

POLITECHNIKA WARSZAWSKA

**Wydział Elektroniki i Techniki
Informacyjnych**

ROZPRAWA DOKTORSKA

Marek Bury

**Obrazowanie obiektów na podstawie wielopunktowej akwizycji
mikrofalowych sygnałów szerokopasmowych**

Promotor

prof. dr hab. inż. Józef Modelski

Warszawa, 2009

Streszczenie

Praca poświęcona jest zagadnieniom dotyczącym ultraszerokopasmowego mikrofalowego systemu obrazującego. Obraz obracającego się obiektu jest odtwarzany na podstawie analizy sygnałów odbitych od niego dla kolejnych kątów obrotu.

Autor opracował własne wersje modeli matematycznych układu pomiarowego oraz algorytmów odtwarzania obrazu na podstawie surowych danych pomiarowych.

Typowe parametry stosowane w opisie właściwości elektrycznych anten niedostatecznie oddają wpływ anteny na stosowane w systemie sygnały ultraszerokopasmowe. W związku z tym zaczerpnięto z literatury adekwatny opis wykorzystujący pojęcie odpowiedzi impulsowej anteny. Ulepszenie znanych metod pomiaru odpowiedzi impulsowej anteny stanowi oryginalny wkład autora. W pracy przedstawiono wyniki badań zestawionych systemów obrazujących, realizujących przetwarzanie zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości. Przeprowadzono liczne eksperymenty identyfikujące możliwości systemu. Wykazały one, że można za jego pomocą wykrywać obiekty metalowe i dielektryczne. Potwierdzono też możliwość penetracji niektórych materiałów nieprzepuszczalnych dla światła widzialnego. Ze względu na długi czas akwizycji surowych danych pomiarowych autor zaproponował rozwiązanie umożliwiające redukcję liczby sondowań poprzez zwielokrotnienie liczby anten odbiorczych. Przewidywania teoretyczne oraz wyniki symulacyjne skonfrontowano z rezultatami licznych pomiarów.

Summary

The thesis concerns issues related to an ultra-wideband microwave imaging system. An image of revolving object under test is reconstructed from the results of analysis of the reflected signals, recorded for subsequent angles of rotation.

Author has prepared his own versions of the mathematical models describing measurement setup as well as algorithms for image reconstruction.

Typical parameters used in the description of antennas' electrical properties are not adequate to describe an influence that antennas have on the transmitted ultra-wideband signals. Therefore, a more suitable mathematical description based on the antenna pulse response has been applied. An improvement of known methods for antenna pulse response measurements was an original work done by the author. Measurement systems operating in frequency domain and in time domain have been set up. Results of numerous experiments identifying their abilities are presented herein. It has been shown that ultra-wideband microwave imaging system is capable of detecting metal and dielectric objects. An ability of penetrating some opaque materials has also been confirmed experimentally.

Author suggested a solution based on increasing of the number of the receiving antennas for the sake of reducing a long time of acquisition of the raw measurement data. Theoretical expectations and results of simulations have been compared with the results of numerous measurements.

Mojej Žonie

Spis treści

Spis treści	9
Podziękowania	13
Lista najważniejszych symboli i skrótów	15
1 Wstęp	21
1.1 Wprowadzenie	21
1.2 Tezy rozprawy	22
1.3 Planowany przebieg badań	22
1.4 Układ rozprawy	23
2 Przegląd technik obrazowania w pasmach mikrofalowych	25
2.1 Wstęp	25
2.2 Systemy jednoczęstotliwościowe – holografia mikrofalowa	26
2.2.1 Koncepcja holografii – holografia optyczna	26
2.2.2 Holografia w paśmie mikrofal	27
2.3 Systemy wieloczęstotliwościowe z wektorowym pomiarem sygnału	28
2.3.1 Aparatura pomiarowa	29
2.3.2 Zastosowania obrazowania w pasmach mikrofalowych	30
2.4 Wyniki analizy znanych rozwiązań	36
2.4.1 Obserwacje	36
2.4.2 Wnioski	37
3 Anteny w systemach ultraszerokopasmowych	39
3.1 Znaczenie szerokości pasma dla sposobu opisu właściwości elektrycznych anten	39

SPIS TREŚCI

3.1.1	Tło historyczne	39
3.1.2	Definicja sygnału ultraszerokopasmowego (UWB)	40
3.2	Opis anten szerokopasmowych w dziedzinie częstotliwości	41
3.2.1	Specyfika opisu anten w szerokopasmowym łączu radiowym	41
3.2.2	Wielkości stosowane w opisie	42
3.2.3	Model propagacji jednodrogowej	43
3.2.4	Model propagacji wielodrogowej	47
3.3	Opis anten szerokopasmowych w dziedzinie czasu	50
3.3.1	Model propagacji jednodrogowej	50
3.3.2	Model propagacji wielodrogowej	51
3.4	Pomiary odpowiedzi impulsowej	52
3.4.1	Znaczenie odpowiedzi impulsowej dla działania systemu ultraszerokopasmowego	52
3.4.2	Pomiar ze znaną anteną referencyjną	55
3.4.3	Wyznaczanie odpowiedzi impulsowej anteny referencyjnej	61
3.4.4	Pomiar z wykorzystaniem trzech anten	64
3.5	Anteny szerokopasmowe zastosowane w systemie obrazującym	65
3.5.1	Anteny odbiorcze	66
3.5.2	Antena nadawcza	69
3.6	Podsumowanie	71
4	Koncepcja i model matematyczny jednokanałowego systemu obrazującego	73
4.1	Koncepcja systemu pomiarowego	73
4.2	Model systemu z jedną anteną nadawczo-odbiorczą	75
4.2.1	Model uproszczony	78
4.3	Model systemu z osobnymi antenami nadawczą i odbiorczą	80
4.3.1	Model uproszczony	82
4.4	Różnice wysokości	84
5	Jednokanałowy ultraszerokopasmowy system obrazujący z przetwarzaniem w dziedzinie czasu	87
5.1	Układ pomiarowy	87
5.2	Wstępne przetwarzanie surowych danych pomiarowych	91
5.2.1	Słumienie echa układu pomiarowego	92
5.2.2	Ustalenie szerokości okna czasu obserwacji	92

5.2.3	Lokalizacja chwili odniesienia	93
5.2.4	Ograniczenie macierzy surowych danych pomiarowych	94
5.3	Algorytm odtwarzania obrazu	94
5.3.1	Przeliczanie współrzędnych fizycznych na współrzędne obrazu	97
5.3.2	Uproszczony model matematyczny	98
5.3.3	Model dokładny	99
5.4	Badania eksperymentalne	100
5.4.1	Detekowalne obiekty	100
5.4.2	Możliwości penetracyjne systemu	104
5.4.3	Badania rozdzielczości systemu	110
5.5	Podsumowanie	113
6	Jednokanałowy ultraszerokopasmowy system obrazujący z przetwarzaniem w dziedzinie częstotliwości	115
6.1	Układ pomiarowy	115
6.2	Koncepcja odtwarzania obrazu	116
6.3	Algorytm odtwarzania obrazu	118
6.4	Przykładowe wyniki	121
6.5	Podsumowanie	123
7	Wielokanałowy ultraszerokopasmowy system obrazujący	125
7.1	Założenia oraz model matematyczny wielokanałowego ultraszerokopasmowego systemu obrazującego	125
7.2	Algorytm odtwarzania obrazu w wielokanałowym systemie obrazującym	126
7.3	Symulacje wielokanałowego systemu obrazującego	128
7.4	Wielokanałowy układ pomiarowy	131
7.5	Wyniki eksperymentów	132
7.5.1	Ocena wpływu zwiększenia liczby anten na rozdzielczość systemu	133
7.5.2	Ocena możliwości ograniczenia liczby sondowań	135
7.6	Podsumowanie	140
8	Podsumowanie	143
8.1	Zrealizowane prace	143
8.2	Kierunki dalszych badań	145

Bibliografia	147
Dodatek A Wymiary oraz odpowiedzi impulsowe zestawów anten odbiorczych zastosowanych w systemie obrazującym	161
A.1 Anteny typu otwarty koniec falowodu	161
A.1.1 Projekt anteny	161
A.1.2 Odpowiedzi impulsowe	161
A.2 Anteny Vivaldi	164
A.2.1 Projekt anteny	164
A.2.2 Odpowiedzi impulsowe	166
Dodatek B Przykładowa implementacja algorytmu odtwarzania obrazu w wielokanałowym systemie obrazującym – model dokładny	169
Dodatek C Rozmieszczenie anten w wielokanałowym układzie pomiarowym	173
Dodatek D Wpływ niestabilności podstawy czasu na kalibrację systemu	175
Dodatek E Ograniczenie pasma sygnału pomiarowego do definicji UWB zaproponowanej przez FCC	179
Dodatek F Przetwarzanie danych pomiarowych za pomocą algorytmu CLEAN	181
F.1 Detekcja czasu nadejścia sygnału za pomocą algorytmu CLEAN	181
F.2 Dekonwolucja odpowiedzi impulsowej toru za pomocą algorytmu CLEAN . .	183
F.3 Odtworzone obrazy	184

Podziękowania

Realizacja tej pracy byłaby bardzo utrudniona lub wręcz niemożliwa bez udziału znacznej liczby osób, którym chciałbym złożyć gorące podziękowania:

Moim Rodzicom, za nieustanne wsparcie oraz udostępnienie długiej półki rzadkich, a także pożytecznych pozycji literatury – o ileż łatwiej jest podążać przetartą ścieżką.

Promotorowi, profesorowi Józefowi Modelskiemu za zaangażowanie oraz konsekwentne motywowanie do pracy.

Profesorowi Tadeuszowi Morawskiemu, za liczne wskazówki i rady, w tym tę, żeby podjąć studia doktoranckie.

Kolegom z Zakładu Radiokomunikacji, za żaźarte dyskusje i konsultacje oraz wsparcie w czasochłonnych badaniach i żmudnym wyszukiwaniu przyczyn błędów.

Chciałbym także wyrazić wdzięczność **Fundacji Wspierania Rozwoju Radiokomunikacji i Technik Multimedialnych** za przyznanie stypendium doktoranckiego, które pozwoliło mi poświęcić realizacji niniejszej pracy więcej czasu i zaangażowania. Niniejsza praca była również współfinansowana przez Unię Europejską w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego, projekt „**Program Rozwojowy Politechniki Warszawskiej**”.

Lista najważniejszych symboli i skrótów

Symbole

\star	operator splotu
$\angle z$	argument liczby zespolonej z
ΔD_i	różnica pomiędzy całkowitą długością drogi jaką przebywa impuls odbity od punktu P_i a długością drogi odniesienia, w układzie pomiarowym systemu obrazującego
Δr	Zdolność rozdzielcza
ΔS_i	obszar na platformie obrotowej odpowiadający punktowi obrazu
$\delta(t)$	delta Diraca
$\Delta \tau$	Czas trwania impulsu pomiarowego zdefiniowany na poziomie -3 dB poniżej maksimum amplitudy
Γ_i	liczba zespolona opisująca straty i zmiany fazy składowej wielodrogowej
λ	długość fali
ρ_{max}	długość promienia wodzącego obrazowanego punktu najbardziej oddalonego od osi obrotu platformy
$\tau_i(\phi)$	opóźnienie impulsu odbitego od i -tego punktu (P_i) przy obrocie platformy o kąt ϕ
θ_{rx}	kąt azymutu w układzie współrzędnych anteny odbiorczej
φ_{rx}	kąt zenitalny w układzie współrzędnych anteny odbiorczej

LISTA NAJWAŻNIEJSZYCH SYMBOLI I SKRÓTÓW

- $WSP(\omega)$ funkcja proporcjonalności wiążąca transmitancję łącza radiowego z iloczynem transmitancji anteny nadawczej i odbiorczej
- $usp(t)$ sztuczny przebieg czasowy stanowiący odwrotną transformatę Fouriera współczynnika proporcjonalności $WSP(\omega)$
- A_x antena poddawana pomiarowi
- A_{rx} antena odbiorcza
- A_{tx} antena nadawcza
- c prędkość światła w próżni, $c = 299\,792\,458 \frac{\text{m}}{\text{s}}$
- D_i całkowita długość drogi jaką przebywa impuls odbity od punktu P_i , w układzie pomiarowym systemu obrazującego
- d_i odległość między punktem odbijającym P_i o współrzędnych a anteną nadawczo-odbiorczą, w układzie pomiarowym systemu obrazującego
- $d_{rx,i}$ odległość między punktem odbijającym P_i o współrzędnych a anteną odbiorczą, w układzie pomiarowym systemu obrazującego
- $d_{tx,i}$ odległość między punktem odbijającym P_i o współrzędnych a anteną nadawczą, w układzie pomiarowym systemu obrazującego
- \vec{e}_{rx} przebieg czasowy pola elektrycznego fali docierającej do anteny odbiorczej
- $\vec{E}_{rx}(\omega)$ widmo częstotliwościowe natężenia pola elektrycznego fali odbieranej
- \vec{e}_{tx} przebieg czasowy pola elektrycznego fali emitowanej przez antenę nadawczą
- $\vec{E}_{tx}(\omega, r_{tx})$ widmo częstotliwościowe natężenia pola elektrycznego fali wypromieniowanej przez antenę w odległości r_{tx} od anteny nadawczej
- f częstotliwość
- f_H górna granica pasma
- f_L dolna granica pasma
- f_s efektywna częstotliwość próbkowania

LISTA NAJWAŻNIEJSZYCH SYMBOLI I SKRÓTÓW

G_{rx}	zysk energetyczny anteny odbiorczej
G_{tx}	zysk energetyczny anteny nadawczej
\tilde{h}	odpowiedź impulsowa zmierzona bezpośrednio
\vec{H}_{rx}	transmitancja anteny odbiorczej
\vec{h}_{rx}	odpowiedź impulsowa anteny odbiorczej
\vec{H}_{tx}	transmitancja anteny nadawczej
\vec{h}_{tx}	odpowiedź impulsowa anteny nadawczej
H_r	znana transmitancja anteny referencyjnej
$h_r(t)$	odpowiedź impulsowa anteny referencyjnej
H_x	transmitancja anteny poddawanej pomiarowi
$h_x(t)$	odpowiedź impulsowa anteny poddawanej pomiarowi
K	całkowita liczba próbek w danym paśmie częstotliwościowym
k	zmienna indeksująca próbki w dziedzinie częstotliwości
L	liczba kanałów (torów odbiorczych)
l	indeks kanału w wielokanałowym układzie pomiarowym
L_f	tłumienie wolnej przestrzeni
M	liczba próbek sygnału
m	zmienna indeksująca próbki w dziedzinie czasu
m_0	numer próbki odpowiadającej chwili odniesienia
M_{raw}	liczba próbek w kolumnie macierzy surowych danych pomiarowych przed wstępnym przetwarzaniem
N	liczba sondowań
n	zmienna indeksująca sondowania i kąty obrotu platformy

LISTA NAJWAŻNIEJSZYCH SYMBOLI I SKRÓTÓW

- $p(t)$ przebieg czasowy impulsu pomiarowego
- P_i punkt na platformie obrotowej, o współrzędnych $(x_i, y_i) \equiv (\rho_i, \varphi_i)$
- r_i droga przebywana przez i -tą składową wielodrogową
- r_{rx} promień wodzący w układzie współrzędnych anteny odbiorczej
- r_{tx} odległość pomiędzy antenami nadawczą i odbiorczą
- $\mathbf{s}_{M \times N}$ macierz surowych danych pomiarowych – zapisany kolumnowo zestaw czasowych przebiegów sygnałów odbitych uzyskanych dla kolejnych sondowań
- t czas
- u_{rx} przebieg czasowy napięcia na zaciskach anteny nadawczej
- $U_{rx}(\omega)$ widmo częstotliwościowe napięcia na zaciskach anteny odbiorczej
- $U_{tx}(\omega)$ widmo częstotliwościowe napięcia sygnału doprowadzanego do zacisków anteny nadawczej
- W szerokość czasowego okna obserwacji
- W_{raw} Szerokość czasowego okna obserwacji, przed wstępnym przetwarzaniem
- $\{X[i, j]\}, \{X[i, j]_{I \times J}\}, \mathbf{X}_{I \times J}$ macierz próbek
- $\{X[i]\}$ wektor próbek
- $X[i], X[i, j]$ element wektora próbek, element macierzy próbek
- Z_0 impedancja falowa próżni $Z_0 = 120\pi \Omega$
- Z_c impedancja charakterystyczna toru
- Z_{rx} impedancja toru, do którego podłączona jest antena odbiorcza
- Z_{tx} impedancja toru, z którego jest zasilana antena nadawcza

Skróty

- FCC ang. *Federal Communications Commission*
- FDP filtr dolnoprzepustowy

LISTA NAJWAŻNIEJSZYCH SYMBOLI I SKRÓTÓW

- FDTD ang. *Finite-Difference Time-Domain method* – metoda różnic skończonych w dziedzinie czasu
- GPIB ang. *General Purpose Interface Bus* – magistrala wykorzystywana do transferu danych pomiarowych
- OPP obiekt poddawany pomiarowi
- OT obiekt testowy
- PP układ kompresji impulsu (ang. *Pulse Picker*)
- RCS ang. *Radar Cross Section* – powierzchnia skutecznego odbicia
- SAR ang. *Synthetic Aperture Radar* – radar z syntetyczną aperturą
- SMA ang. *SubMiniature version A* – standard złącz mikrofalowych
- USB ang. *Universal Serial Bus*
- UWB ang. *Ultra-Wideband* – ultraszerokopasmowy w.cz. wielkiej częstotliwości

Transformaty

- \mathcal{DFT} dyskretna transformata Fouriera, ang. *Digital Fourier Transform*
- \mathcal{FFT} algorytm szybkiej transformaty Fouriera, ang. *Fast Fourier Transform*
- \mathcal{IDFT} odwrotna dyskretna transformata Fouriera, ang. *Inverse Digital Fourier Transform*
- \mathcal{IFFT} algorytm odwrotnej szybkiej transformaty Fouriera, ang. *Inverse Fast Fourier Transform*
- \mathcal{F} transformata Fouriera
- \mathcal{F}^{-1} odwrotna transformata Fouriera

Rozdział 1

Wstęp

1.1 Wprowadzenie

Tematyka niniejszej rozprawy dotyczy mikrofalowego obrazowania obiektów. W związku z rozwojem technik szerokopasmowych systemy obrazujące pracujące na częstotliwościach mikrofalowych cieszą się rosnącym zainteresowaniem. W tej sytuacji podjęcie prac badawczych dotyczących tych technik wydaje się zasadne.

Promieniowanie elektromagnetyczne w zakresie fal centymetrowych jest mniej szkodliwe dla organizmów żywych od promieni Roentgena (znajdujących zastosowanie w typowych systemach obrazujących), a jednocześnie pozwala na stosunkowo łatwą detekcję obiektów wykonanych z metalu, jak również obiektów wykonanych z materiałów dielektrycznych. Są to właściwości szczególnie cenne dla systemów bezpieczeństwa, mających za zadanie wykrywać broń, bomby, miny itp. Prace prowadzone w różnych ośrodkach na całym świecie wskazują, że mikrofalowe systemy obrazujące mogą znaleźć również zastosowanie w medycynie. Przemawia za tym fakt, że patologicznie zmieniona tkanka ludzka, taka jak nowotwór, charakteryzuje się inną przenikalnością elektryczną niż tkanka zdrowa, w związku z czym jest dla fal elektromagnetycznych obiektem odbijającym i może zostać wykryta.

Szczególnie interesujące są ultraszerokopasmowe systemy obrazujące zapewniające wysokie rozdzielczości uzyskiwanych odwzorowań. Jest to dziedzina stosunkowo nowa i niedostatecznie opisana w literaturze. Dotyczy to zwłaszcza metod opisu transmisji sygnałów ultraszerokopasmowych za pośrednictwem anten. W niniejszej rozprawie zostały poruszone zarówno zagadnienia opisu matematycznego takiej transmisji, jak i jej wpływu na system obrazujący.

1.2 Tezy rozprawy

Po przeprowadzeniu wstępnych badań symulacyjnych i eksperymentalnych oraz sformułowaniu wniosków autor postawił następujące tezy:

1. *W mikrofalowym ultraszerokopasmowym systemie obrazującym rozdzielczość możliwa do uzyskania bez zastosowania metod dekonwolucji jest ograniczana przez kształt i czas trwania odpowiedzi impulsowych anten.*
2. *Zastosowanie wieloantenowej akwizycji sygnałów umożliwi ograniczenie liczby kątów oświetlenia obiektu bez utraty dokładności odwzorowania.*

Tezy te zostały zweryfikowane eksperymentalnie. W podrozdziale 1.4 poświęconym układowi rozprawy wskazano, w których rozdziałach można znaleźć opis eksperymentów, zestawionych stanowisk pomiarowych oraz modeli laboratoryjnych.

1.3 Planowany przebieg badań

Planując przebieg badań zakładano, że będą one poświęcone ulepszaniu znanych z literatury mikrofalowych ultraszerokopasmowych systemów obrazujących. Przewidywano następujące badania:

1. Porównanie systemów pracujących w dziedzinie czasu i częstotliwości oraz identyfikację bardziej obiecującej techniki;
2. Opracowanie algorytmów przetwarzania surowych danych pomiarowych uzyskiwanych w obu technikach;
3. Analizę możliwości zastosowania przetwarzania w zwielokrotnionych torach nadawczych i odbiorczych.

