymentalnie fazy $H(f)$ w drugim scenariuszu dla pozycji centralnej cylindra w postaci funkcji nieciągłej – (a) i ciągłej – (b), różnica między eksperymentalną fazą $H(f)$ i teoretyczną – (c) oraz porównanie regresji liniowej błędów c) z błędem wyznaczonym przez symulację niedokładności ustawienia osi symetrii anten i cylindra – (d).



Rys. 6.6. Eksperymentalne i teoretyczne wyniki $|H(f)|^2$ – (a) oraz $h(t)$ – (b).

7. Wnioski końcowe

Na podstawie analizy wyników przedstawionych w rozprawie można stwierdzić, że postawiona na początku rozprawy teza została udowodniona, a wyznaczony cel został osiągnięty. Opracowano odpowiedzi impulsowe pojedynczej przeszkody wypukłej oraz kaskady przeszkód wypukłych oraz procedurę efektywnego obliczania tych odpowiedzi. Została przeprowadzona pozytywna weryfikacja odpowiedzi impulsowych poprzez pomiary i obliczenia numeryczne zniekształcenia impulsu UWB na przeszkodach wypukłych. Z tego względu można stwierdzić, że odpowiedzi impulsowe, przedstawione w rozprawie, mogą być z powodzeniem zaimplementowane w programach symulujących propagację sygnału UWB w rzeczywistym kanale zawierającym przeszkody wypukłe. Poprzez symulacje może być dokonywana analiza dotycząca m. in. charakteru zniekształcenia nadanego impulsu UWB oraz wyodrębnienia głównych czynników wpływających na zmiany sygnału UWB w określonym scenariuszu propagacyjnym.

Przedstawione w rozprawie wyniki zostały częściowo opublikowane w renomowanym czasopiśmie [6], wydane jako podrozdział w książce [5] oraz były opublikowane na licznych konferencjach międzynarodowych [np. 7, 8, 9]. Ponadto prace opisane w rozprawie doktorskiej, uzyskały finansowanie w postaci projektu badawczego promotorskiego pt. „Analiza zniekształceń impulsu UWB w kanałach z przeszkodami wypukłymi” o numerze NN517382336.

Literatura

- [1]. Bertoni H. L., "Radio Propagation for Modern Wireless Systems", Upper Saddle River, N. Jersey, 2000.
- [2]. Duroc Y., Ghiotto A., Vuong T. P., Tedjini S., "UWB Antennas: Systems With Transfer Function and Impulse Response", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 5, May 2007, pp. 1449-1551.
- [3]. EC 2007/131/: Commission Decision of 21 February 2007 on allowing the use of the radiospectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community.
- [4]. Ghaddar M., Talbi L., Denidni T. A., Sebak A., "A Conducting Cylinder for Modeling Human Body Presence in Indoor Propagation channel", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 11, November 2007, pp. 3099-3103.
- [5]. Górnjak P., Bandurski W., „Time Domain Transition Zone Diffraction on Convex Obstacles”, "Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 9, Springer Verlag, April 2010.
- [6]. Górnjak P., Bandurski W., „Direct Time Domain Analysis of An UWB Pulse Distortion by Convex Objects with the Slope Diffraction Included”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 9, September 2008, pp. 3036-3044.
- [7]. Górnjak P., Bandurski W., „Impulse Response of the UWB Channel with Perfectly and non Perfectly Conducting Convex Obstacles”, European Conference on Antennas and Propagation - EuCAP 2009, Berlin, March 2009.
- [8]. Górnjak P., Bandurski W., „Impulse Response of Transition Zone Diffraction on Many Convex Obstacles in Cascade”, Loughborough Antenna and Propagation Conference - LAPC 2009, Loughborough, November 2009.
- [9]. Górnjak P., Bandurski W., „Time Domain Version of the Bertoni's Frequency Domain Hill Model”, Loughborough Antenna and Propagation Conference - LAPC 2009 - LAPC 2007, Loughborough, November 2007.
- [10]. Gustavsen B., Semlyen A., "Rational Approximation of Frequency Domain Response by Vector Fitting", IEEE Tran. on Power Delivery, vol.14, no. 3, 1999, pp. 1052-1061.
- [11]. Hansen T. B., Shore R. A., "Incremental Length Diffraction Coefficients for the Shadow Boundary of a Convex Cylinder", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 10, October 1998, pp. 1558-1466.

- [12]. Hausman S., "Modelowanie Propagacji Fal Radiowych do Projektowania Naziemnych Systemów Łączności Bezprzewodowej", Zeszyty Naukowe nr 1009, Politechnika Łódzka, 2007.
- [13]. Heyman E., Felsen L. B., "High Frequency Fields in the Presence of a Curved Dielectric Interface", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-32, no. 9, September 1984, pp. 969-978.
- [14]. http://www.sintef.no/content/page1____3704.aspx.
- [15]. Huang X., Chen B., Cui H-L., "Radio-Propagation Model Based on the Combined Method of Ray Tracing and Diffraction", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 4, April 2006, pp. 1284-1291.
- [16]. Lee K-H., Chen C-C., Teixeira F. L., "Modeling and Investigation of a Geometrically Complex UWB GPR Antenna Using FDTD ", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 8, August 2004, pp. 1983-1991.
- [17]. Logan N. A., General Research in Diffraction Theory, Lockheed Missiles and Space Division, Tech. Rep. LMSD-288087, 1959.
- [18]. McNamara D. A., Pistorius C. W. I., "Introduction to The Uniform Geometrical Theory of Diffraction, Artech House, Boston 1990.
- [19]. Molisch A. F., "Ultra-Wideband Propagation Channels – Theory, Measurement and Modeling", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 54, no. 5, September 2005, pp. 1528-1545.
- [20]. Molisch A. F., Balakrishnan K., Cassioli D., "A Comprehensive Model for Ultrawideband Propagation Channels", IEEE Globecom 2005, pp. 3648-3653.
- [21]. Paknys R., Wang N., "Creeping Wave Propagation Constants for Impedance Boundary Conditions", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, no. 5, May 1986, pp. 674-680.
- [22]. Qiu R. C., Zhou C., Liu Q., "Physics-Based Pulse Distortion for Ultra-
- [23]. Rousseau P. R., Pathak P. H., "Time-Domain Uniform Geometrical Theory of Diffraction for a Curved Wedge, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43, no. 12, December 1995, pp 1375-1382.
- [24]. Rousseau P. R., Pathak P. H., Chou H-T., "A Time Domain Formulation of the Uniform Geometrical Theory of Diffraction for Scattering from a Smooth Convex Surface", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 6, June 2007, pp. 1522-1534.
- [25]. Standard ECMA-368, 2nd edition, December 2007.