Podczas realizacji pierwszych dwóch punktów pojawiły się problemy związane z poszukiwaniem źródeł zakłóceń widocznych na uzyskiwanych obrazach. Ich przyczyną były niezidentyfikowane zniekształcenia wprowadzane przez anteny do przesyłanych sygnałów ultraszerokopasmowych. W związku z tym przeprowadzono rozległe badania dotyczące transmisji sygnałów ultraszerokopasmowych za pośrednictwem anten. Badania zaowocowały m.in. opracowaniem własnej metody pomiaru odpowiedzi impulsowej anteny. W badaniach porównawczych system pracujący w dziedzinie czasu okazał się bardziej interesujący ze względu na krótszy czas akwizycji surowych danych pomiarowych oraz możliwość wykorzystania dostępnej wielokanałowej aparatury pomiarowej. Za pomocą tej aparatury zestawiono system obrazujący ze zwiększoną liczbą anten odbiorczych. Zapewnił on

możliwość ograniczenia liczby sondowań (rozdział 7) i tym samym redukcję czasu akwizycji surowych danych pomiarowych. Ze zrealizowanych badań wynikało, że koncepcja zwielokrotnienia torów nadawczych – aczkolwiek interesująca – wykroczy poza ramy czasowe przyjęte dla niniejszej pracy.

1.4 Układ rozprawy

Na rozprawę składa się osiem rozdziałów. Po niniejszym wstępie – w rozdziale 2 – zostały omówione znane z literatury rozwiązania systemów obrazujących pracujących w paśmie mikrofal. Pokróćce zostały przedstawione najstarsze systemy holograficzne, a następnie nowsze i współczesne systemy obrazujące pracujące w dziedzinie czasu oraz w dziedzinie częstotliwości.

Wykazanie pierwszej tezy rozprawy wymagało licznych pomiarów antenowych oraz zastosowania modelu transmisji sygnałów szerokopasmowych przez łącza antenowe. Model oraz wynikający z niego sposób opisu transmisji nie były znane w literaturze polskiej. W dużej części stanowią one wkład własny autora rozprawy, trzeba jednak zaznaczyć, że w trakcie badań eksperymentalnych i towarzyszących im rozszerzonych studiów literatury światowej okazało się, że zostały już opublikowane propozycje bardzo zbliżonych koncepcji [114]. Zostały one zaadaptowane dla potrzeb niniejszej pracy. Propozycje opisu matematycznego transmisji sygnałów szerokopasmowych, bazującego na odpowiedziach impulsowych anten, oraz wyniki pomiarów anten przeznaczonych do zastosowania w modelach laboratoryjnych systemów obrazujących zostały ujęte w rozdziale 3. W rozdziale 4 przedstawiono szczegółowo koncepcję jednoantenowego systemu obrazującego oraz modele matematyczne działania układu pomiarowego, na podstawie których skonstruowano algorytmy odtwarzania obrazu obiektu z danych pomiarowych. Algorytmy te oraz układy pomiarowe pracujące w dziedzinie czasu oraz w dziedzinie częstotliwości zostały zaprezentowane odpowiednio w rozdziale 5 oraz w rozdziale 6. Eksperymenty przedstawione w rozdziale 5 w połączeniu z wynikami pomiarów odpowiedzi impulsowych anten (rozdział 3) potwierdzają prawdziwość pierwszej tezy pracy.

Autorski, wieloantenowy system obrazujący został zaprezentowany i opisany w rozdziale 7. Porównanie wyników jego działania z systemami jednoantowymi potwierdza prawdziwość drugiej z tez.

Podsumowanie zrealizowanych prac oraz wyciągniętych wniosków przedstawiono w rozdziale 8, po którym jest zamieszczony wykaz cytowanych pozycji literatury.

ROZDZIAŁ 1. WSTĘP

Ponadto w załącznikach do pracy znajdują się:

- dokumentacja projektowa oraz wyniki pomiarów odpowiedzi impulsowych anten odbiorczych,
- kod źródłowy jednego z opracowanych algorytmów odtwarzania obrazu,
- informacje na temat rozmieszczenia anten w wielokanałowym układzie pomiarowym,
- krótki opis dodatkowego eksperymentu, ilustrującego znaczenie kompensacji niestabilności podstawy czasu konwertera próbkującego,
- ilustracja wpływu ograniczenia pasma pracy systemu do definicji UWB według FCC (ang. *Federal Communications Commission*) na odtwarzany obraz;
- wyniki wstępnych badań nad możliwością wykorzystania algorytmu CLEAN w mikrofalowym, ultraszerokopasmowym systemie obrazującym.

Listę najważniejszych symboli i skrótów umieszczono na początku pracy, przed rozdziałem 1.

Rozdział 2

Przegląd technik obrazowania w pasmach mikrofalowych

2.1 Wstęp

Badania nad koncepcją zastosowania sygnałów mikrofalowych w obrazowaniu (nie licząc systemów radarowych dalekiego zasięgu i systemów stosowanych w radioastronomii), są prowadzone już od lat sześćdziesiątych XX wieku. W pierwszych systemach odtwarzano obraz obiektu na podstawie zarejestrowanego jednoczęstotliwościowego sygnału odbitego, stosując przy tym skalarne układy odbiorcze [5]. Potrzebną informację o fazie sygnału uzyskiwano poprzez zastosowanie dodatkowego źródła fali odniesienia i obserwację prążków interferencyjnych [5, 6, 38, 66, 116]. Tym samym, na falach centymetrowych została wykorzystana zasada działania holografu optycznego, dając początek technice nazywanej holografią mikrofalową.

W kolejnych latach rozwój w dziedzinie aparatury pomiarowej pozwolił na bezpośredni pomiar fazy, co umożliwiło zastosowanie alternatywnej koncepcji – pomiarów wieloczęstotliwościowych w mikrofalowych systemach obrazujących. Systemy realizujące taką koncepcję opierają się na analizie czasu nadejścia sygnału i mogą pracować albo w dziedzinie czasu, albo w dziedzinie częstotliwości.

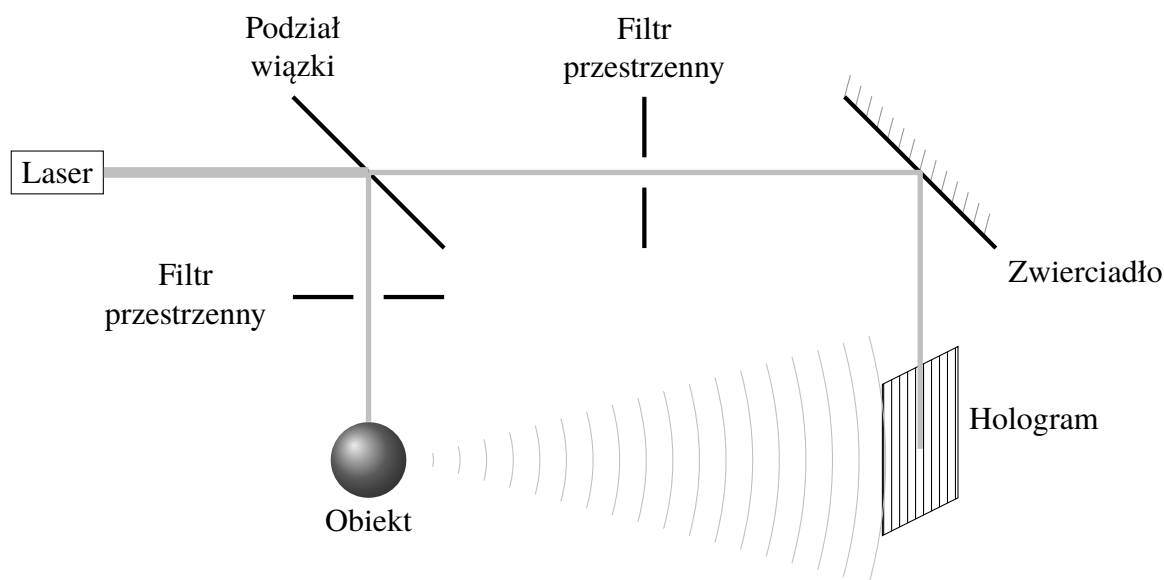
Rozdzielczość odwzorowania w takich systemach zależy wprost proporcjonalnie [49, 77] od szerokości pasma częstotliwościowego sygnału pomiarowego. W toku dalszego rozwoju pasmo pracy systemów obrazujących ulegało poszerzeniu. Obecnie prowadzone są prace nad systemami obrazującymi, w których stosuje się sygnały ultraszerokopasmowe.

2.2 Systemy jednoczęstotliwościowe – holografia mikrofalowa

Szczegółowy opis metod rejestracji hologramu i rekonstrukcji obrazu zdecydowanie wykracza poza zakres tej rozprawy. Obszerne informacje na ten temat można znaleźć w bogatej i ogólnie dostępnej literaturze [46, 63, 74]. Podstawy holografii zostały opisane w przystępny sposób w [63]. W niniejszym rozdziale problematyka ta zostanie omówiona bardzo zwięźle, w stopniu uzasadnionym jedynie spójnością opisu przedstawianych systemów obrazujących.

2.2.1 Koncepcja holografii – holografia optyczna

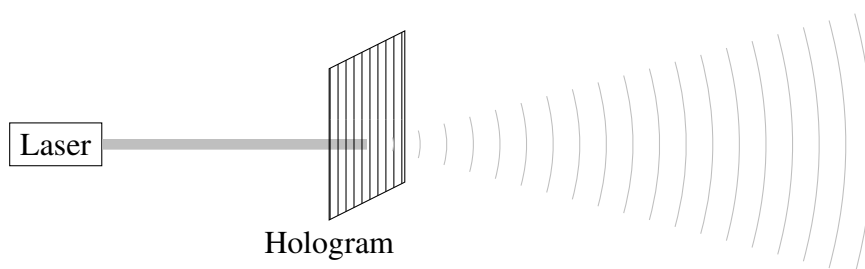
Wynik rejestracji prążków interferencyjnych fali odniesienia z falą odbitą od obrazowanego przedmiotu nazywany jest hologramem, a proces rejestracji procesem holograficznym. Pobudzenie hologramu światłem lasera pozwala odtworzyć tę falę w niezmienionej postaci. Tym, co odróżnia holografię od odwzorowań optycznych [63] jest fakt, że w procesie holograficznym rejestruje się zarówno amplitudę, jak i fazę, nie zaś wyłącznie natężenie światła.



Rys. 2.1 Uproszczony schemat układu rejestracji hologramu

Typowy hologram jest zapisem prążków interferencyjnych powstałych na kliszy fotograficznej w wyniku padania na nią fali odbitej od przedmiotu oświetlanego koherentnym światłem lasera oraz fali odniesienia pochodzącej z tego samego lasera i padającej na kliszę

2.2. SYSTEMY JEDNOCZĘSTOTLIWOŚCIOWE – HOLOGRAFIA MIKROFALOWA



Rys. 2.2 *Uproszczony schemat układu rekonstrukcji fali na podstawie hologramu*

bezpośrednio (rys. 2.1). Oświetlenie laserem wykonanego w ten sposób hologramu pozwala odtworzyć falę odbitą od obiektu – rys. 2.2. Zastosowanie dodatkowych układów optycznych (obiektywu) i ekranu umożliwia uzyskanie pozornego bądź rzeczywistego obrazu obiektu [46].

2.2.2 Holografia w paśmie mikrofal

Pierwsze systemy holograficzne w paśmie mikrofal [5, 116, 38] zawierały rozbudowane układy pomiarowe umożliwiające utrwalenie na kliszy¹ prążków interferencyjnych uzyskanych poprzez jednoczesny odbiór sygnału mikrofalowego odbitego od obiektu oraz sygnału odniesienia. Do rekonstrukcji obrazu z takiego hologramu mógł posłużyć układ przedstawiony na rys. 2.2.

Rejestracja hologramu w paśmie mikrofal była o tyle utrudniona, że w tym zakresie częstotliwości niemal nie sposób zestawić macierzy czujników (anten z układami odbiorczymi) umożliwiających bezpośrednią rejestrację prążków interferencyjnych. W związku z tym posługiwano się pojedynczym układem odbiorczym z jedną anteną [5, 27]. W [5] antena ta była przemieszczana w płaszczyźnie hologramu, co zapewniało możliwość rejestracji hologramu przez skanowanie zadanej powierzchni.

Sam proces utrwalania mikrofalowych prążków interferencyjnych na kliszy fotograficznej był dość kłopotliwy. Najprostszym rozwiązaniem [5] był ruchomy odbiornik z detektorem diodowym. Jego sygnał wyjściowy posłużył do regulacji intensywności świecenia przytwierdzonego do niego źródła światła. Tym samym, w miarę ruchu detektora względem badanego obiektu i względem kliszy powstawał hologram odpowiadający rozkładowi mikrofalowych prążków interferencyjnych, stanowiący wynik działania światła widzialnego na fotoczuły materiał.

¹W nieco późniejszych rozwiązaniach [6] zaproponowano zastosowanie elementów ciekłokrystalicznych.

Konieczność konwersji rozkładu prążków na pasmo optyczne przed utrwaleniem na kliszy znacznie komplikowała proces rejestracji obrazu, w związku z czym poszukiwano innych rozwiązań. Podjęte zostały prace nad materiałami reagującymi na sygnały mikrofalowe [6, 61, 116] i umożliwiającymi bezpośrednio utrwalanie mikrofalowych prążków interferencyjnych.

Ulepszaniu podlegał też sposób skanowania obszaru, na którym rejestrowano prążki interferencyjne. W [38] zaproponowano zastosowanie skanowania spiralnego oraz synchroniczne przemieszczanie anteny odbiorczej i plamki na monitorze. Jasność plamki ustalana była na podstawie detekowanego sygnału. Utrwalenie na kliszy obrazu wyświetlanego na ekranie pozwalało uzyskać hologram. Tego typu podejście umożliwiło zastosowanie bardziej złożonych metod skanowania [39]. W [39] zastosowano również konwersję częstotliwości w dół i detekcję przebiegu zmian fazy, wykorzystywanego następnie do wysterowania intensywności plamki na ekranie. Takie rozwiązanie można już niemal zakwalifikować jako wektorowy pomiar sygnału. Wzrost mocy obliczeniowej maszyn cyfrowych pozwolił na eliminację etapu rejestracji hologramu na kliszy i odtwarzanie obrazu przez przetwarzanie zapisanego w pamięci komputera zestawu sygnałów odbitych od obiektu [37, 113, 134]. Zaproponowano również zastosowanie dyskryminacji polaryzacyjnej [30].

Dalszy rozwój odbiciowych systemów obrazujących wiązał się z całkowitą eliminacją pomiaru fali odniesienia i przejściem na wektorowy pomiar sygnału odbitego [25, 29, 118] w paśmie częstotliwości bądź sygnału impulsowego, co wiązało się z uproszczeniem metod skanowania. Takie rozwiązania kwalifikują się już do grupy systemów wieloczęstotliwościowych i nie można ich traktować jako holografii mikrofalowej.

Warto zauważyć, że pierwsze wektorowe przyrządy pomiarowe nie były przystosowane do pracy na częstotliwościach rzędu 70 GHz (takie częstotliwości stosowano w niektórych spośród pierwszych systemów holografii mikrofalowej [38]), w związku z czym nowa koncepcja obrazowania wiązała się z koniecznością przeniesienia układów pomiarowych w niższe pasma częstotliwości (poniżej 20 GHz).

2.3 Systemy wieloczęstotliwościowe z wektorowym pomiarem sygnału

Obecnie znane wieloczęstotliwościowe mikrofalowe systemy obrazujące można podzielić ze względu na wielkość poddawaną pomiarowi na systemy transmisyjne i odbiciowe.

2.3. SYSTEMY WIELOCZĘSTOTLIWOŚCIOWE Z WEKTOROWYM POMIAREM SYGNAŁU

W systemach transmisyjnych mierzony jest sygnał przechodzący przez strukturę obiektu², natomiast w systemach odbiciowych pomiarowi podlega sygnał odbity od obiektu – tak jak w systemach radarowych. Rozwiązania stanowiące przedmiot niniejszej pracy (rozdziały 4 – 7) zaliczają się do drugiej grupy. W niniejszym rozdziale zostanie przedstawiony krótki przegląd stanu techniki w tej dziedzinie oraz uzasadnienie wyboru kierunku badań podjętych przez autora.

Drugim kryterium podziału wieloczęstotliwościowych systemów obrazujących jest sposób realizacji pomiaru: można wyróżnić systemy wykorzystujące przetwarzanie w dziedzinie czasu i w dziedzinie częstotliwości. W przypadku tych pierwszych nadawany jest zwykle sygnał impulsowy, a analiza sygnału odbitego w dużej mierze sprowadza się do określenia czasu nadejścia składowych odbitych od różnych elementów. Pomiar w dziedzinie częstotliwości zwykle ma analogiczny charakter, z tym że nadawany sygnał niekoniecznie jest impulsowy, a transformacja zmierzonego przebiegu do dziedziny czasu wymaga dodatkowego przetwarzania.

2.3.1 Aparatura pomiarowa

Ze względu na zastosowaną aparaturę systemy obrazujące z wektorowym pomiarem sygnału można – na najbardziej podstawowym poziomie – podzielić na pracujące w dziedzinie częstotliwości i w dziedzinie czasu. Z punktu widzenia przetwarzania sygnałów te rozwiązania są niemal tożsame. Różni je jednak charakter błędów wnoszonych przez aparaturę pomiarową, jej parametry oraz koszt.

Obecnie najbardziej oczywistym rozwiązaniem pomiaru amplitudy i fazy w dziedzinie częstotliwości dla potrzeb modelu laboratoryjnego systemu obrazującego jest zastosowanie wektorowego analizatora sieci [83, 85, 123, 126, 133]. Zarówno ze względu na koszt, jak i na stosunkowo niską górną granicę częstotliwościowego pasma pracy pierwszych analizatorów, poszukiwane były również rozwiązania alternatywne. Na przykład, w [82] zaproponowano system obrazujący, w którym do wektorowego pomiaru sygnału odbitego został zastosowany sześciowrotowy reflektometr. Systemy oparte na technice sześciowrotowej bywają również stosowane wspólnie [85]. Do wad takiego rozwiązania należy jednak zaliczyć bardzo złożoną procedurę kalibracji układów sześciowrotowych i ich wrażliwość na tolerancję wykonania elementów oraz wzorców kalibracyjnych [20]. Ponadto, w typowych układach sześciowrotowych (bez dodatkowego przełączania) trudno jest zapewnić pasmo pracy szersze

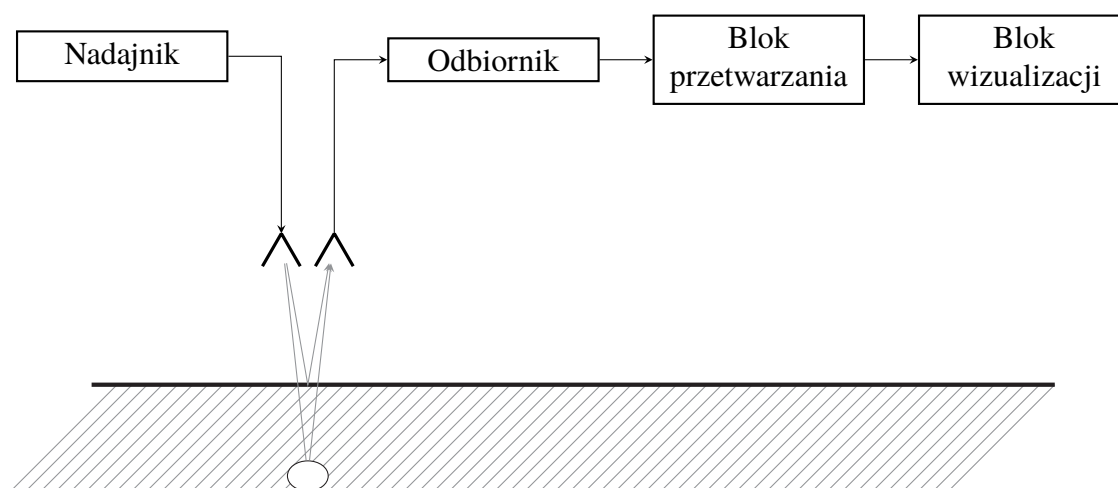
²Tak jak ma to miejsce w przypadku rozwiązań stosowanych np. w medycynie, przy badaniu RTG.

niż oktawa³. W dalszej części niniejszej pracy wszystkie metody bazujące na przemiataniu określonego pasma i rejestracji zespolonych amplitud sygnału na kolejnych częstotliwościach będą rozpatrywane wspólnie i określane jako „pomiar w dziedzinie częstotliwości”.

2.3.2 Zastosowania obrazowania w pasmach mikrofalowych

2.3.2.1 Radary penetrujące

Jednym z bardziej interesujących zastosowań obrazowania mikrofalowego są radary penetrujące. Wykorzystywane są najczęściej do wykrywania obiektów⁴ znajdujących się pod ziemią [14, 26, 127] lub w ścianach czy murach [98].



Rys. 2.3 Ogólny schemat blokowy radaru penetrującego [35]

Najbardziej ogólny schemat blokowy [3, 35] radaru penetrującego przedstawiony został na rys. 2.3. Z nadajnika jest wysyłany sygnał ku badanej powierzchni, za pośrednictwem anteny nadawczej. W najprostszym przypadku są to powtarzające się impulsy. Odbijają się one od badanej powierzchni i kolejnych granic ośrodków, w tym od znajdujących się pod powierzchnią poszukiwanych obiektów. Głębokość, na której znajduje się obiekt, jest wyznaczana na podstawie różnicy czasów nadejścia pierwszego impulsu odbitego od powierzchni i impulsu odbitego od obiektu (bądź kolejnej granicy ośrodków, jeżeli ośrodek nie jest jednolity). Istotne znaczenie ma dostosowanie czasu rejestracji do przewidywanej głębokości. W optymalnej sytuacji są rejestrowane tylko dwa sygnały odbite. Zastosowanie

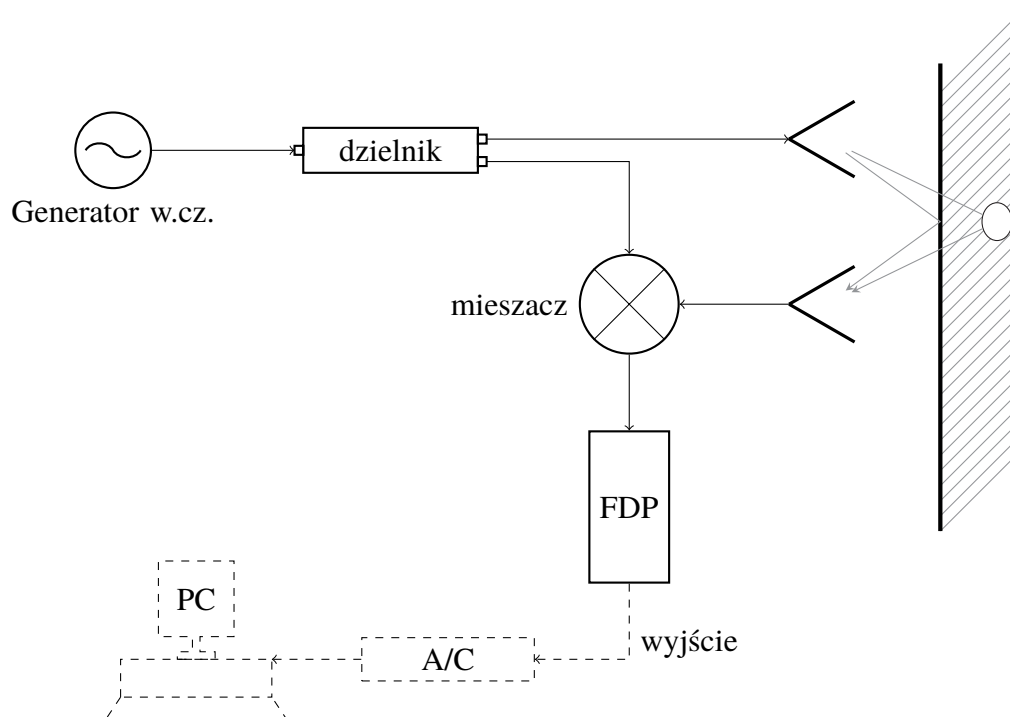
³Reflektometr sześciowrotowy o oktawowym paśmie pracy został zaproponowany w [51].

⁴Obiektów militarnych – min, bomb etc., jak również archeologicznych, geologicznych, instalacji podziemnych, bezinwazyjnej inspekcji struktur budowlanych, itp.

2.3. SYSTEMY WIELOCZĘSTOTLIWOŚCIOWE Z WEKTOROWYM POMIAREM SYGNAŁU

zbyt krótkiego czasu rejestracji spowoduje „wycięcie” sygnału odbitego od badanego obiektu, natomiast przy zbyt długim czasie rejestracji będą widoczne sygnały wynikające z wielokrotnych odbić, fałszujące pomiar głębokości [35, 98].

Konstrukcja radaru penetrującego z przemiataniem częstotliwości jest tylko trochę bardziej złożona, niż w przypadku układu z sygnałem impulsowym. Uproszczony, typowy [26, 98] schemat blokowy takiego urządzenia został przedstawiony na rys. 2.4.



Rys. 2.4 Uproszczony schemat blokowy typowego radaru penetrującego z przemiataniem częstotliwości [26, 98]

Sygnal z generatora w.cz. poprzez dzielnik jest dostarczany do anteny nadawczej i za jej pośrednictwem nadawany w stronę powierzchni penetrowanego materiału. Sygnały odbite od granicy ośrodków są odbierane przez antenę odbiorczą i poddawane mieszanii z sygnałem oryginalnym. Produkty mieszania są dostarczane na wyjście urządzenia za pośrednictwem filtra dolnoprzepustowego (FDP). Odwrotna transformata Fouriera próbek sygnału wyjściowego, uzyskanych dla wszystkich częstotliwości z pasma pracy urządzenia, pozwala odzyskać przebieg czasowy, na którym są widoczne składowe sygnału odbitego od warstw i obiektów znajdujących się na różnych głębokościach. Do realizacji odwrotnej transformacji Fouriera można – przykładowo – zastosować przetwornik analogowo-cyfrowy i komputer osobisty, zaznaczone na rys. 2.4 przerywaną linią.

Dalsze prace w dziedzinie radarów penetrujących były ukierunkowane na rozwój precyzyjnych urządzeń przeznaczonych do wykrywania określonego typu obiektów – najczęściej min [33, 54, 110] ukrytych pod powierzchnią ziemi oraz przedmiotów w ośrodkach o niekorzystnych właściwościach (niejednorodność, wysokie straty) [35, 94, 106]. Dążenie do poprawy rozdzielczości radarów penetrujących było realizowane zarówno przez zwiększanie szerokości pasma pracy radaru (radary ultraszerokopasmowe) [3, 33, 59, 109], jak przez udoskonalanie i opracowywanie metod przetwarzania sygnałów [111, 117, 128], w szczególności wykorzystujących wielopunktową akwizycję sygnałów, takich jak SAR (ang. *Synthetic Aperture Radar* – radar z syntetyczną aperturą). Podjęto również liczne próby ulepszania stosowanych anten [35, 76, 124, 125] i eliminacji sprzężeń pomiędzy nimi [16]. Warto zaznaczyć, że poszerzeniu pasma pracy systemów nie towarzyszyły – przynajmniej początkowo – badania nad zniekształceniami wprowadzanymi przez anteny ani tym bardziej próby modelowania transmisji UWB (ang. *Ultra-Wideband* – ultraszerokopasmowej) przez anteny.

2.3.2.2 Wykrywanie zmian nowotworowych piersi

W związku z tym, że przenikalność elektryczna tkanki nowotworowej [56, 102] różni się od przenikalności zdrowej tkanki, fale elektromagnetyczne odbijają się na granicy takich dwóch ośrodków (zapewniając przy tym większy kontrast patologicznie zmienionych tkanek niż promienie Roentgena czy ultradźwięki [56]). Co więcej, tłumienie mikrofal (do ok. 10 GHz) w tkance nie przekracza $4 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$, co umożliwia detekcję zmian znajdujących się do około 5 cm pod skórą. Dodatkowo, z punktu widzenia propagacji fal elektromagnetycznych pierś ma wyjątkowo nieskomplikowaną strukturę – tkanka tłuszczowa otoczona skórą niemal niezawierająca elementów zakłócających jej jednorodność (poza zmianami patologicznymi).

Stwierdzenie powyższego dało impuls do wszczęcia badań nad możliwością wykorzystania obrazowania mikrofalowego we wczesnym diagnozowaniu nowotworów w licznych ośrodkach na całym świecie [28, 36, 40, 48, 55, 121, 96, 62, 107, 115]. Szczególnie interesująca wydawała się być możliwość detekcji guzów piersi. Ponieważ pierś w dużej części składa się z tkanki o jednolitych własnościach elektrycznych, to ewentualne guzy odróżniające się przenikalnością powinny być detekowalne za pomocą mikrofal. Ponadto, stosowane typowo badanie mammograficzne jest dla pacjentek nieprzyjemne i nie zawsze jest obojętne dla ich zdrowia. Warto też zaznaczyć, że promienie Roentgena często stosowane w medycynie są szkodliwe w przypadku powtarzających się wielokrotnie ekspozycji, czyli szczególnie dla pacjentów poddawanych długotrwałemu leczeniu i diagnostyce oraz dla personelu

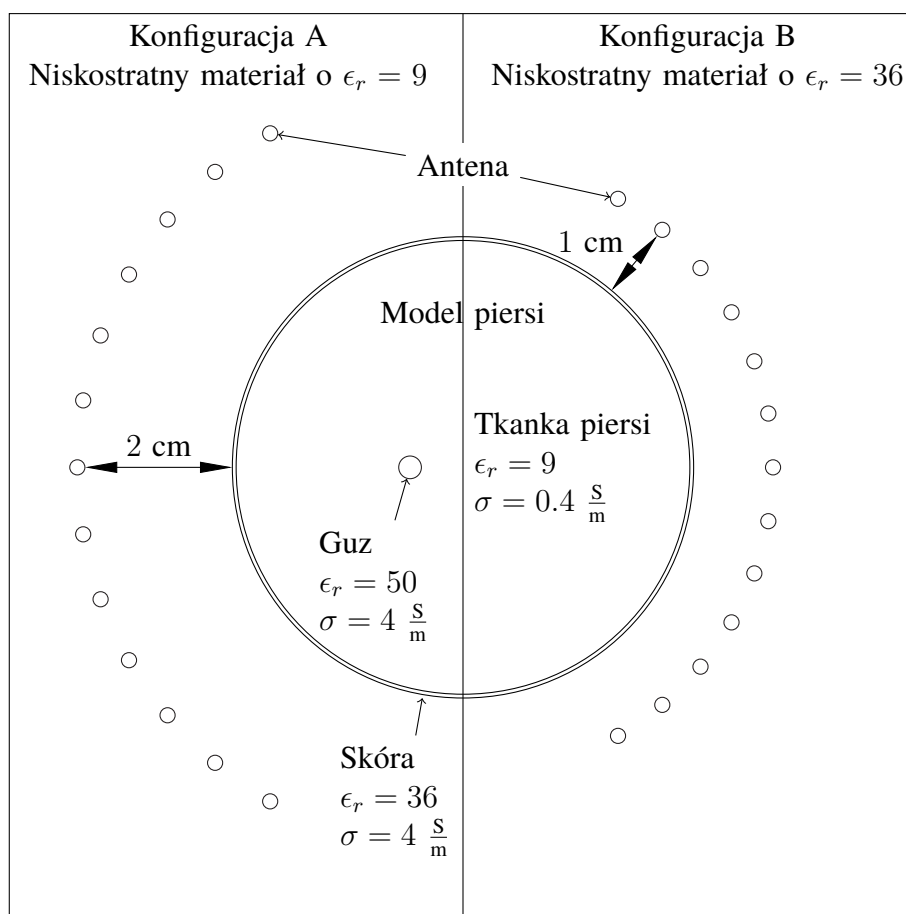
2.3. SYSTEMY WIELOCZĘSTOTLIWOŚCIOWE Z WEKTOROWYM POMIAREM SYGNAŁU

obsługującego aparaturę [126]. W [56] wskazano również, że mammografia z użyciem promieni Roentgena zawodzi w około 20% przypadków⁵ wykrywania złośliwych tkanek, w związku z czym obrazowanie mikrofalowe byłoby korzystnym uzupełnieniem diagnostyki.

Jedne z pierwszych prób zastosowania mikrofal do detekcji guzów piersi zostały zrealizowane w systemie transmisyjnym [89, 97]. Na połowie obwodu piersi były rozmieszczone moduły odbiorcze, a na przeciwko nich pojedynczy moduł nadawczy. Detekcja zmian patologicznych polegała na konfrontowaniu analitycznych przewidywań odnośnie sygnałów docierających do odbiorników, z wynikami rzeczywistych pomiarów (w paśmie 500 MHz ÷ 900 MHz). Rozwiązania analityczne były wyznaczane dla kilku modeli piersi z guzami rozmieszczonymi w różny sposób. Takie podejście jest bardzo skuteczne w sytuacjach, w których można wprowadzić tak restrykcyjne założenia odnośnie zakresu parametrów ośrodka, jak w przypadku piersi. Dalsze badania w tej dziedzinie wiązały się z udoskonalaniem modeli oraz zastępowaniem rozwiązań analitycznych zaawansowanymi symulatorami elektromagnetycznymi. Systemy opierające się na konfrontacji rzeczywistego pomiaru z rozwiązaniami uzyskiwanymi dla założonych modeli nie są jednak przedmiotem niniejszej pracy.

Ciekawą alternatywę stanowią metody obrazowania wykorzystujące sygnały odbite od guzów [42, 43, 44, 56]. Schemat układów pomiarowych zastosowanych w [42, 43, 44] pokazano na rys. 2.5. W [42] do akwizycji sygnału posłużyła macierz czujników rozłożonych na obwodzie piersi, natomiast w [44] zastosowano jedną antenę przemieszczającą się wokół piersi i realizującą skanowanie w położeniach wskazanych na rys. 2.5. Wyniki uzyskane za pomocą obu metod akwizycji są tożsame. Dla uzyskania pewniejszej diagnozy stosuje się dwie konfiguracje układu pomiarowego różniące się odległością anten od piersi oraz przenikalnością elektryczną ośrodka, w którym pierś jest zanurzona. Również w tych rozwiązaniach wykorzystano symulacje elektromagnetyczne (FDTD). Ich zastosowanie ogranicza się jednak do kalibracji danych pomiarowych – od danych uzyskanych z przyrządów odejmowane są wartości wyznaczone w trakcie symulacji samej piersi, bez żadnych guzów czy zmian. Dzięki temu „oczyszcza się” wynikowy obraz z ech obiektów (odbicia na granicy skóra-powietrze, skóra-tkanka tłuszczowa) nieistotnych w diagnostyce. Wynikowy obraz jest odtwarzany na podstawie analizy czasów nadejścia sygnałów odbitych. Przetwarzanie odbywa się w komórkach o boku 2.5 cm. Uzyskanie rozdzielczości tego rzędu wymagało zastosowania

⁵Dane pochodzą z 1998 roku.



Rys. 2.5 Model systemu pomiarowego zastosowanego w [42, 43, 44]

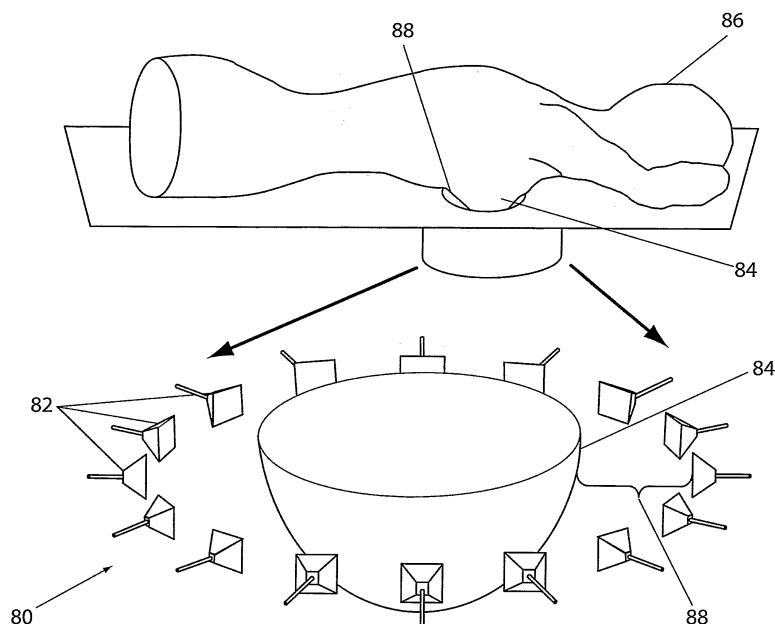
pasma częstotliwości znacznie szerszego niż w przypadku [97]. Pomiary były realizowane w zakresie 2 GHz ÷ 8 GHz, co kwalifikuje zastosowane sygnały jako sygnały UWB⁶.

Dalsze prace nad odbiciowymi systemami obrazującymi wspierającymi diagnostykę nowotworów piersi dotyczyły ciecży, w jakich zanurzane są obiekty w trakcie pomiarów [45], stosowanych anten [4, 99], łączenia z innymi stosowanymi metodami [41, 91] oraz algorytmów odtwarzania obrazu i przetwarzania sygnałów pomiarowych [47, 48]. O znacznym zaawansowaniu badań w tej dziedzinie świadczą pojawiające się już zgłoszenia patentowe. W [126] zastosowano rozwiązanie, w którym układ akwizycji sygnałów składał się z przełączanych modułów nadawczo-odbiorczych (rys. 2.6) rozłożonych na obwodzie naczynia (o przekroju okręgu), w którym umieszcza się pierś poddawaną pomiarowi.

Przełączany układ nadawczo-odbiorczy zapewnia możliwość nadawania sygnału – kolejno – za pomocą każdej z anten i odbierania sygnałów odbitych za pomocą pozostałych. Zebrane

⁶Sygnały UWB zostały szerzej omówione w rozdziale 3.

2.3. SYSTEMY WIELOCZĘSTOTLIWOŚCIOWE Z WEKTOROWYM POMIAREM SYGNAŁU



Rys. 2.6 Schemat ideowy układu pomiarowego do diagnozowania nowotworowych zmian piersi – z opisu patentowego [126]

dane są zapisywane w postaci cyfrowej, a następnie przetwarzane na obraz obiektu, przez dopasowywanie danych pomiarowych do danych symulowanych – podobnie jak w [97]. W ostatnich latach podjęto prace nad adaptacją technik stosowanych w diagnostyce raka piersi do diagnozowania organów o budowie wewnętrznej mniej sprzyjającej zastosowaniu mikrofal [108, 107].

2.3.2.3 Kontrola bezpieczeństwa

Obrazowanie mikrofalowe znajduje również zastosowanie w rozmaitych systemach bezpieczeństwa obejmujących bramki i skanery do wykrywania osób przenoszących broń [7] oraz systemy prześwietlania bagażu. Do tej ostatniej grupy można zaliczyć system zaproponowany w [78] i [79]. W systemie zastosowano dwie umieszczone obok siebie, nieruchome anteny: nadawczą i odbiorczą. Obiekt poddawany pomiarowi umieszczony jest na przeciwko nich, na stole obrotowym. Akwizycję wielopunktową sygnałów odbitych od obiektu uzyskano poprzez realizowanie pomiarów dla kolejnych kątów obrotu stolika. W każdym jego położeniu układ pomiarowy wysyła za pośrednictwem anteny nadawczej impuls (widmo częstotliwościowe impulsu pokrywa zakres $0.85 \text{ GHz} \div 22 \text{ GHz}$, co odpowiada szerokości impulsu poniżej 30 ps), a antena odbiorcza odbiera sygnały odbite od elementów

składających się na obiekt poddawany pomiarowi (taki zabieg w dalszej części pracy określany jest jako sondowanie). Wynikiem pomiarów jest macierz surowych danych pomiarowych, w której kolumnach są zapisane próbki przebiegów zarejestrowanych dla kolejnych kątów obrotu obiektu. Tym samym uzyskano układ pomiarowy dostarczający danych analogicznych do tych uzyskiwanych z układu przedstawionego na rys. 2.6, ale dla zupełnie innych obiektów.

Bardziej szczegółowy opis takiego systemu można znaleźć w rozdziałach 4 i 5, bowiem system według tej wyjątkowo ciekawej koncepcji został przez autora odtworzony i przebadany eksperymentalnie, co pozwoliło zidentyfikować pewne wady, a także zaproponować alternatywny system obrazujący (rozdział 7).

Niestety sprzęt pomiarowy umożliwiający wygenerowanie impulsu o tak szerokim paśmie jak zastosowany w [78] nie był dostępny dla autora tej pracy, toteż porównanie wyników jest utrudnione. Dodatkowym utrudnieniem jest brak informacji na temat liczby sondowań oraz algorytmów przetwarzania sygnału stosowanych w [78].

2.4 Wyniki analizy znanych rozwiązań

2.4.1 Obserwacje

Nakreślona powyżej analiza znanych rozwiązań prowadzi do następujących obserwacji:

- Wieloczęstotliwościowe systemy obrazujące bazują przeważnie na analizie czasu nadejścia składowych odbitych;
- Rozwiązania wykonujące pomiar w dziedzinie częstotliwości i czasu są w dużej mierze tożsame z punktu widzenia przetwarzania sygnałów – o wyborze może zdecydować dostępność, cena i jakość sprzętu;
- Rozdzielczość wieloczęstotliwościowych systemów obrazujących zależy wprost proporcjonalnie od szerokości pasma częstotliwościowego. Ich rozwój wiąże się z sukcesywnym rozszerzaniem pasma pracy – obecnie trwają intensywne badania nad systemami UWB, a nawet powstają systemy działające w pasmach terahercowych;
- Chociaż są dostępne analizy przydatności różnych typów anten dla systemów UWB, to brakuje odniesienia do obrazowania. Brakuje również spójnego opisu właściwości anten UWB⁷;
- Znane są rozwiązania wieloczęstotliwościowych systemów obrazujących, w których stosuje się macierze czujników;

⁷Ten stan rzeczy uległ zmianie w trakcie trwania badań – [114].

2.4. WYNIKI ANALIZY ZNANYCH ROZWIĄZAŃ

- Znane są rozwiązania wieloczęstotliwościowych systemów obrazujących, w których wymusza się ruch obiektu;
- Wykonywanie pomiaru obracającego się obiektu jest czasochłonne. Jeżeli pomiar trwa długo, a obiekt nie jest bryłą sztywną, to może dojść do zmian kształtu bądź przemieszczenia obiektu w trakcie trwania pomiaru;
- Nie znaleziono rozwiązania, w którym zastosowano zwielokrotnienie anten odbiorczych przy jednoczesnym wykorzystaniu ruchu obiektu. Tymczasem wydaje się, że takie rozwiązanie mogłoby pozwolić na ograniczenie liczby sondowań koniecznych do odtworzenia obrazu obiektu, a w konsekwencji do redukcji czasu trwania pomiaru.

2.4.2 Wnioski

Mając na uwadze zestawione powyżej obserwacje, stanowiące wynik studiów literaturowych ukierunkowanych na analizę znanych rozwiązań w dziedzinie mikrofalowych systemów obrazujących, sformułowano następujące wnioski określające kierunek badań zreferowanych w niniejszej rozprawie:

- Należy zbadać sposób transmisji sygnałów ultraszerokopasmowych przez anteny i zidentyfikować mierzalną wielkość pozwalającą ocenić przydatność anteny do zastosowania w systemie obrazującym;
- Koncepcja zwielokrotnienia anten w systemie obrazującym z wymuszonym ruchem obiektu wydaje się być ciekawa i warta zbadania ze względu na możliwość ograniczenia liczby sondowań;
- Ze względu na skąpe informacje dotyczące szczegółów działania systemów z wymuszonym ruchem obiektu należy opracować własne algorytmy i przeprowadzić niezależne eksperymenty pomiarowe.

Rozdział 3

Anteny w systemach ultraszerokopasmowych

3.1 Znaczenie szerokości pasma dla sposobu opisu właściwości elektrycznych anten

3.1.1 Tło historyczne

Obowiązujący i powszechnie stosowany zestaw parametrów [1, 8, 11, 103] i sposób opisu elektromagnetycznych właściwości anten jest przystosowany do modelowania ich pracy z sygnałami wąskopasmowymi, natomiast zawodzi, gdy w grę wchodzi sygnały ultraszerokopasmowe (UWB). Ten stan rzeczy wynika z faktu, że przez wiele lat zajmowano się niemal wyłącznie urządzeniami radiowymi o relatywnie wąskim częstotliwościowym paśmie pracy, a systemy ultraszerokopasmowe są stosowane od niedawna.

Badania nad antenami trwają od pierwszych eksperymentów z transmisją radiową. Paradoksalnie, zastosowane w nich sygnały można zakwalifikować do grupy ultraszerokopasmowych, jako że zalicza się do nich niewątpliwie kluczowane wyładowanie elektryczne zastosowane przez Marconiego [87].

Dalszy rozwój w dziedzinie systemów radiowych był, w dużej mierze, ukierunkowany na oszczędzanie i współdzielenie widma radiowego. Wobec znikomych możliwości maszyn liczących, współczesnych pierwszym systemom radiowym, do projektowania obwodów nadajników i odbiorników stosowano niemal wyłącznie formuły empiryczne i analityczne. Opis matematyczny zjawisk związanych z oscylacjami i rozchodzeniem się fal ma tę właściwość,

że przyjmuje znacznie prostszą postać w dziedzinie częstotliwości, niż w dziedzinie czasu. Upraszcza się on jeszcze bardziej, jeżeli problem dotyczy tylko jednej częstotliwości. W związku z tym przez wiele lat w zastosowaniach telekomunikacyjnych i radiolokacyjnych dominowały całkowicie systemy wąskopasmowe, początkowo niemal jednoczęstotliwościowe¹. Również opis matematyczny i sposób wyrażania właściwości anten za pomocą parametrów były ukierunkowane na tego typu systemy.

Anteny przeznaczone do pracy z sygnałami wąskopasmowymi można w zadowalający sposób opisać parametrami takimi jak impedancja wejściowa, współczynnik fali stojącej, sprawność, zysk energetyczny, kierunkowość, powierzchnia skuteczna, charakterystyka kierunkowa czy parametry polaryzacyjne [8, 11, 84, 114]. Do projektowania łącza radiowego zwykle były całkowicie wystarczające wartości tych parametrów odpowiadające częstotliwości środkowej pasma, względnie ich wartości na brzegach pasma oraz w lokalnych ekstremach. Takie podejście nie sprawdza się w przypadku systemów UWB.

3.1.2 Definicja sygnału ultraszerokopasmowego (UWB)

Aby sygnał mógł zostać uznany za sygnał UWB musi spełniać łącznie następujące wymagania [2, 3]:

$$\begin{cases} 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} > 0.2 \\ f_H - f_L \geq 500 \text{ MHz} \end{cases} \quad (3.1)$$

gdzie f_H stanowi górną, zaś f_L dolną granicę pasma przedmiotowego sygnału.

Warunek (3.1) sprawia, że impulsy o takim widmie mają długości rzędu pojedynczych nanosekund lub są krótsze. Jest to wartość porównywalna z czasem propagacji fali elektromagnetycznej w samej strukturze anteny, w związku z czym może ona mieć istotny wpływ na kształt i długość trwania sygnału przesyłanego za pomocą tej anteny. Nieistotna w przypadku systemów wąskopasmowych odpowiedź impulsowa anteny, w przypadku systemów UWB jest absolutnie nie do pominięcia.

Przy transmisji sygnałów ultraszerokopasmowych antenę należy opisywać tak, jak każdy inny układ liniowy. Przy analizie w dziedzinie częstotliwości nie można pomijać charakterystyk fazowych anteny, w dziedzinie czasu wygodnie jest posługiwać się odpowiedzią impulsową.

¹W miarę rozwoju radiolokacji zaczęto stosować sygnały o znacznie szerszym paśmie oraz tzw. kompresję impulsu, tym niemniej względne szerokości pasma pozostawały niewielkie [34].

3.2 Opis anten szerokopasmowych w dziedzinie częstotliwości

3.2.1 Specyfika opisu anten w szerokopasmowym łączu radiowym

Spostrzeżenia przedstawione w poprzednim podrozdziale prowadzą do wniosku, że szerokopasmowe radiowe łącze antenowe należałoby opisywać tak jak typowy układ liniowy. Opis taki miałby jednak sens jedynie w przypadku łączy radiowych stałych i niezmiennych w czasie, czyli zasadniczo ograniczałby się do radiolinii. Na transmitancję łącza radiowego wpływają trzy elementy: antena nadawcza, kanał propagacyjny oraz antena odbiorcza. W związku z tym zmiana którejkolwiek z anten w łączu radiowym całkowicie zmienia jego transmitancję. Co więcej, nawet przemieszczenie bądź obrócenie którejś z nich spowoduje wystąpienie znaczących zmian, ponieważ właściwości fali emitowanej przez antenę zależą od kierunku obserwacji. Ponadto transmitancja kanału radiowego nie jest stała w czasie – zależy od znacznej liczby szybkozmiennych w czasie i nieprzewidywalnych czynników (jak np. pogoda). W związku z tym, ze względu na efektywność modelowania transmisji, znacznie lepiej byłoby charakteryzować osobno poszczególne składowe łącza radiowego. Wiąże się to jednak z pewną niedogodnością, która polega na tym, że dla pojedynczej anteny trudno zdefiniować w spójny sposób pojęcia takie, jak transmitancja i odpowiedź impulsowa, charakterystyczne dla opisu układów liniowych. Sygnał doprowadzany do zacisków anteny jest przez nią emitowany w przestrzeń, pod postacią fali elektromagnetycznej. Jego odebranie jest możliwe tylko za pomocą drugiej anteny. Wobec tego, z punktu widzenia pomiaru, transmitancja anteny stanowi wielkość hipotetyczną. Co więcej, to właściwości kanału propagacyjnego decydują jaka część nadawanych fal dotrze do anteny odbiorczej – w szczególności, w przypadku propagacji w wolnej przestrzeni odbierane są tylko te fale, które rozchodzą się wzdłuż prostej łączącej antenę nadawczą i odbiorczą. Warto też zauważyć, że transmitancja łącza radiowego zależy również od dopasowania polaryzacyjnego² anten.

Model matematyczny transmisji przez anteny UWB, przedstawiony poniżej i stanowiący podstawę dla rozważań przedstawionych w dalszej części niniejszego rozdziału, zaproponowano między innymi w [114].

²W najogólniejszym ujęciu dopasowanie polaryzacyjne anten również zależy od parametrów kanału radiowego, bowiem może w nim dojść do zmiany polaryzacji jednej lub większej liczby składowych wielodrogowych.

3.2.2 Wielkości stosowane w opisie

Rozważmy dwie anteny, nadawczą (A_{tx}) i odbiorczą (A_{rx}), rozstawione w odległości uzasadniającej założenie, że antena A_{rx} odbiera fale płaskie. W odniesieniu do tych dwóch anten wprowadzane są następujące oznaczenia:

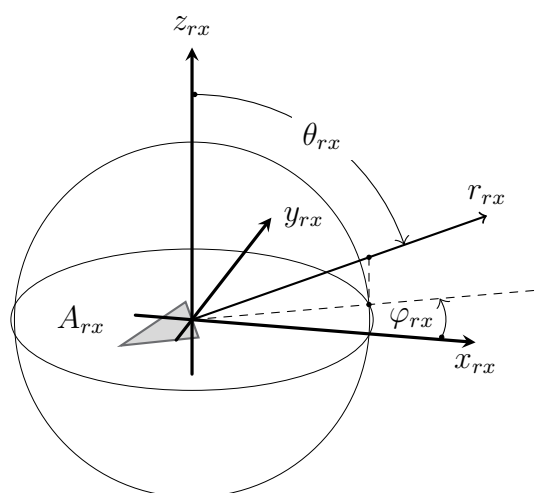
- $U_{rx}(\omega)$ – widmo częstotliwościowe napięcia na zaciskach anteny odbiorczej;
- $U_{tx}(\omega)$ – widmo częstotliwościowe napięcia sygnału doprowadzanego do zacisków anteny nadawczej;
- transmitancja łączy $\frac{U_{rx}(\omega)}{U_{tx}(\omega)}$;
- $(r_{rx}, \theta_{rx}, \varphi_{rx})$ – współrzędne sferyczne w układzie anteny odbiorczej (rys. 3.1);
- $(r_{tx}, \theta_{tx}, \varphi_{tx})$ – współrzędne sferyczne w układzie anteny nadawczej;
- $\vec{E}_{rx}(\omega, \theta_{rx}, \varphi_{rx})$ – widmo częstotliwościowe natężenia pola elektrycznego fali przychodzącej z kierunku $(\theta_{rx}, \varphi_{rx})$, w punkcie odbioru³;
- $\vec{E}_{tx}(\omega, r_{tx}, \theta_{tx}, \varphi_{tx})$ – widmo częstotliwościowe natężenia pola elektrycznego fali wypromieniowanej przez antenę nadawczą w kierunku $(\theta_{tx}, \varphi_{tx})$, w odległości r_{tx} od anteny nadawczej;
- $\vec{H}_{rx}(\omega, \theta_{rx}, \varphi_{rx})$ – transmitancja (zespolona wysokość skuteczna) anteny odbiorczej;
- $\vec{H}_{tx}(\omega, \theta_{tx}, \varphi_{tx})$ – transmitancja (zespolona wysokość skuteczna) anteny nadawczej.

Kierunki oraz kąty zostały objaśnione na przykładzie układu współrzędnych anteny odbiorczej przedstawionego na rys. 3.1, na którym: r_{rx} , θ_{rx} , φ_{rx} oznaczają odpowiednio promień wodzący, kąt zenitalny i kąt azymutu.

W początkach radiokomunikacji wysokość skuteczną anteny odbiorczej definiowano w odniesieniu do anten prętowych, jako stosunek napięcia na zaciskach anteny do składowej pola elektrycznego fali padającej, równoległej do anteny. Dla anten prętowych wartość bezwzględna wysokości skutecznej w przybliżeniu odpowiada fizycznej długości anteny. W przypadku anten UWB definicję rozszerzono, uwzględniając zależności fazowe i zmienność w częstotliwości, przez co wysokość skuteczna stała się zespoloną funkcją częstotliwości (w dalszym ciągu jednak mierzona jest w metrach). Można zatem stwierdzić, że zespolona wysokość skuteczna wyczerpuje definicję transmitancji anteny (ang. *transfer function*). W literaturze pojęć tych używa się zamiennie i stosuje się je również odnośnie anten innych niż prętowe. Należy podkreślić, że wartości transmitancji anteny zależą od kierunku obserwacji, więc stanowi ona zespoloną funkcję częstotliwości oraz kątów azymutu

³Tak zdefiniowaną wielkość można dla jednej częstotliwości traktować jako zespoloną amplitudę pola elektrycznego, stanowiącą podstawę rachunku operatorowego pola elektromagnetycznego, zastosowanego w klasycznych pozycjach literatury dotyczącej teorii pola elektromagnetycznego, m.in. w [15, 31, 80, 88, 92].

3.2. OPIS ANTEN SZEROKOPASMOWYCH W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI



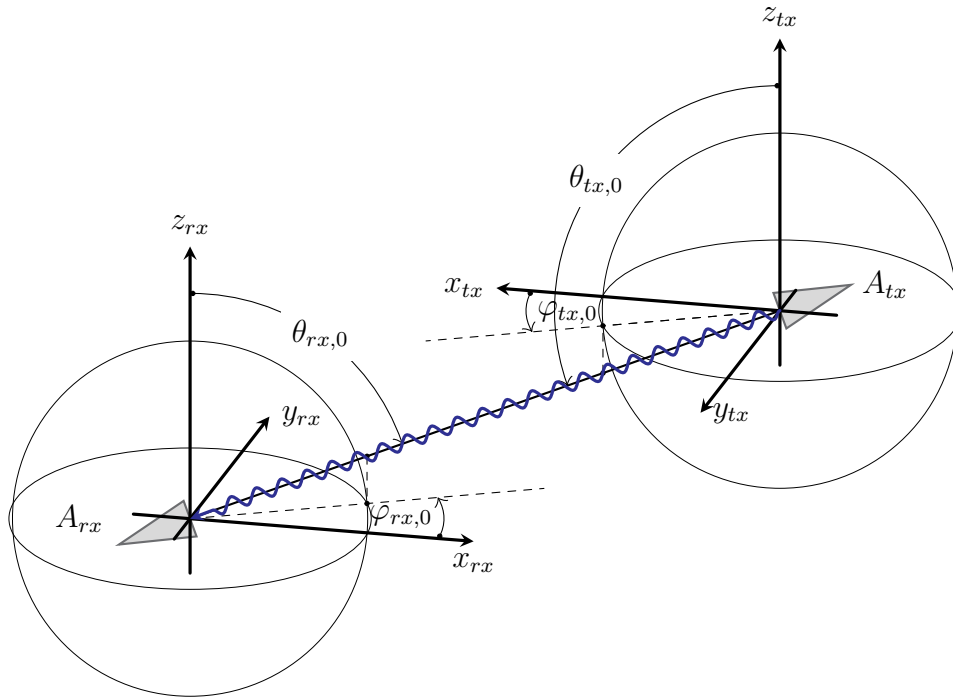
Rys. 3.1 Układ współrzędnych anteny odbiorczej

i zenitalnego. Tym samym przez transmitancję anteny można rozumieć zespoloną amplitudową charakterystykę kierunkową, wyznaczoną dla całego częstotliwościowego pasma pracy anteny. Tak zdefiniowana transmitancja pozwala na modelowanie transmisji w warunkach dopasowania polaryzacyjnego. Uogólnienie na dowolnie spolaryzowane fale wymaga wprowadzenia osobnej transmitancji dla każdej z trzech możliwych składowych przestrzennych wektora natężenia pola elektrycznego. W takiej sytuacji transmitancja anteny również jest wektorem.

3.2.3 Model propagacji jednodrogowej

Jeżeli środowisko, w którym znajdują się antena nadawcza i odbiorcza, nie zawiera elementów odbijających, to można przyjąć model propagacji jednodrogowej, w którym zakłada się, że jedynym kierunkiem propagacji fali przenoszącej sygnał przesyłany za pośrednictwem anten jest łącząca je prosta. W praktyce taki model znajduje niewielkie zastosowanie (niemal wyłącznie w transmisji satelitarnej), niemniej jednak pozwala na wyprowadzenie zależności, które można następnie uogólnić tak, aby odpowiadały rzeczywistym sytuacjom. Założenia przyjęte odnośnie propagacji jednodrogowej pomiędzy anteną nadawczą a odbiorczą ilustruje rys. 3.2.

Kierunek propagacji fali od anteny nadawczej do anteny odbiorczej jest definiowany w układzie współrzędnych anteny nadawczej za pomocą pary wartości kątów zenitalnego i azymutu $(\theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})$. Przyjmuje się, że fala emitowana przez antenę nadawczą dociera do anteny odbiorczej w linii prostej nie ulegając nigdzie odbiciu ani załamaniu. Ze względu



Rys. 3.2 Układy współrzędnych anten w łączu radiowym

na przejrzystość zapisu, w punkcie odbioru wygodnie jest zastosować układ współrzędnych anteny odbiorczej i oznaczyć kierunek propagacji jako $(\theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0})$. Transformacja współrzędnych w układzie anteny nadawczej na współrzędne anteny odbiorczej zależy od wzajemnego zorientowania tych układów. Typowy przypadek zostanie przedstawiony w dalszej części niniejszego rozdziału.

Można [114] przyjąć, że napięcie jakie powstaje na zaciskach anteny odbiorczej A_{rx} , odbierającej jedynie falę przychodzącą z kierunku $(\theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0})$ (w układzie współrzędnych anteny odbiorczej), jest związane wzorem (3.2) z polem elektrycznym fali padającej i transmitancją anteny odbiorczej.

$$\frac{U_{rx}(\omega)}{\sqrt{Z_{rx}}} = \vec{H}_{rx}(\omega, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0}) \cdot \frac{\vec{E}_{rx}(\omega, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0})}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.2)$$

gdzie $Z_{rx} \simeq Z_c$ oznacza impedancję toru⁴ odbiorczego, do którego podłączona jest antena, zaś $Z_0 = 120\pi \Omega$ oznacza impedancję falową próżni.

Wielkość \vec{H}_{rx} jest wektorem (o składowych zespolonych), dzięki czemu w skalarnym mnożeniu $\vec{H}_{rx} \cdot \vec{E}_{rx}$ jest zawarta informacja o dopasowaniu polaryzacyjnym. W zapisie

⁴W urządzeniach mikrofalowych impedancja charakterystyczna toru Z_c wynosi typowo 50Ω i w dalszej części pracy wartość ta przyjmowana jest domyślnie.

3.2. OPIS ANTEN SZEROKOPASMOWYCH W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI

macierzowym można to mnożenie wyrazić wzorem (3.3).

$$\begin{aligned} \vec{E}_{rx} &= \begin{bmatrix} E_{rx,x} \\ E_{rx,y} \\ E_{rx,z} \end{bmatrix} & \vec{H}_{rx} &= \begin{bmatrix} H_{rx,x} \\ H_{rx,y} \\ H_{rx,z} \end{bmatrix} \\ \vec{E}_{rx} \cdot \vec{H}_{rx} &= \begin{bmatrix} H_{rx,x} & H_{rx,y} & H_{rx,z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{rx,x} \\ E_{rx,y} \\ E_{rx,z} \end{bmatrix} = & (3.3) \\ &= H_{rx,x}E_{rx,x} + H_{rx,y}E_{rx,y} + H_{rx,z}E_{rx,z} \end{aligned}$$

W [65, 114] zaproponowano równanie (3.4) stanowiące podstawę dla modelowania pola elektrycznego nadawanego przez antenę zasilaną sygnałem o widmie $U_{tx}(\omega)$:

$$\frac{\vec{E}_{tx}(\omega, r_{tx,0}, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{r_{tx,0}} \exp\left(-j\omega \frac{r_{tx,0}}{c}\right) \vec{A}(\omega, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0}) \frac{U_{tx}(\omega)}{\sqrt{Z_{tx}}} \quad (3.4)$$

gdzie: $r_{tx,0} = r_{rx,0}$, Z_{tx} oznacza impedancję toru, z którego zasilana jest antena nadawcza, c oznacza prędkość rozchodzenia się fali elektromagnetycznej w próżni, zaś pomocnicza funkcja $\vec{A}(\omega, \theta_{tx}, \varphi_{tx})$ wyraża się równaniem (3.5):

$$\vec{A}(\omega, \theta_{tx}, \varphi_{tx}) = \frac{1}{2\pi c} j\omega \vec{H}_{tx}(\omega, \theta_{tx}, \varphi_{tx}) \quad (3.5)$$

przy czym \vec{H}_{tx} stanowi transmitancję anteny nadawczej.

Równania (3.4) i (3.5) zostały wyprowadzone z zasady wzajemności [73, 10, 65], przy założeniu, że antena nadawcza – w przybliżeniu – stanowi dipol Hertza⁵.

Podstawiając równanie (3.5) do równania (3.4) otrzymuje się:

$$\frac{\vec{E}_{tx}(\omega, r_{tx,0}, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2\pi c r_{tx,0}} \exp\left(-j\omega \frac{r_{tx,0}}{c}\right) \cdot j\omega \vec{H}_{tx}(\omega, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0}) \frac{U_{tx}(\omega)}{\sqrt{Z_{tx}}} \quad (3.6)$$

W przypadku propagacji jednorodowej można przyjąć, że antena odbiorcza odbiera wyłącznie fale rozchodzące się wzdłuż prostej łączącej antenę nadawczą z anteną odbiorczą. Zatem, aby wyznaczyć transmitancję łącza złożonego z anteny nadawczej i odbiorczej, wystarczy podstawić do (3.2) równanie (3.6), co w wyniku daje (3.7).

$$\frac{U_{rx}(\omega)}{\sqrt{Z_{rx}}} = \vec{H}_{rx}(\omega, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0}) \cdot \frac{1}{2\pi c r_{tx,0}} \exp\left(-j\omega \frac{r_{tx,0}}{c}\right) j\omega \vec{H}_{tx}(\omega, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0}) \frac{U_{tx}(\omega)}{\sqrt{Z_{tx}}} \quad (3.7)$$

⁵Założenie to nie jest adekwatne w stosunku do wszystkich anten, tym niemniej wiele anten UWB ma wymiary i kształt, który uzasadnia jego przyjęcie. Ponadto, w stosunku do większości anten szerokopasmowych, takie założenie stanowi sensowny punkt wyjściowy, pozwalający na wprowadzenie opisu, który później może zostać uogólniony.

ROZDZIAŁ 3. ANTENY W SYSTEMACH ULTRASZEROKOPASMOWYCH

Czynnik $j\omega$ występujący we wzorze (3.7) odpowiada różniczkowaniu w dziedzinie czasu. Teza, że antena nadawcza różniczkuje przesyłany sygnał, została potwierdzona wyłącznie dla anten o rozmiarach elektrycznych na tyle niewielkich, że uzasadniających przybliżenie anteny dipolem Hertza lub jego magnetycznym ekwiwalentem. Faktem jest jednak, że bezpośrednio z równań Maxwella [92] wynika, iż żadna antena nie może wypromieniować sygnału niezmiennego w czasie, wobec czego składowa stała sygnału jest zawsze eliminowana przy nadawaniu. W związku z tym deformacje nadawanych sygnałów często bardzo przypominają różniczkowanie, szczególnie w przypadku impulsów UWB [114].

Założenie o propagacji jednorodowej pozwala stwierdzić, że w równaniu (3.7) wielkość $r_{rx,0} = r_{tx,0} = r_0$ stanowi odległość pomiędzy antenami, czyli odległość jaką przebywa fala przenosząca sygnał, zaś kąty $(\theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0})$ wyznaczają kierunek nadejścia fali, czyli stanowią współrzędne kąta zenitalnego i azymutu położenia anteny nadawczej w układzie współrzędnych anteny odbiorczej. Analogicznie, kąty $(\theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})$ stanowią współrzędne kąta azymutu i zenitalnego anteny odbiorczej w układzie współrzędnych anteny nadawczej. Oznacza to, że $(\theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0})$ i $(\theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})$ są ściśle ze sobą związane, w sposób zależny od wzajemnego zorientowania układów współrzędnych anteny nadawczej i anteny odbiorczej. W szczególności, jeżeli osie X, Y, Z obu układów są równoległe i tak samo zwrócone (jeden układ współrzędnych stanowi prostą translację drugiego o zadany wektor), to można zapisać, że:

$$\begin{cases} \varphi_{rx,0} - \varphi_{tx,0} = 180^\circ \\ \theta_{rx,0} + \theta_{tx,0} = 180^\circ \end{cases} \quad (3.8)$$

W praktyce jest bardziej prawdopodobne, że dwie anteny będą skierowane w przybliżeniu ku sobie. W takiej sytuacji osie Z obu układów współrzędnych są równoległe i zwrócone tak samo, natomiast osie X i Y w jednym układzie współrzędnych stanowią odbicie lustrzane osi X i Y w drugim. W takiej sytuacji kąty azymutu i zenitalny spełniają warunek:

$$\begin{cases} \varphi_{rx,0} = \varphi_{tx,0} \\ \theta_{rx,0} + \theta_{tx,0} = 180^\circ \end{cases} \quad (3.9)$$

Jeżeli przyjąć, że obie anteny są dopasowane do torów o jednakowych impedancjach charakterystycznych, to transmitancja łącza wyraża się wzorem:

$$\frac{U_{rx}(\omega)}{U_{tx}(\omega)} = WSP(\omega, r) \cdot \vec{H}_{rx}(\omega, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0}) \cdot \vec{H}_{tx}(\omega, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0}) \quad (3.10)$$

gdzie $WSP(\omega, r) = \frac{\omega}{2\pi cr}$ stanowi czynnik zależny od częstotliwości.

3.2. OPIS ANTEN SZEROKOPASMOWYCH W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI

Równanie (3.10) nie przystaje do opisu anten w łączach radiowych, obejmującego takie parametry jak tłumienie wolnej przestrzeni, czy zyski kierunkowe anten, stanowi bowiem całkowicie alternatywne podejście. Przedstawiony powyżej opis lepiej odpowiadałby typowemu [12, 95] amplitudowemu opisowi transmisji przez łącza radiowe, gdyby wysokości skuteczne anten znormalizować, zaś stałą proporcjonalności $WSP(\omega, r)$ wyrazić za pomocą parametrów powszechnie przyjętych w opisie anten. Jeżeli anteny nadawcza i odbiorcza są dopasowane polaryzacyjnie, to można przyjąć, że ich odpowiedzi są skalarnymi, a nie wektorowymi funkcjami częstotliwości.

Wiedząc, że zysk energetyczny anteny jest związany z jej transmitancją [114] następującą zależnością:

$$G(\omega, \theta, \varphi) = \frac{\omega^2}{\pi c^2} |H(\omega, \theta, \varphi)|^2 \quad (3.11)$$

można z równania wyłączyć 3.10 pierwiastek z zysku energetycznego i zapisać [90]:

$$\frac{U_{rx}(\omega)}{U_{tx}(\omega)} = \sqrt{\frac{G_{rx}(\omega, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0}) G_{tx}(\omega, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})}{L_f(r, \omega)}} \cdot \exp\left(j\omega \frac{r}{c}\right) \cdot \exp[j\angle H_{rx}(\omega, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0})] \cdot \exp[j\angle H_{tx}(\omega, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})] \quad (3.12)$$

gdzie: G_{rx} i G_{tx} oznaczają odpowiednio zysk energetyczny anteny odbiorczej i zysk energetyczny anteny nadawczej, natomiast L_f stanowi tłumienie wolnej przestrzeni i wyraża się wzorem Friisa [95]:

$$L_f = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \quad (3.13)$$

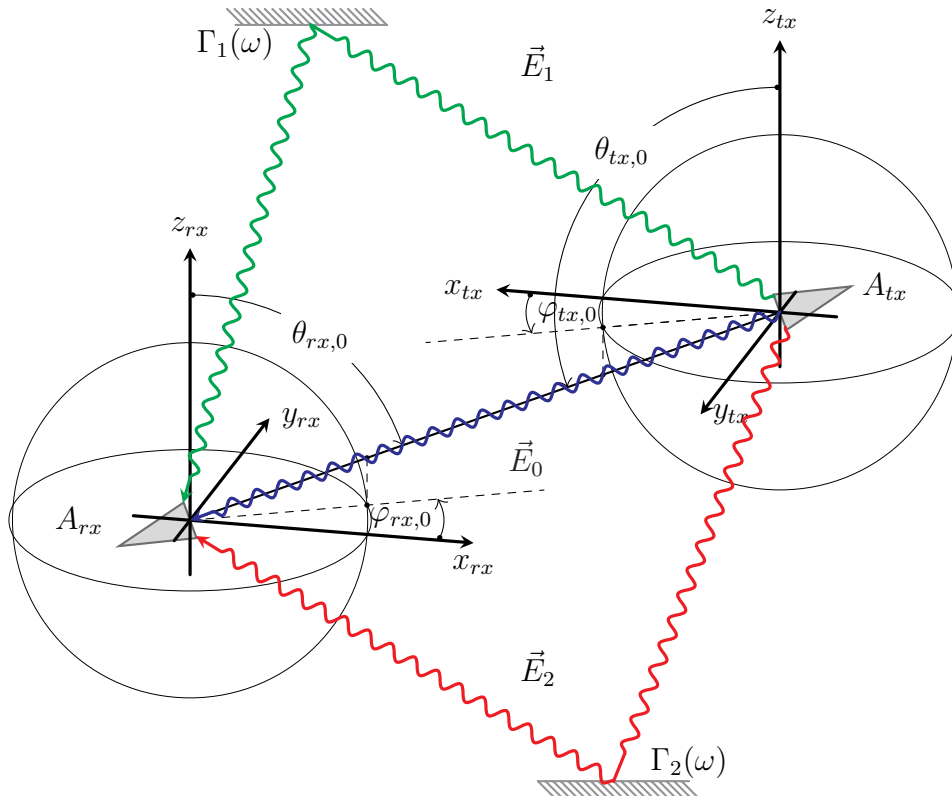
przy czym $\lambda = \frac{2\pi c}{\omega}$ oznacza długość fali.

3.2.4 Model propagacji wielodrogowej

W przypadku modelu propagacji wielodrogowej napięcie na zaciskach anteny odbiorczej stanowi superpozycję sygnałów nadchodzących z różnych kierunków, tzw. składowych wielodrogowych. Przyjmuje się, że $i = 0$ odpowiada składowej bezpośredniej. Składowe wielodrogowe stanowią przeważnie sygnały odbite od elementów środowiska, w którym znajdują się anteny (rys. 3.3). Natężenie pola elektrycznego składowej wielodrogowej jest oznaczane w dalszych rozważaniach przez $E_i = E_{rx}(\omega, \theta_{rx,i}, \varphi_{rx,i})$, gdzie i stanowi liczbę porządkową i nie ma żadnej interpretacji fizycznej. Stosując zasadę superpozycji można

stwierdzić, że zależność (3.2) przyjmuje postać sumy po wszystkich (indeksowanych zmienną i) składowych wielodrogowych:

$$\frac{U_{rx}(\omega)}{\sqrt{Z_{rx}}} = \sum_i \vec{H}_{rx}(\omega, \theta_{rx,i}, \varphi_{rx,i}) \cdot \frac{\vec{E}_i}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.14)$$



Rys. 3.3 Radiowe łącze antenowe w modelu wielodrogowym

Uogólniając wzór (3.7), transmisję przez łącze radiowe można zapisać w następujący sposób:

$$\begin{aligned} \frac{U_{rx}(\omega)}{\sqrt{Z_{rx}}} = \sum_i \left[\frac{\Gamma_i(\omega)}{2\pi cr_i} \cdot \vec{H}_{rx}(\omega, \theta_{rx,i}, \varphi_{rx,i}) \cdot j\omega \exp\left(-j\omega \frac{r_i}{c}\right) \cdot \vec{H}_{tx}(\omega, \theta_{tx,i}, \varphi_{tx,i}) \right] \frac{U_{tx}(\omega)}{\sqrt{Z_{tx}}} \end{aligned} \quad (3.15)$$

3.2. OPIS ANTEN SZEROKOPASMOWYCH W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI

gdzie: r_i oznacza drogę przebywaną przez i -ty sygnał, $\theta_{tx,i}$ i $\varphi_{tx,i}$ określają kierunek, w jakim został wypromieniowany, zaś $\theta_{rx,i}$ i $\varphi_{rx,i}$ kierunek, z jakiego dotarł do anteny odbiorczej. Γ_i stanowi liczbę zespoloną opisującą straty i zmiany fazy składowych wielodrogowych, wprowadzane przez odbicia od elementów środowiska. Warto zauważyć, że para parametrów r_i i Γ_i może posłużyć do opisu propagacji składowych odbijających się więcej niż jednokrotnie. W takiej sytuacji Γ_i traci swoją fizyczną interpretację, ponieważ nie oznacza współczynnika odbicia, lecz stanowi iloczyn współczynników odbicia wszystkich odbić, którym podlegała i -ta składowa wielodrogowa. Dla składowej bezpośredniej przyjmuje się $\Gamma_0 = 1 + j0$. Wzór (3.15) można uogólnić uwzględniając możliwość zmiany (w szczególności skręcenia) polaryzacji wskutek interakcji fali ze środowiskiem propagacyjnym. W takiej sytuacji Γ_i musi stanowić macierz⁶ $\Gamma_{i[3 \times 3]}$:

$$\begin{aligned} \frac{U_{rx}(\omega)}{\sqrt{Z_{rx}}} = \sum_i \left\{ \frac{1}{2\pi cr_i} \cdot \right. \\ \cdot \vec{H}_{rx}(\omega, \theta_{rx,i}, \varphi_{rx,i}) \cdot \\ \cdot j\omega \exp\left(-j\omega \frac{r_i}{c}\right) \cdot \\ \left. \cdot \left[\Gamma_i(\omega) \cdot \vec{H}_{tx}(\omega, \theta_{tx,i}, \varphi_{tx,i}) \right] \right\} \frac{U_{tx}(\omega)}{\sqrt{Z_{tx}}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Posługiwanie się wzorem ogólnym (3.16) jest dość niewygodne, w związku z czym dalsze rozważania będą się ograniczały do najbardziej typowego przypadku: jednej polaryzacji i dopasowania polaryzacyjnego pomiędzy antenami. Wprowadzając znormalizowane transmitancje anteny nadawczej i odbiorczej oraz stosując wzór Friisa uzyskuje się:

$$\begin{aligned} \frac{U_{rx}(\omega)}{U_{tx}(\omega)} = \sum_i \left\{ \Gamma_i(\omega) \cdot \right. \\ \cdot \sqrt{\frac{G_{rx}(\omega, \theta_{tx,i}, \varphi_{tx,i}) G_{rx}(\omega, \theta_{rx,i}, \varphi_{rx,i})}{L_f(r_i, \omega)}} \cdot \\ \cdot \exp[j\angle H_{rx}(\omega, \theta_{rx,i}, \varphi_{rx,i})] \cdot \\ \cdot \exp\left(-j\omega \frac{r_i}{c}\right) \cdot \\ \left. \cdot \exp[j\angle H_{tx}(\omega, \theta_{tx,i}, \varphi_{tx,i})] \right\} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Postać równania (3.17) wskazuje, że w dziedzinie częstotliwości trudno z sygnału odbieranego wyodrębnić składowe odpowiadające poszczególnym drogom propagacji.

⁶Dla składowej bezpośredniej w ośrodku izotropowym jest to macierz jednostkowa.

Tymczasem dla wielu zastosowań w systemach lokalizacyjnych i obrazujących, wyodrębnienie składowych, szczególnie składowej bezpośredniej, ma istotne znaczenie [120].

3.3 Opis anten szerokopasmowych w dziedzinie czasu

Równaniom w dziedzinie częstotliwości odpowiadają analogiczne równania w dziedzinie czasu. Generalnie opis łącza radiowego w dziedzinie częstotliwości jest znacznie wygodniejszy ze względu na to, że operację splotu w dziedzinie czasu można zastąpić mnożeniem. Niemniej, rozróżnienie sygnałów o zbliżonym kształcie, lecz nadchodzących z odmiennymi opóźnieniami jest możliwe wyłącznie w dziedzinie czasu. Ponadto na podstawie typowych parametrów częstotliwościowych elementów składających się na łącze radiowe, takich jak np. zysk anteny w funkcji częstotliwości, nie można określić stopnia zniekształceń, jakim będzie ulegał szerokopasmowy sygnał impulsowy w trakcie transmisji [132, 130]. Jest to możliwe, jeżeli dysponuje się również danymi o fazie transmitancji wszystkich elementów łącza, dla każdej składowej wielodrogowej (czyli w ogólnym przypadku w pełnym zakresie kątów azymutu i zenitalnego), w pełnym paśmie częstotliwości. Nawet wtedy odtwarzanie kształtu sygnału po przesłaniu przez łącze wymaga przetwarzania, które trudno przeprowadzić bez pomocy komputera. Ocena skali zniekształceń wprowadzanych przez elementy łącza radiowego (w tym anteny) jest o wiele łatwiejsza, jeżeli dysponuje się ich odpowiedziami impulsowymi [132, 18]. Przez odpowiedź impulsową anteny rozumie się przebieg napięcia uzyskany na jej zaciskach w wyniku pobudzenia przebiegiem pola natężenia elektrycznego w postaci delty Diraca. Z przebiegu odpowiedzi impulsowej anteny od razu wynika, jak bardzo zostanie wydłużony przesyłany za jej pomocą szerokopasmowy impuls. Zatem znajomość odpowiedzi impulsowych dostępnych anten znacznie ułatwia wybór tych odpowiednich dla zastosowania w systemie ultraszerokopasmowym.

3.3.1 Model propagacji jednodrogowej

Dla anteny odbiorczej zależność (3.2) w dziedzinie czasu należy zapisać jako:

$$\frac{u_{rx}(t)}{\sqrt{Z_{rx}}} = \vec{h}_{rx}(t, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0}) \star \frac{\vec{e}_{rx}(t, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0})}{\sqrt{Z_0}} \quad (3.18)$$

gdzie u_{rx} oznacza przebieg czasowy napięcia na zaciskach anteny (czyli de facto sygnał odbierany), \vec{h}_{rx} stanowi odpowiedź impulsową anteny wyrażoną w $\frac{m}{s}$, \vec{e}_{rx} oznacza przebieg czasowy pola elektrycznego fali docierającej do anteny odbiorczej, natomiast „ \star ” jest

3.3. OPIS ANTEN SZEROKOPASMOWYCH W DZIEDZINIE CZASU

operatorem splotu. Przez splot wektorów rozumiana jest operacja definiowana równaniem (3.19):

$$\vec{h}_{rx} \star \vec{e}_{rx} = h_{rx,x} \star e_{rx,x} + h_{rx,y} \star e_{rx,y} + h_{rx,z} \star e_{rx,z} \quad (3.19)$$

Natomiast splot wektora z funkcją skalarną oblicza się zgodnie ze wzorem (3.20):

$$\vec{h}_{tx} \star u_{tx} = \begin{bmatrix} h_{tx,x} \star u_{tx} \\ h_{tx,y} \star u_{tx} \\ h_{tx,z} \star u_{tx} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Równanie (3.4) opisujące działanie anteny nadawczej w dziedzinie czasu przyjmuje postać:

$$\frac{\vec{e}_{tx}(t, r_{tx,0}, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{r_{tx,0}} \delta\left(t - \frac{r_{tx,tx,0}}{c}\right) \star \vec{a}(t, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0}) \star \frac{u_{tx}}{\sqrt{Z_{tx}}} \quad (3.21)$$

gdzie: $\delta(t)$ oznacza deltę Diraca, \vec{e}_{tx} stanowi przebieg czasowy pola elektrycznego fali emitowanej przez antenę nadawczą, natomiast $\vec{a}(t, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0})$ stanowi odwrotną transformatę Fouriera funkcji zdefiniowanej równaniem (3.5):

$$\vec{a}(t, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0}) = \frac{1}{2\pi c} \frac{\partial}{\partial t} \vec{h}_{tx}(t, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0}) \quad (3.22)$$

przy czym \vec{h}_{tx} stanowi odpowiedź impulsową anteny nadawczej wyrażoną w $\frac{m}{s}$. Można zapisać, że:

$$\begin{aligned} \frac{u_{rx}(t)}{\sqrt{Z_{rx}}} &= \vec{h}_{rx}(t, \theta_{rx,0}, \varphi_{rx,0}) \star \\ &\star \frac{1}{r_0} \delta\left(t - \frac{r_0}{c}\right) \star \\ &\star \frac{1}{2\pi c} \vec{h}_{tx}(t, \theta_{tx,0}, \varphi_{tx,0}) \star \\ &\star \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{u_{tx}(t)}{\sqrt{Z_{tx}}} \right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Ponieważ równanie (3.23) wiąże sygnał wejściowy anteny nadawczej z sygnałem wyjściowym anteny odbiorczej, można uznać, że stanowi ono model propagacji jednodrogowej.

3.3.2 Model propagacji wielodrogowej

W dziedzinie czasu, podobnie jak w dziedzinie częstotliwości, składowe odpowiadające różnym drogom propagacji podlegają sumowaniu:

$$\frac{u_{rx}(t)}{\sqrt{Z_{rx}}} = \sum_i \left[\vec{h}_{rx,i}(t, \theta_{rx,i}, \varphi_{rx,i}) \star \frac{\vec{e}_i(t, \theta_{rx,i}, \varphi_{rx,i})}{\sqrt{Z_0}} \right] \quad (3.24)$$

W związku z tym odpowiedź impulsową łączy trzeba wyrazić przez sumę po wszystkich składowych wielodrogowych. W ogólnym przypadku każdej z nich odpowiadają inne przebiegi odpowiedzi impulsowej anteny nadawczej i anteny odbiorczej. Ponadto, każda droga propagacji wprowadza inne opóźnienie, co w dziedzinie czasu wyraża się splotem z odpowiednio przesuniętą funkcją delty Diraca. Przebiegi sygnałów odbitych od przeszkód w środowisku propagacyjnym wyraża się za pomocą splotu z odpowiedzią impulsową wyznaczoną dla każdej składowej wielodrogowej. Tym samym można zapisać, że:

$$u_{rx}(t) = u_{tx}(t) \star \sum_i \delta\left(t - \frac{r_i}{c}\right) \star \vec{h}_{tx}(t, \theta_{tx_i}, \varphi_{tx_i}) \star u_{sp_i}(t, r_i) \star F_i(t) \star \vec{h}_{rx}(t, \theta_{rx_i}, \varphi_{rx_i}) \quad (3.25)$$

gdzie: $r_i = r_{rx_i} = r_{tx_i}$ oznacza drogę przebywaną przez i -tą składową wielodrogową, $F_i(t)$ to przebieg wypadkowej odpowiedzi impulsowej⁷ obiektów na i -tej drodze, zaś $u_{sp_i}(t, r_i)$ stanowi odwrotną transformatę Fouriera funkcji $WSP_i(\omega, r_i)$ wprowadzonej we wzorze (3.10).

Każda ze składowych ma inne opóźnienie (co wynika ze splotu z przesuniętymi deltami Diraca: wzór (3.25)), więc czasowa reprezentacja sygnału stwarza potencjalną możliwość separowania składowych przez tzw. oknowanie, czyli podział sygnału na przedziały czasowe (tzw. okna). Jeżeli składowe nie nakładają się, to położenie okien można tak dobrać, żeby analizować tylko jedną składową. W przypadku sygnałów wąskopasmowych ten warunek niemal nigdy nie jest spełniony. Czas trwania sygnału wąskopasmowego jest wyraźnie dłuższy od wzajemnych opóźnień składowych wielodrogowych. Inaczej jest w przypadku impulsów UWB. Ich czas trwania (pojedyncze nanosekundy lub mniej) jest zbliżony do typowych opóźnień składowych wielodrogowych wewnątrz pomieszczeń. Impulsy te są na tyle krótkie, że odpowiedzi impulsowe zastosowanych anten mogą mieć decydujące znaczenie dla kształtu sygnału po transmisji.

3.4 Pomiary odpowiedzi impulsowej

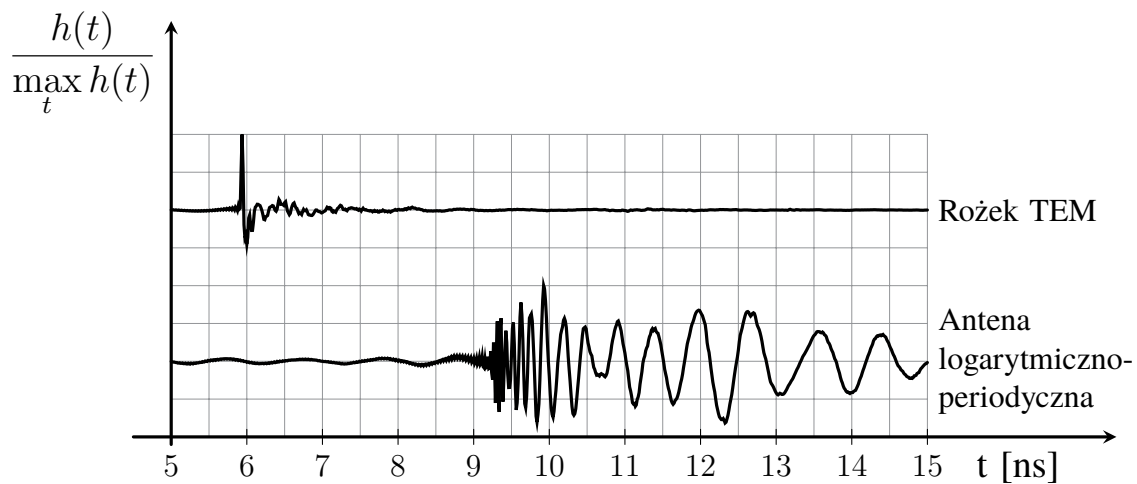
3.4.1 Znaczenie odpowiedzi impulsowej dla działania systemu ultraszerokopasmowego

Impulsy spełniające warunek (3.1) oraz takie, których widmo spełnia wymagania określone maską częstotliwości przeznaczonych dla UWB [2] mogą mieć długości rzędu pojedynczych nanosekund albo nawet krótsze. Na rys. 3.4 przedstawiono odpowiedzi impulsowe dwóch anten: anteny rożkowej z pobudzeniem TEM oraz anteny logarytmiczno-periodycznej. Wśród

⁷Zachodzi równość: $\Gamma_i(\omega) = \mathcal{F}\{F_i(t)\}$.

3.4. POMIARY ODPOWIEDZI IMPULSOWEJ

anten szerokopasmowych rożki TEM zaliczają się do anten o najkrótszych odpowiedziach impulsowych, zaś anteny logarytmiczno-periodyczne przeciwnie. W związku z tym przypadki przedstawione na rys. 3.4 można, z pewnym przybliżeniem, uważać za skrajne. Z powyższych obserwacji wynika, że czas trwania impulsu UWB jest tego samego rzędu, co czas trwania odpowiedzi impulsowej anteny i typowy odstęp czasowy pomiędzy składową bezpośrednią, a pierwszą składową odbitą przy propagacji wewnątrz budynku. Wzajemne relacje pomiędzy tymi czasami decydują o tym, czy składowe wielodrogowe można odseparować przez oknowanie. Wobec tego długości odpowiedzi impulsowych anten mogą, w wielu przypadkach, przesądzić o funkcjonowaniu, bądź nie, systemu UWB. Ze względu na znaczny wpływ,



Rys. 3.4 Przykładowe odpowiedzi impulsowe: anteny rożkowej z pobudzeniem TEM oraz anteny logarytmiczno-periodycznej

jaki na działanie systemu UWB ma kształt i czas trwania odpowiedzi impulsowych anten, ich znajomość ma krytyczne znaczenie na etapie projektowania systemu i wyboru anten. Badania nad systemami UWB trwają relatywnie krótko w stosunku do historii stosowania matematycznego opisu anten. Także obecnie systemy UWB stanowią raczej nieznaczny fragment rynku urządzeń radiowych. W związku z tym ani odpowiedź impulsowa anteny, ani jej pełna transmitancja nie należą do typowego zestawu charakterystyk anten dostarczanych przez producentów. Ponadto nie sposób – choćby w przybliżeniu – określić kształtu i czasu trwania odpowiedzi impulsowej anteny wyłącznie na podstawie typowych parametrów, takich jak szerokość pasma pracy anteny czy współczynnik fali stojącej. Dla przykładu, anteny, których odpowiedzi impulsowe zostały przedstawione na rys. 3.4, charakteryzują się dość zbliżonymi typowymi parametrami. Nieco bardziej użyteczny pod tym względem jest wykres

ROZDZIAŁ 3. ANTENY W SYSTEMACH ULTRASZEROKOPASMOWYCH

położenia środka fazowego anteny w funkcji częstotliwości, który dostarczany jest niekiedy przez producentów anten szerokopasmowych. Umożliwia on jedynie ocenę jakościową a nie ilościową [132] wpływu anteny na przesyłany sygnał UWB. Wobec powyższego, wyznaczanie odpowiedzi impulsowych anten powinno stanowić jeden z pierwszych etapów zestawiania systemu UWB. W dalszej części niniejszego rozdziału przedstawiono propozycje kilku wariantów realizacji takich pomiarów, które posłużyły do wyboru anten przeznaczonych dla systemu obrazującego będącego przedmiotem niniejszej rozprawy.

W ogólnym przypadku kształt odpowiedzi impulsowej anteny stanowi funkcję kąta azymutu i zenitalnego. Dlatego dla jej pełnego i dokładnego wyznaczenia trzeba, podobnie jak w przypadku charakterystyk kierunkowych anten, przeprowadzić pomiar dla wszystkich kierunków w przestrzeni trójwymiarowej. W praktyce, takie pomiary w strefie dalekiej byłyby bardzo czasochłonne i skomplikowane.

Pełną charakterystykę kierunkową anteny można wyznaczyć za pomocą pomiarów emitowanego przez nią pola w strefie bliskiej [57, 58, 101, 129], za pomocą sondy pola elektromagnetycznego [122, 131]. Na podstawie zebranych w ten sposób próbek pola elektromagnetycznego w strefie bliskiej oraz znajomości odpowiadających im współrzędnych można obliczyć rozkład pola w strefie dalekiej, a co za tym idzie wyznaczyć charakterystykę kierunkową anteny. Skanowanie sferyczne i walcowe umożliwia uzyskanie charakterystyki kierunkowej w prawie pełnej przestrzeni kątów.

Takiego podejścia nie da się niestety bezpośrednio zaadaptować do pomiaru odpowiedzi impulsowej anteny. Sonda zastosowana do pomiarów w strefie bliskiej powinna być mała, tak aby umożliwić dokładne określenie punktu pomiaru i nie zaburzać rozkładu sondowanego pola. Gdyby taka sonda miała znaleźć zastosowanie w pomiarach odpowiedzi impulsowej anteny, powinna również pracować w bardzo szerokim paśmie częstotliwościowym. Są to wymagania wzajemnie sprzeczne.

Zatem jest uzasadnione ograniczenie badania odpowiedzi impulsowej anteny do kierunków należących do określonych płaszczyzn i badanie wyłącznie przekrojów w tych płaszczyznach. Taki pomiar można zrealizować w prosty sposób przez obracanie anteny poddawanej pomiarowi wokół osi prostopadłej do płaszczyzny przekroju charakterystyki, bez przemieszczania całej przestrzeni kątów. Układy pomiarowe przedstawione w niniejszym podrozdziale działają właśnie w ten sposób. Pomiary przeprowadzane są dla jednej polaryzacji, przy zgodności polaryzacyjnej anteny nadawczej i odbiorczej. Tym samym wyznacza się tylko jeden element wektora jakim jest odpowiedź impulsowa anteny. Pozostałe elementy można wyznaczyć w dodatkowych seriach pomiarowych. W przedstawionej poniżej metodyce

pomiaru odpowiedzi impulsowej anteny pomija się zagadnienia szeroko rozumianej kalibracji układów pomiarowych. Przyjmuje się, że do dyspozycji jest stanowisko do pomiaru łącza radiowego złożonego z dwóch anten, które zostało w pełni skalibrowane, zarówno w rozumieniu kalibracji sprzętu pomiarowego i okablowania, jak i wzajemnego położenia anten. Szczegółowe informacje odnośnie działania mikrofalowego sprzętu pomiarowego oraz metod kalibracji podano w [50, 52, 67, 75, 105, 104], natomiast problematyka przygotowania antenowego stanowiska pomiarowego została przedstawiona m.in. w [8, 9, 22, 60, 75].

Omawiane metody pomiarowe są przeznaczone do realizacji w komorze bezechowej. Komora bezechowa nie eliminuje całkowicie odbitych sygnałów szerokopasmowych, ale znacząco je tłumi, szczególnie składowe odbite wielokrotnie, ograniczając tym samym ilość zakłóceń w sygnale. Dzięki temu, nawet jeżeli pojawią się odbicia mogące zakłócić pomiar, obserwacja w dziedzinie czasu szerokopasmowych danych pomiarowych pozwala zwykle wyróżnić składową bezpośrednią, odbieraną najwcześniej i wyeliminować pozostałe, nadchodzące później składowe odbite. Można zatem przyjąć model propagacji jednodrogowej dla potrzeb procedury pomiarowej.

Niezależnie od kierunku obserwacji, odpowiedź impulsowa anteny jest związana z jej transmitancją transformacją Fouriera:

$$\begin{cases} H_x(\omega) = \mathcal{F}\{h_x(t)\} \\ h_x(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H_x(\omega)\} \end{cases} \quad (3.26)$$

wobec czego pomiary odpowiedzi impulsowej anteny można przeprowadzać zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości.

Mimo że w ogólnym przypadku odpowiedź impulsowa anteny jest funkcją kierunku obserwacji, zależność od kąta azymutu i elewacji została pominięta w zastosowanych dalej przekształceniach matematycznych. Jest to o tyle uzasadnione, że dla każdego kierunku pomiary są przeprowadzane w identyczny sposób.

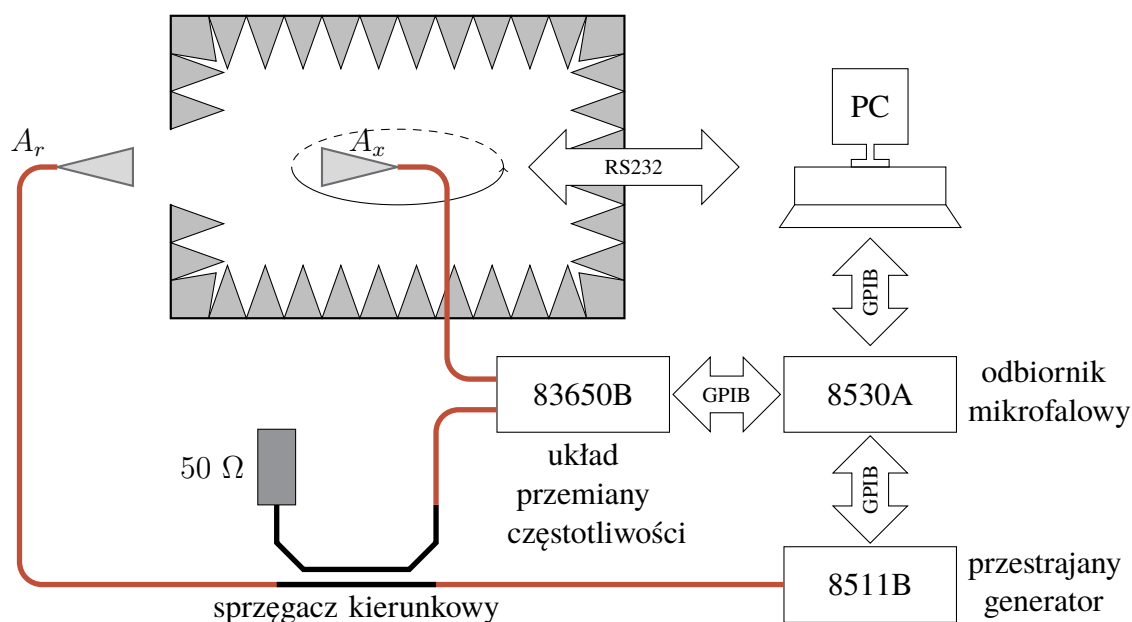
3.4.2 Pomiar ze znaną anteną referencyjną

3.4.2.1 Pomiar w dziedzinie częstotliwości

Zagadnienie wyznaczenia odpowiedzi impulsowej anteny poddawanej pomiarowi (A_x) w dziedzinie częstotliwości jest stosunkowo proste (przy przyjętych założeniach), jeżeli dysponuje się anteną referencyjną o znanej odpowiedzi impulsowej lub transmitancji. Na rysunku 3.5 przedstawiono typowy układ pomiarowy stosowany w metrologii anten.

ROZDZIAŁ 3. ANTENY W SYSTEMACH ULTRASZEROKOPASMOWYCH

Antena referencyjna A_r stanowi antenę nadawczą i znajduje się na zewnątrz komory bezchowej. Antena poddawana pomiarowi A_x umieszczana jest wewnątrz komory bezchowej, na platformie obrotowej sterowanej z komputera osobistego PC. Odległość pomiędzy antenami wynosi 2.5 m. Pomiar realizowany jest przez odbiornik mikrofalowy 8530A firmy Agilent Technologies oraz współpracujący z nim przestrajany generator 8511B i układ przemiany częstotliwości 83650B. W konfiguracji przedstawionej na rys. 3.5 umożliwiają one wyznaczenie transmitancji $\tilde{H}(\omega)$ (współczynnika S_{21} macierzy rozproszenia) pomiędzy zaciskami anteny nadawczej A_r a zaciskami anteny odbiorczej A_x . Wynik pomiaru zapisywany jest na komputerze osobistym PC, który komunikuje się z aparaturą pomiarową za pośrednictwem magistrali GPIB.



Rys. 3.5 Układ do pomiaru odpowiedzi impulsowej anteny pracujący w dziedzinie częstotliwości

Przy założeniu zgodności polaryzacyjnej anteny nadawczej i anteny odbiorczej, wynik pomiaru jest związany z transmitancją badanej anteny równaniem:

$$\tilde{H}(\omega) = WSP(\omega, r) \cdot H_r(\omega) \cdot H_x(\omega) \quad (3.27)$$

gdzie: H_r stanowi znaną (z założenia) transmitancję anteny referencyjnej, $WSP(\omega, r) = \frac{\omega}{2\pi cr}$ to współczynnik proporcjonalności wprowadzony we wzorze (3.10), a H_x stanowi nieznaną transmitancję anteny poddawanej pomiarowi. W praktyce zwykle wykorzystuje się cyfrowe reprezentacje wymienionych wielkości, co oznacza, że dysponuje się skończoną

3.4. POMIARY ODPOWIEDZI IMPULSOWEJ

liczbą ich skwantowanych próbek. Innymi słowy, na podstawie pomiaru w paśmie $\langle \Omega_1, \Omega_2 \rangle$ uzyskuje się K próbek transmitancji odpowiadających częstościom $\omega_k \in \langle \Omega_1, \Omega_2 \rangle$, gdzie $k = 0, \dots, (K - 1)$. Można zatem zapisać, że:

$$\begin{cases} \tilde{H}[k] = \tilde{H}(\omega_k) \\ H_r[k] = H_r(\omega_k) \\ H_x[k] = H_x(\omega_k) \\ WSP[k] = \frac{\omega_k}{2\pi r c} \end{cases} \quad (3.28)$$

Podstawiając (3.28) do równania (3.27), po przekształceniach uzyskuje się:

$$H_x[k] = \frac{\tilde{H}[k]}{H_r[k] \cdot WSP[k]} \quad \text{dla} \quad H_r[k] \neq 0 \quad (3.29)$$

gdzie $\{\tilde{H}[k]\}$ stanowi znany bezpośredni wynik pomiaru, $\{H_r[k]\}$ stanowi (zgodnie z założeniami) wektor próbek znanej transmitancji anteny odniesienia, zaś $\{WSP[k]\}$ można obliczyć znając odległość pomiędzy antenami. Równanie (3.29) umożliwia zatem wyznaczenie transmitancji anteny poddawanej pomiarowi. Z równania (3.29) wynika, że jakość anteny referencyjnej w istotny sposób ogranicza zakres stosowalności omawianej metody pomiaru. Dla częstotliwości, na których antena referencyjna przestaje promieniować, moduł jej transmitancji zbliża się do zera ($H_r[k] \rightarrow 0$), wskutek czego błąd pomiaru wzrasta. W rezultacie wartości transmitancji badanej anteny otrzymane poza pasmem pracy anteny referencyjnej stają się nieoznaczone. Wynika stąd, że nie można dokładnie odwzorować transmitancji anteny poddawanej pomiarowi, pracującej w szerszym paśmie niż dostępna antena referencyjna.

Jeżeli jednak dysponuje się odpowiednią anteną referencyjną, to na podstawie próbek transmitancji anteny można, za pomocą odwrotnej dyskretnej transformacji Fouriera (\mathcal{IDFT}), odtworzyć jej odpowiedź impulsową:

$$\{h_x[m]\} = \mathcal{IDFT} \{H_x[k]\} \quad (3.30)$$

Należy jednak zaznaczyć, że anteny, w tej liczbie antena referencyjna, mają niezerową dolną granicę pasma pracy. W związku z tym pomiary zawsze wykonuje się w określonym paśmie częstotliwościowym. Co za tym idzie, próbki stanowiące bezpośredni wynik pomiaru odpowiadają częstościom z zakresu $\langle f_L, f_H \rangle$. Uzyskane w ten sposób dane pomiarowe nie różnią się od danych uzyskiwanych przy typowych pomiarach dolnopasmowej odpowiedzi

impulsowej kanału radiowego. Pojęcia dolnopasmowej odpowiedzi kanału i odpowiedzi impulsowej toru radiowego są jednak jakościowo różne.

Dolnopasmową odpowiedź impulsową kanału można obliczyć realizując na próbkach transmitancji kanału algorytm szybkiej transformaty Fouriera, co pozwala uzyskać ciąg liczb zespolonych, odpowiadających zespolonym amplitudom fal radiowych, przenoszących sygnał na częstotliwości środkowej kanału radiowego [120].

Próba wyznaczenia odpowiedzi impulsowej anteny szerokopasmowej na podstawie jej transmitancji w taki sposób, w jaki wyznacza się odpowiedź dolnopasmową na podstawie transmitancji kanału radiowego, jest błędem. Odpowiedź impulsowa anteny – co do zasady – nie odpowiada żadnej częstotliwości środkowej i jest rzeczywistą, a nie zespoloną funkcją czasu. Jeżeli zachodzi potrzeba zastosowania algorytmu odwrotnej szybkiej transformaty Fouriera (*IFFT*), należy transmitancję uzupełnić odpowiednią liczbą zer tak, aby uzyskać próbki odpowiadające równomiernie rozłożonym częstotliwościom z zakresu $\langle 0, f_H \rangle$. Liczbę takich „dodatkowych zer” K_0 można obliczyć według wzoru:

$$K_0 = K \cdot \frac{f_L}{f_H - f_L} \quad (3.31)$$

gdzie K oznacza liczbę próbek zmierzonych bezpośrednio w paśmie $\langle f_L, f_H \rangle$.

Warto zauważyć, że zgodnie ze wzorem (3.31) K_0 nie musi być całkowita. Ponieważ macierz można uzupełnić tylko całkowitą liczbą zer, dane pomiarowe nie zawsze mogą spełniać warunki stosowalności odwrotnej szybkiej transformaty Fouriera.

Można unikać takiej sytuacji dobierając pasmo pomiaru oraz liczbę próbek K tak, aby liczba K_0 była całkowita. Nie zawsze jest to jednak możliwe, ponieważ przyrządy pomiarowe często nie zapewniają możliwości płynnej regulacji gęstości próbkowania wyniku pomiaru, a jedynie możliwość wyboru zestawu typowych wartości liczby próbek (najczęściej $K \in \{51, 101, 201, 401, 801, 1601\}$). Rozwiązaniem może być albo numeryczne przepróbkowanie danych pomiarowych, albo rezygnacja z algorytmu szybkiej transformaty na rzecz policzenia odwrotnej transformaty Fouriera z definicji:

$$h_x(t_m) = 2 \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \left[H_x(f_k) \cdot e^{jf_k t_m} \cdot (f_k - f_{k-1}) \right], \quad \forall_{f_k > 0} \quad (3.32)$$

gdzie f_k oznacza częstotliwość odpowiadającą k -tej próbce $H_x[k]$, t_m oznacza moment w czasie odpowiadający m -tej próbce $h_x[m]$. Jest to rozwiązanie znacząco wolniejsze i nieefektywne numerycznie. Tym niemniej, ma ono pewne zalety:

- pozwala uniknąć uzupełniania zerami;
- pozwala na obliczenie próbek odpowiedzi impulsowej, odpowiadających określonemu przedziałowi czasu (w przeciwieństwie do $IFFT$);
- umożliwia odtworzenie próbek przebiegu czasowego w arbitralnie wybranych chwilach t_m .

Liczba K punktów częstotliwościowych musi zostać dobrana tak, aby długość ekwiwalentnego okna czasowego:

$$W = \frac{K}{f_H - f_L} \quad (3.33)$$

znacznie przekraczała czas trwania odpowiedzi impulsowej anteny poddawanej pomiarowi. Najlepiej, jeżeli szerokość okna W jest wystarczająca, aby zmieściła się w nim nie tylko odpowiedź impulsowa anteny, ale również sygnały odbite (w praktyce przynajmniej pierwszy, najsilniejszy). Zapobiega to nakładaniu się⁸ na odpowiedź impulsową łączy sygnałów odbitych, które mogą się pojawić nawet w trakcie pomiarów w komorze bezdechowej. Poza komorą bezdechową, przy tego typu pomiarach są odbierane nawet sygnały wielokrotnie odbite, w związku z czym jest wymagana znacznie większa szerokość ekwiwalentnego okna czasowego, a co za tym idzie znaczne zagęszczenie punktów częstotliwościowych.

3.4.2.2 Pomiar w dziedzinie czasu

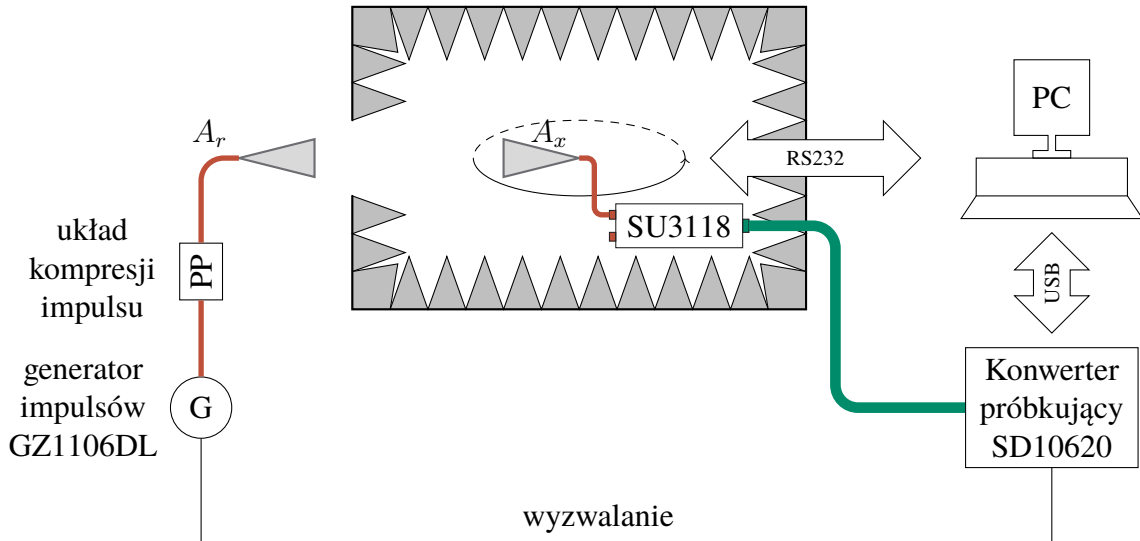
Zestawione stanowisko do pomiarów odpowiedzi impulsowej anteny w dziedzinie czasu przedstawiono na rys. 3.6. Antena referencyjna (nadawcza) i antena poddawana pomiarowi (odbiorcza) są rozstawione tak samo, jak w stanowisku do pomiaru w dziedzinie częstotliwości, opisanym w podrozdziale 3.4.2.1. W tym przypadku pomiar realizowany jest za pomocą konwertera próbkującego SD10620 firmy Geozondas, wyposażonego w jednostkę próbkującą SU3118. Sygnał pomiarowy stanowi impuls z generatora GZ1106DL wyzwalanego przez konwerter próbkujący⁹. Przed doprowadzeniem do anteny nadawczej impuls pomiarowy podlega kompresji w układzie kompresji PP. Komputer osobisty (PC) odbiera i zapisuje wyniki pomiarów komunikując się z konwerterem próbkującym w standardzie USB. Bezpośrednim wynikiem pomiaru $\tilde{h}(t)$ jest splot odpowiedzi impulsowej łączy z impulsem pomiarowym.

⁸Wynikiem dyskretnej odwrotnej transformacji Fouriera jest sygnał okresowy o okresie równym szerokości ekwiwalentnego okna czasowego W . Jeżeli próbki zebrane w dziedzinie częstotliwości są od siebie zbyt odległe, to okres W może okazać się krótszy od czasu trwania sygnału złożonego z odpowiedzi impulsowej łączy i sygnałów odbitych. Dojdzie wówczas do nakładania się kopii sygnałów z sąsiednich okresów. Analogiczny efekt – nakładania się widm częstotliwościowych – występuje przy próbkowaniu w dziedzinie czasu z częstotliwością poniżej częstotliwości Nyquista.

⁹Sposób działania aparatury pomiarowej firmy Geozondas został bardziej szczegółowo opisany w rozdziale 5.

ROZDZIAŁ 3. ANTENY W SYSTEMACH ULTRASZEROKOPASMOWYCH

Można zauważyć, że liczba i długość kabli w.c.z. (oznaczonych kolorem czerwonym) została znacząco zredukowana w stosunku do stanowiska do pomiarów w dziedzinie częstotliwości (rys. 3.5).



Rys. 3.6 Układ do pomiaru odpowiedzi impulsowej anteny pracujący w dziedzinie czasu

Przebieg $\tilde{h}(t)$ obserwowany na przyrządzie pomiarowym zależy od odpowiedzi impulsowych anten oraz przebiegu impulsu pomiarowego w sposób opisany równaniem (3.34).

$$\tilde{h}(t) = p(t) \star h_r(t) \star h_x(t) \star usp(t) \quad (3.34)$$

gdzie: $p(t)$ oznacza przebieg czasowy impulsu pomiarowego, $h_r(t)$ oznacza odpowiedź impulsową anteny referencyjnej, $h_x(t)$ oznacza odpowiedź impulsową anteny poddawanej pomiarowi, zaś $usp(t)$ sztuczny przebieg czasowy stanowiący odwrotną transformatę Fouriera ze współczynnika proporcjonalności $WSP(\omega)$. Współczesne przyrządy pomiarowe umożliwiają akwizycję i przetwarzanie cyfrowych reprezentacji tych sygnałów, w związku z czym równanie (3.34) wygodniej jest zapisać w postaci dyskretnej:

$$\tilde{h}[m] = p[m] \star h_r[m] \star h_x[m] \star usp[m] \quad (3.35)$$

Rozwiązanie tego równania łatwiej jest znaleźć w dziedzinie częstotliwości, w której (po zastosowaniu transformacji Fouriera do obu stron równania (3.35) i prostych arytmetycznych przekształceniach) przyjmuje ono postać:

$$H_x[k] = \frac{\tilde{H}[k]}{H_r[k] \cdot P[k] \cdot WSP[k]} \quad \text{dla} \quad \{H_r[k] \neq 0 \wedge P[k] \neq 0\} \quad (3.36)$$

gdzie:

$$\begin{cases} \{H_x[k]\} = \mathcal{DFT} \{h_x[m]\} \\ \{H_r[k]\} = \mathcal{DFT} \{h_r[m]\} \\ \{P[k]\} = \mathcal{DFT} \{p[m]\} \\ WSP[k] = \frac{\omega_k}{2\pi r c} \end{cases} \quad (3.37)$$

Otrzymane równanie (3.36) jest bardzo zbliżone do równania (3.29), opisującego wyznaczenie transmitancji anteny poddawanej pomiarowi w dziedzinie częstotliwości. Różni się jedynie czynnikiem $P[k]$ oznaczającym widmo częstotliwościowe impulsu pomiarowego. Szerokość tego widma stanowi czynnik ograniczający zakres stosowalności metody. Analogiczne ograniczenie w dziedzinie częstotliwości stanowi niewidoczne w równaniu (3.29) pasmo pracy przyrządu pomiarowego $\langle f_L, f_H \rangle$.

Po wyznaczeniu transmitancji anteny $H_x[k]$, jej odpowiedź impulsową można wyznaczyć za pomocą \mathcal{IDFT} . W szczególnych przypadkach, jeżeli nie wprowadza się dodatkowej filtracji, można przyjąć, że dolna granica pasma, w którym realizuje się pomiar, jest równa zeru i zastosować algorytm odwrotnej szybkiej transformacji Fouriera, bez żadnych dodatkowych zabiegów:

$$\{h_x[m]\} = \mathcal{IFFT} \{H_x[k]\} \quad (3.38)$$

3.4.3 Wyznaczanie odpowiedzi impulsowej anteny referencyjnej

Wyznaczanie odpowiedzi impulsowej anteny referencyjnej stanowi nieco bardziej złożony problem. Upraszcza się on znacznie, jeżeli do dyspozycji są dwie identyczne anteny o nieznanymi odpowiedziami impulsowymi, przeznaczone do stosowania jako anteny referencyjne. Procedura pomiarowa odpowiedzi impulsowej dwóch identycznych anten stanowiła wynik badań przeprowadzonych w ramach przygotowywania niniejszej rozprawy i została opisana w [18]. Dopiero w trakcie dalszych prac nad metodami pomiarowymi odpowiedzi impulsowych rozszerzone studia literatury związanej z tą tematyką wykazały, taka koncepcja została już wcześniej zaproponowana w [114]. Tym niemniej dla potrzeb porównania z opracowaną później autorską trzyantenową procedurą pomiarową, zostanie przytoczona w niniejszej pracy.

3.4.3.1 Pomiar dwóch identycznych anten w dziedzinie częstotliwości

Pomiar odpowiedzi impulsowej z wykorzystaniem dwóch identycznych anten został przedstawiony m.in. w [114], w związku z czym tutaj zostanie opisany jedynie skrótowo, w stopniu umożliwiającym uchwycenie różnicy, w stosunku do techniki trzyantenowej zaproponowanej przez autora niniejszej rozprawy. Jeżeli dwie identyczne anteny zostaną włączone w układ pomiarowy, równanie (3.27) przyjmie postać:

$$\tilde{H}(\omega) = H^2(\omega)WSP(\omega) \quad (3.39)$$

Wobec tego cyfrowa reprezentacja transmitancji anteny wyraża się wzorem:

$$H[k] = \sqrt{\tilde{H}[k] \cdot \frac{1}{WSP[k]}} \quad (3.40)$$

Niestety równanie (3.40) ma niejednoznaczne rozwiązanie. Pierwiastkuje się elementy całej macierzy o wymiarze $1 \times K$, a każdy z pierwiastków ma dwie dopuszczalne wartości, wobec czego istnieje dokładnie 2^K rozwiązań równania (3.40). Na szczęście znakomita większość z nich odpowiada transmitancjom nierealizowalnych fizycznie układów liniowych. Przyjęcie, że antena jako układ fizyczny ma ciągłą fazę w badanym paśmie pozwala na ograniczenie liczby rozwiązań do dwóch. Transmitancję anteny odniesienia oblicza się wówczas w następujący sposób:

1. Wyznacza się amplitudę i fazę wyrażenia podpierwiastkowego prawej strony równania (3.40)

$$\tilde{A}[k] = \left| \tilde{H}[k] \cdot \frac{1}{WSP[k]} \right| \quad (3.41)$$

$$\tilde{\varphi}[k] = \angle \left\{ \tilde{H}[k] \cdot \frac{1}{WSP[k]} \right\} \quad (3.42)$$

2. Następnie wygładza się (ang. *unwrap*) obliczoną fazę, tak aby stanowiła funkcję ciągłą, nieograniczoną do zakresu $\langle -180^\circ, 180^\circ \rangle$:

$$\tilde{\varphi}_u[k] = \begin{cases} \tilde{\varphi}[0], & k = 0 \\ \tilde{\varphi}[k] - \left\lfloor \frac{\tilde{\varphi}[k] - \tilde{\varphi}_u[k-1] + 180^\circ}{360^\circ} \right\rfloor \cdot 360^\circ, & k > 0 \end{cases} \quad (3.43)$$

3. Znając przebieg rozwiniętej fazy prawej strony równania oblicza się pierwiastek z definicji:

$$H[k] = \sqrt{\tilde{A}[k]} \cdot e^{j \cdot \frac{\tilde{\varphi}_u[k]}{2}} \quad (3.44)$$

Ponieważ $\tilde{\varphi}_u[k]$ jest funkcją ciągłą, po podzieleniu przez 2 również będzie funkcją ciągłą. Zatem wynikowa faza transmitancji anteny spełnia początkowe założenie.

Ostatecznie odpowiedź impulsową anteny oblicza się na podstawie jej transmitancji, za pomocą odwrotnej dyskretnej transformacji Fouriera (3.30).

Należy zwrócić uwagę na trzy słabe punkty tej metody wyznaczania odpowiedzi impulsowej dwóch identycznych anten:

1. Macierz $H[k] = -\sqrt{\tilde{A}[k]} \cdot e^{j \cdot \frac{\tilde{\varphi}_u[k]}{2}}$ również spełnia równanie (3.40) i również ma ciągłą fazę, stanowi zatem również dobre rozwiązanie. Trzeba jednak zaznaczyć, że kształt drugiego rozwiązania jest identyczny, zatem z punktu widzenia systemu rozróżnienie tych rozwiązań niekoniecznie ma znaczenie.
2. Dla działania metody konieczne jest takie zagęszczenie próbek w dziedzinie częstotliwości, które zagwarantuje wykrywalność skoków fazy i – co za tym idzie – sens stosowania algorytmu (3.43).
3. Tolerancja wykonania anten sprawia, że w praktyce nie istnieją dwa zupełnie identyczne egzemplarze, wobec czego wynikiem metody jest średnia geometryczna transmitancji dwóch różnych anten poddawanych pomiarowi. Tym niemniej, błąd wynikający z takiego przybliżenia nie jest znaczący w przypadku anten produkowanych seryjnie z dużą powtarzalnością.

3.4.3.2 Pomiar dwóch identycznych anten w dziedzinie czasu

Pomiar w dziedzinie czasu przeprowadza się w bardzo zbliżony sposób. Przekształcenia wykonuje się po transformacji danych pomiarowych do dziedziny częstotliwości. Należy w nich uwzględnić widmo impulsu pomiarowego $P(\omega)$, co oznacza dodatkowy pomiar kalibracyjny. Równanie (3.39) przyjmuje wówczas postać:

$$\tilde{H}(\omega) = H^2(\omega) \cdot WSP(\omega) \cdot P(\omega) \quad (3.45)$$

W rezultacie równanie (3.40) przybiera postać:

$$H[k] = \sqrt{\frac{\tilde{H}[k]}{P[k] \cdot WSP[k]}} \quad \text{dla} \quad P[k] \neq 0 \quad (3.46)$$

Dalszy przebieg wyznaczania odpowiedzi impulsowej anteny na podstawie wyników pomiarów w dziedzinie czasu odpowiada dokładnie metodzie przedstawionej powyżej przy opisie procedury pomiarowej w dziedzinie częstotliwości. Do zalet pomiaru w dziedzinie czasu można zaliczyć możliwość oceny jakości anteny już na podstawie bezpośredniego wyniku

pomiaru. Jej wadą jest natomiast wymóg znajomości widma impulsu pomiarowego, które wyznaczone jest w osobnym pomiarze. Może być on dodatkowym źródłem błędu, szczególnie że (przynajmniej w dostępnym dla autora układzie pomiarowym w dziedzinie czasu) pomiar impulsu wymagał modyfikacji układu pomiarowego przez dołączenie dodatkowych tłumików. Tym niemniej, pomiar odpowiedzi impulsowej anteny poddawanej pomiarowi w dziedzinie czasu wymaga niemal tych samych operacji matematycznych, co analogiczny pomiar w dziedzinie częstotliwości.

3.4.4 Pomiar z wykorzystaniem trzech anten

Alternatywę dla metod pomiarowych opisanych powyżej stanowi pomiar odpowiedzi impulsowej w układzie trzech nieznanymi anten. Jest to możliwość o tyle korzystna, że trudno wykonać dwie anteny ultraszerokopasmowe o niemal identycznych właściwościach, a anteny o wzorcowej odpowiedzi impulsowej nie są dostępne na rynku. Proponowana procedura jest analogiczna do trzyantenowej techniki pomiaru zysku energetycznego anteny.

Podstawą do obliczenia transmitancji badanych anten są pomiary transmitancji łączy radiowych, w których para złożona z anteny nadawczej i odbiorczej jest wybierana spośród trzech dostępnych, nieznanymi anten. Pomiar (w dziedzinie częstotliwości lub czasu) transmitancji łączy radiowego przeprowadza się dla wszystkich kombinacji dwuelementowych (liczba anten w łączy) ze zbioru trzelementowego (liczba wszystkich anten), czyli trzykrotnie. Transmitancja łączy jest bezpośrednim wynikiem pomiaru skalibrowanym przyrządem pracującym w dziedzinie częstotliwości (wektorowy analizator sieci). Może być też łatwo wyznaczona przez transformatę Fouriera z danych otrzymywanych w wyniku pomiarów w dziedzinie czasu. Niezależnie od przyjętej metody pomiarowej w rezultacie otrzymuje się układ trzech równań (3.47).

$$\begin{cases} \tilde{H}_{1,2}(\omega) = H_{x,1}(\omega) \cdot WSP'(\omega) \cdot H_{x,2}(\omega) \\ \tilde{H}_{1,3}(\omega) = H_{x,1}(\omega) \cdot WSP'(\omega) \cdot H_{x,3}(\omega) \\ \tilde{H}_{2,3}(\omega) = H_{x,3}(\omega) \cdot WSP'(\omega) \cdot H_{x,2}(\omega) \end{cases} \quad (3.47)$$

gdzie $H_{x,1}$, $H_{x,2}$ i $H_{x,3}$ oznaczają transmitancje anten, natomiast $\tilde{H}_{1,2}$, $\tilde{H}_{1,3}$ i $\tilde{H}_{3,2}$ stanowią zmierzone transmitancje trzech łączy radiowych wyposażonych odpowiednio w anteny 1 i 2, antenę 1 i 3 oraz w antenę 3 i 2. Wzór pozwalający wyznaczyć czynnik WSP' zależy od tego, czy pomiar został przeprowadzony w dziedzinie czasu czy w dziedzinie częstotliwości:

- w dziedzinie czasu: $WSP'(\omega) = \frac{\omega}{2\pi cr} \cdot P(\omega)$, gdzie $P(\omega)$ oznacza zespolone widmo impulsu pomiarowego;

3.5. ANTENY SZEROKOPASMOWE ZASTOSOWANE W SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM

- w dziedzinie częstotliwości: $WSP'(\omega) = \frac{\omega}{2\pi cr}$.

Rozwiązanie układu równań (3.47) ma następującą postać :

$$\begin{cases} H_{x,1}(\omega) = \sqrt{\frac{\tilde{H}_{1,2}(\omega) \cdot \tilde{H}_{1,3}(\omega)}{\tilde{H}_{3,2}(\omega) \cdot WSP'(\omega)}} \\ H_{x,2}(\omega) = \sqrt{\frac{\tilde{H}_{1,2}(\omega) \cdot \tilde{H}_{3,2}(\omega)}{\tilde{H}_{1,3}(\omega) \cdot WSP'(\omega)}} \\ H_{x,3}(\omega) = \sqrt{\frac{\tilde{H}_{1,3}(\omega) \cdot \tilde{H}_{3,2}(\omega)}{\tilde{H}_{1,2}(\omega) \cdot WSP'(\omega)}} \end{cases} \quad (3.48)$$

Rozwiązania oblicza się na cyfrowych reprezentacjach wyników pomiarów stosując opisane w podrozdziale 3.4.3 pierwiastkowanie z wygładzaniem fazy według wzorów (3.41)–(3.44).

Znajomość transmitancji anten umożliwia wyznaczenie ich odpowiedzi impulsowych, na przykład według wzoru (3.30).

Trzeba podkreślić, że po przeprowadzeniu powyższej procedury uzyskuje się odpowiedzi impulsowe anten odpowiadające jednemu kierunkowi (np. każda para anten jest ustawiana na wprost). Wyznaczenie pełnej odpowiedzi impulsowej nie wymaga powtarzania potrójnych pomiarów dla każdej anteny i każdej pary kątów (φ, θ) , w układzie współrzędnych każdej z anten, ponieważ po pierwszym pomiarze jedną z nich można traktować jako antenę referencyjną i posłużyć się nią do wyznaczania odpowiedzi impulsowych pozostałych, metodą opisaną w podrozdziale 3.4.2.

Warto zauważyć, że w układzie równań (3.48) każda z transmitancji anten poddawanych pomiarowi pojawia się pośrednio w mianownikach wzorów, za pomocą których wyznacza się pozostałe dwie. Wobec tego zerowanie się transmitancji jednej z anten na określonej częstotliwości oznacza, że układ równań jest nieoznaczony. Zatem, również w przypadku tej metody, o dokładności wyniku pomiaru odpowiedzi impulsowej anten decyduje antena o najwęższym paśmie, albo ściślej: najwyższa z dolnych granic pasm trzech badanych anten i najniższa z górnych granic trzech badanych anten.

3.5 Anteny szerokopasmowe zastosowane w systemie obrazującym

Planowane eksperymenty z wielokanałowym systemem obrazującym (opisanym w rozdziale 7) opierały się na koncepcji zastosowania jednej anteny nadawczej i pięciu bądź sześciu anten odbiorczych. W związku z tym uzasadnione było zastosowanie jak

najlepszej anteny do nadawania, natomiast mniej kosztownych anten o mniejszych gabarytach, do odbioru. Jako antenę nadawczą zastosowano szerokopasmowy róg Π 6-23A. Cechuje się on znacznymi rozmiarami, bardzo krótkim czasem trwania odpowiedzi impulsowej i znacznym zyskiem energetycznym. Wysoki zysk energetyczny anteny umożliwia uzyskanie większego odstępu sygnału od szumu w docelowym systemie obrazującym, natomiast krótki czas trwania odpowiedzi impulsowej ma bardzo istotne znaczenie dla dokładności odwzorowania (patrz rozdział 5). Te własności anteny Π 6-23A sprawiają, że bardzo dobrze nadaje się ona do wykorzystania w systemie obrazującym. Zastosowanie takich anten do odbioru było niestety wykluczone zarówno ze względu na koszty, jak i na fakt, że wprowadzenie do systemu obrazującego kolejnych pięciu bądź sześciu metalowych anten o tych rozmiarach prowadziło do wzrostu liczby składowych odbitych, a w konsekwencji wzrostu poziomu zakłóceń. Anteny odbiorcze ze względu na ich znaczną liczbę i konieczność rozmieszczenia w stosunkowo niewielkim pomieszczeniu laboratoryjnym (o wymiarach: 4.5 m \times 4 m \times 2.6 m) przewidzianym na pomiary musiały być niewielkie, niedrogie i – o ile to możliwe – jednakowe¹⁰.

Przebadano liczne konstrukcje anten, z których trzy zostały zrealizowane, natomiast dwie wyselekcjonowano do zastosowania w eksperymentach z systemem obrazującym. Anteny typu Vivaldi zrealizowane zostały w ramach pracy dyplomowej Rafała Jaworskiego [64], natomiast anteny typu otwarty falowód zostały zaprojektowane i zrealizowane przez autora niniejszej rozprawy.

Uśrednione wyniki pomiarów odpowiedzi impulsowych tych dwóch typów anten zostały przedstawione w dalszej części niniejszego rozdziału, a szczegółowe informacje na temat ich konstrukcji oraz wyniki pomiarów poszczególnych egzemplarzy są zawarte w załączniku A.

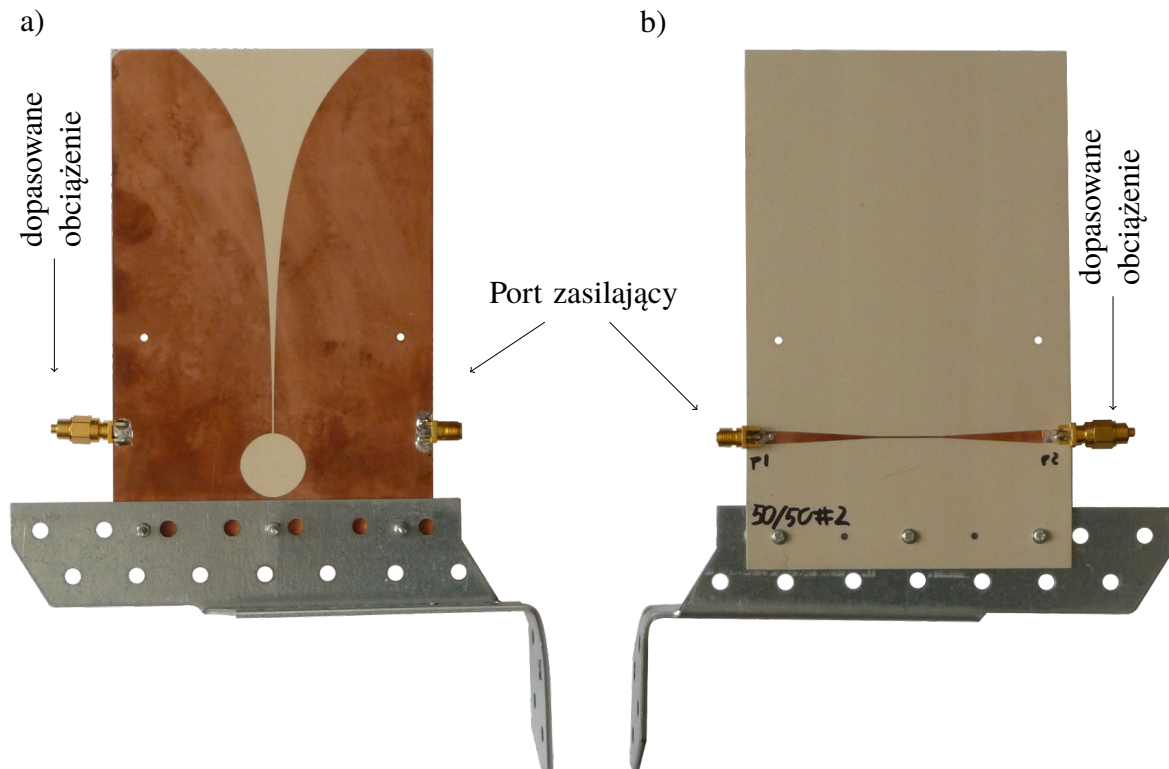
3.5.1 Anteny odbiorcze

Fotografie planarnej anteny odbiorczej typu Vivaldi wraz z elementem mocującym, widzianej z góry i z dołu, zostały przedstawione na rys. 3.7. Rysunek 3.8 przedstawia natomiast fotografię anteny typu otwarty koniec falowodu.

Odpowiedzi anten odbiorczych z obu zestawów zostały wyznaczone trzyantenową metodą opisaną w podrozdziale 3.4.4, przeprowadzoną w dziedzinie czasu (porównanie wyników pomiarów uzyskanych w dziedzinie czasu i w dziedzinie częstotliwości dla analogicznej dwuantenowej metody można znaleźć w [18]). Pomiary były realizowane w dwóch seriach,

¹⁰W takich warunkach najwygodniejszym rozwiązaniem byłyby anteny łątkowe, są one jednak zbyt wąskopasmowe – najszerze uzyskiwane pasma mieszczą się w oktawie [17].

3.5. ANTENY SZEROKOPASMOWE ZASTOSOWANE W SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM



Rys. 3.7 Planarna antena typu Vivaldi; widok: a) z góry, b) od dołu

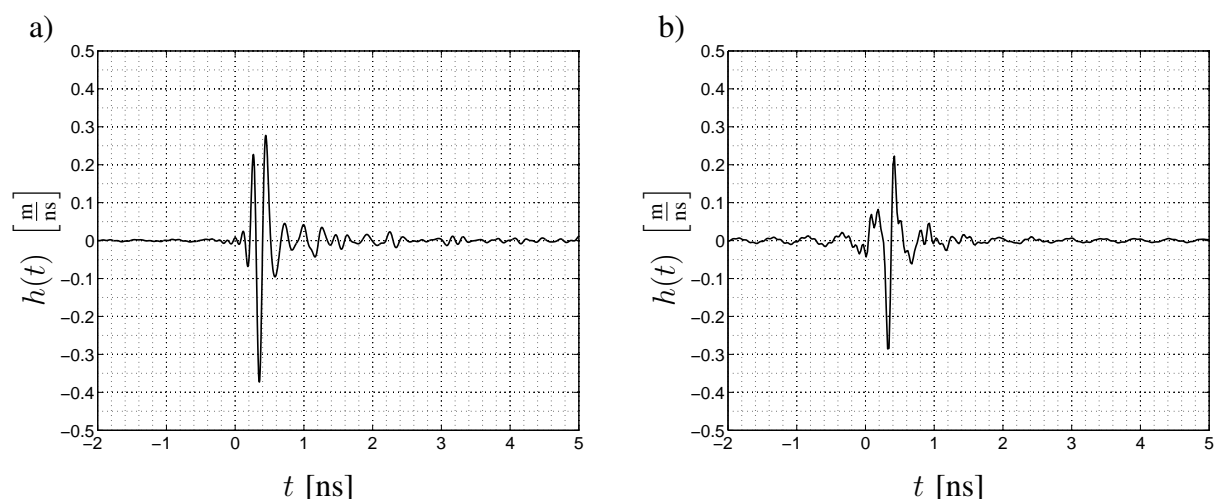


Rys. 3.8 Antena typu otwarty koniec falowodu.

po jednej dla każdego rodzaju anten. W każdej serii łączy zestawiane były ze wszystkich dwuelementowych kombinacji anten ze zbioru siedmioelementowego (zbiór składał się z sześciu anten przeznaczonych na anteny odbiorcze oraz jednej przeznaczonej na antenę nadawczą w systemie obrazującym). Innymi słowy, dla każdego pełnego zestawu anten dla systemu obrazującego przeprowadzono pomiary każdej z każdą. Wynikiem pomiaru był

nadokreślony układ $\binom{7}{2} = 21$ równań. Rezultaty przedstawione w niniejszym podrozdziale stanowią wynik dalszego uśrednienia wszystkich odpowiedzi impulsowych, wyznaczonych dla całych zestawów anten z każdego wykorzystanego typu. Bardziej szczegółowe informacje oraz wykresy ilustrujące rozrzut odpowiedzi impulsowych uzyskanych dla poszczególnych egzemplarzy znajdują się w załączniku A.

Trzeba zaznaczyć, że równania matematyczne takiej postaci jak wzór (3.48) są niekorzystne z punktu widzenia propagacji błędów pomiaru. Pierwiastkowanie mierzonych wartości powoduje dwukrotny wzrost poziomu szumu. W związku z tym uzasadnione było zastosowanie dużych serii pomiarowych, umożliwiających uśrednienia. Widmo sygnałów odebranych w trakcie pomiarów, dla częstotliwości leżących poza pasmem pracy badanych anten lub poza pasmem impulsu, zawiera jedynie próbki szumu. Przetwarzanie tych próbek może jedynie prowadzić do propagacji błędów pomiarowych po ponownej transformacji do dziedziny czasu. W związku z tym przed przetwarzaniem danych pomiarowych wskazana jest filtracja.

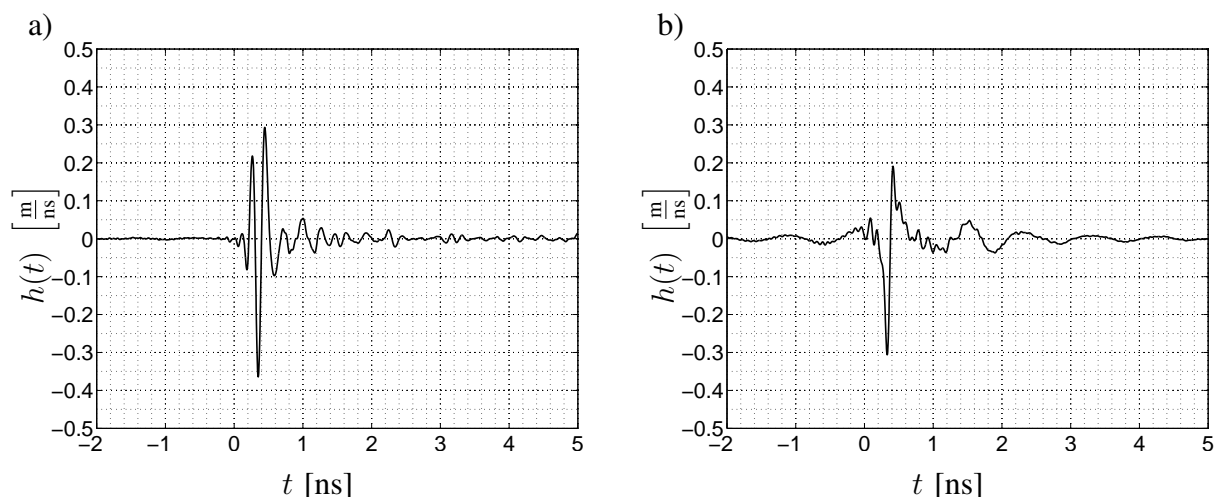


Rys. 3.9 Odpowiedź impulsowa zmierzona w paśmie $2 \div 10$ GHz: a) anteny typu otwarty falowód, b) planarnej anteny Vivaldi

Na rysunku 3.9 przedstawiono wynik pomiaru odpowiedzi impulsowej anteny typu otwarty koniec falowodu oraz planarnej anteny typu Vivaldi przy ograniczeniu pasma do zakresu $2 \div 10$ GHz, który w przybliżeniu odpowiada pasmu pracy tych anten. Odpowiedzi impulsowe tych anten, uzyskane przy pomiarach w paśmie $1 \div 18$ GHz, pokazano na rys. 3.10. Wykresy przedstawione na tych rysunkach stanowią uśrednienia wyników uzyskanych w pomiarach różnych egzemplarzy badanych anten. W przypadku anten typu otwarty falowód uśredniono wyniki dla wszystkich sześciu egzemplarzy, natomiast w przypadku planarnych anten typu

3.5. ANTENY SZEROKOPASMOWE ZASTOSOWANE W SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM

Vivaldi odrzucona została jedna z anten, której gniazdo wejściowe uległo uszkodzeniu w trakcie pomiarów.



Rys. 3.10 Odpowiedź impulsowa zmierzona w paśmie $1 \div 18$ GHz: a) anteny typu otwarty falowód, b) planarnej anteny Vivaldi

Rozrzuty wyników otrzymywanych dla pojedynczego egzemplarza każdej z anten odbiorczych oraz rozrzut produkcyjny przedstawione zostały w dodatku A.

3.5.2 Antena nadawcza

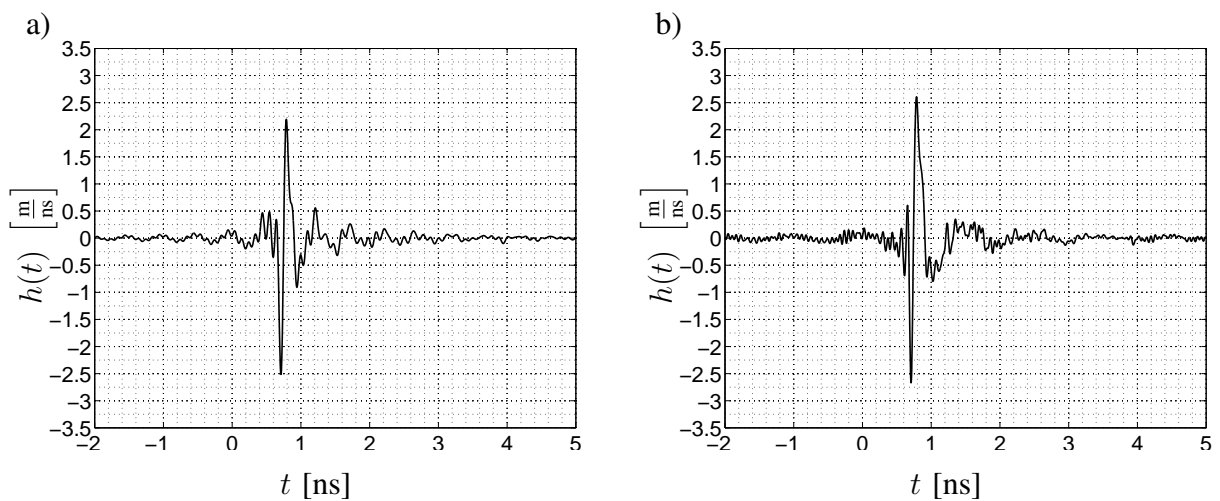
Antenę nadawczą w systemach obrazujących przedstawionych w rozdziałach 5, 6 oraz 7 stanowił rożek pomiarowy $\Pi 6-23A$ z pobudzeniem TEM (rys. 3.11). Apertura tej anteny ma wymiary $262 \text{ mm} \times 345 \text{ mm}$, długość rożka wynosi 890 mm . W trakcie pomiarów rożek zawieszony był na wysokości 1565 mm nad podłogą.

Pomiary odpowiedzi impulsowej anteny $\Pi 6-23A$ zostały wykonane w trakcie serii pomiarowych obu typów anten odbiorczych. Na rysunku 3.12 przedstawiono odpowiedzi impulsowe anteny nadawczej zmierzone w trakcie pomiarów planarnych anten typu Vivaldi.

Trzeba podkreślić, że anteny odbiorcze przedstawione w podrozdziale 3.5.1 oraz w załączniku A nie mają wystarczająco szerokiego pasma dla dokładnego wyznaczenia odpowiedzi impulsowej anteny $\Pi 6-23A$ pracującej w zakresie $0.7 \div 18$ GHz. Czynnikiem ograniczającym stanowi tu również szerokość widma impulsu pomiarowego. W związku z tym wynik przedstawiony na rys. 3.12 należy traktować jako przybliżony.



Rys. 3.11 Fotografia anteny nadawczej П6-23А



Rys. 3.12 Odpowiedź impulsowa anteny rożkowej z pobudzeniem TEM (nadawczej), zmierzona: a) w paśmie $2 \div 10$ GHz, b) w paśmie $1 \div 18$ GHz

Uzyskanie bardziej dokładnego wyniku wymaga zestawienia układu pomiarowego z antenami o paśmie pracy przynajmniej tak szerokim, jak pasmo anteny П6-23А. Taki eksperyment został przez autora przeprowadzony, a wyniki można znaleźć w [18].

3.6 Podsumowanie

W niniejszym rozdziale wskazano pewne wady powszechnie stosowanych opisu i parametryzacji anten oraz przedstawiono alternatywę w postaci bardziej adekwatnego opisu bazującego na odpowiedziach impulsowych i transmitancjach anten. Zaproponowano różne warianty metody pomiaru odpowiedzi impulsowej anten w dziedzinie czasu i w dziedzinie częstotliwości. Omówione zostały trzy układy pomiarowe: ze znaną anteną referencyjną, z dwiema identycznymi antenami oraz trzeci, w którym wyznacza się odpowiedzi impulsowe trzech nieznanymi anten. We wszystkich układach pomiar można przeprowadzić zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości. Dokładność pomiarów podlega poważnym ograniczeniom wynikającym zarówno z fizycznych możliwości sprzętu, jak i z własności samych poddawanych pomiarowi anten.

- Ani w dziedzinie czasu, ani w dziedzinie częstotliwości nie jest możliwe przeprowadzenie pomiaru odpowiadającego pełnemu zakresowi częstotliwości $(0, \infty)$. W dziedzinie częstotliwości o ograniczeniu przesądza pasmo pracy sprzętu, zaś w dziedzinie czasu niezerowy czas trwania impulsu pomiarowego, z czego wynika ograniczenie jego widma częstotliwościowego. W związku z tym należy zadbać o to, żeby sprzęt pomiarowy zapewniał pomiar odpowiadający pasmu (w sensie pasma pracy analizatora lub widmowej szerokości impulsu pomiarowego) znacznie szerszemu od trzydecybelowego pasma pracy anteny.
- W przypadku pomiaru z anteną referencyjną nie jest możliwe wyznaczenie odpowiedzi impulsowej anteny „lepszej” od anteny referencyjnej. Innymi słowy, jeżeli badana antena ma krótszą, odpowiadającą szerszemu pasmu pracy, odpowiedź impulsową w stosunku do odpowiedzi impulsowej anteny referencyjnej, to wynik pomiaru ulegnie fałszywemu wydłużeniu i będzie obarczony błędem. Podobnie w przypadku techniki trzyantenowej, o dokładności pomiaru decyduje ta z trzech anten, która ma najwęższe pasmo pracy.
- Założenie o propagacji jednodrogowej – stanowiące podstawę metody pomiarowej – nie jest możliwe do spełnienia w rzeczywistych warunkach laboratoryjnych. W związku z tym korzystne jest nie tylko przeprowadzanie pomiarów w komorze bezechowej (omawiane pomiary przeprowadzono w komorze bezechowej o wymiarach: $4.5 \text{ m} \times 4 \text{ m} \times 2.6 \text{ m}$) ale również uważne badanie przebiegów sygnałów w dziedzinie czasu, najlepiej dla kilku położeń anteny nadawczej i odbiorczej, wykrywanie i oknowanie sygnałów odbitych.

ROZDZIAŁ 3. ANTENY W SYSTEMACH ULTRASZEROKOPASMOWYCH

Mimo powyższych zastrzeżeń, warto zaznaczyć, że za pomocą typowego sprzętu pomiarowego, który jest obecnie dostępny w większych laboratoriach antenowych i mikrofalowych, można wyznaczać odpowiedzi impulsowe anten z dokładnością umożliwiającą wybór odpowiedniej anteny oraz określenie jej wpływu na działanie systemu UWB. Przedstawione procedury pomiaru nie odbiegają złożonością od typowych metod wyznaczania klasycznych parametrów anten, takich jak np. trzyantenowa metoda wyznaczania zysku energetycznego. W niniejszym rozdziale przedstawiono też anteny wybrane do zastosowania w ultraszerokopasmowych systemach obrazujących, według kryterium odpowiedzi impulsowej. Bardziej szczegółowy opis konstrukcji tych anten oraz zestawienie wyników pomiarów można znaleźć w dodatku A.

Rozdział 4

Koncepcja i model matematyczny jednokanałowego systemu obrazującego

4.1 Koncepcja systemu pomiarowego

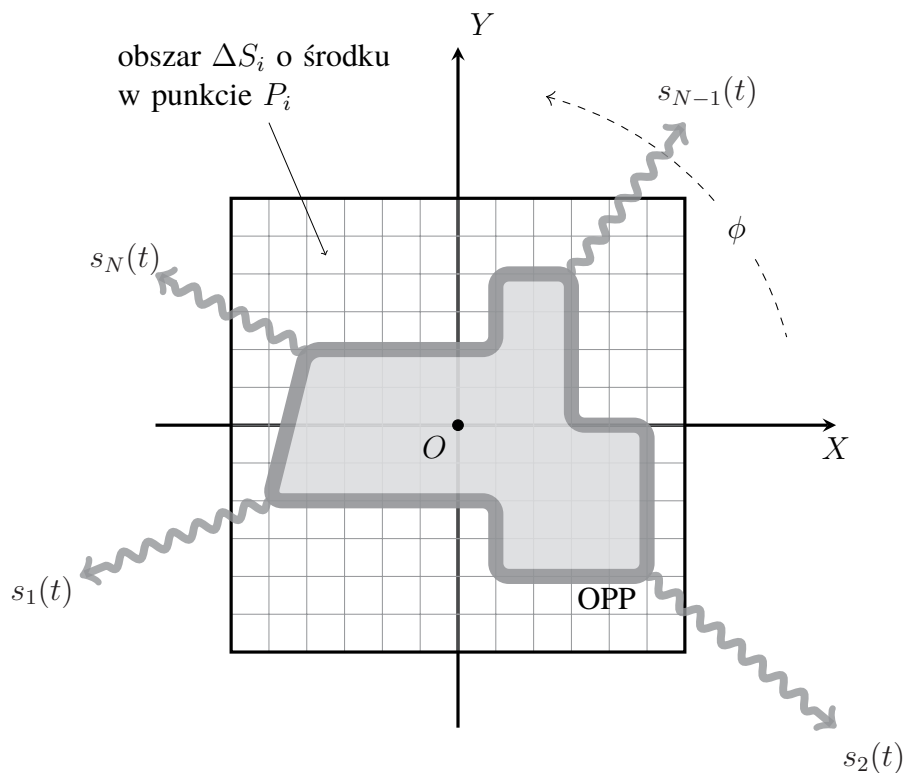
Szeroko rozumiane systemy obrazujące na ogół działają na zasadzie przetwarzania sygnałów uzyskiwanych z macierzy czujników nieruchomych, z czujników przemieszczających się względem obiektu poddawanego pomiarowi albo z nieruchomych czujników obserwujących poruszający się obiekt poddawany pomiarowi. Czujniki te rejestrują sygnały przechodzące przez obiekt poddawany pomiarowi, sygnały od niego odbite, bądź pochodzące z samego obiektu. W każdym z wymienionych przypadków to liczba kierunków obserwacji decyduje o dokładności odwzorowania kształtu obiektu poddawanego pomiarowi. W szczególności nie jest możliwe odwzorowanie kształtu obiektu poddawanego pomiarowi za pomocą jednego czujnika i jednego kierunku obserwacji. W dwuwymiarowym, jednokanałowym ultraszerokopasmowym systemie obrazującym zaproponowanym w [78] wykorzystywane są dane uzyskane na podstawie odbioru sygnałów odbitych od umieszczonego na obrotowej platformie obiektu poddawanego pomiarowi (OPP), oświetlanego ultraszerokopasmowym sygnałem mikrofalowym (rys. 4.1). Dla potrzeb opisu sposobu odtwarzania obrazu przyjmijmy, że część platformy obrotowej, na której umieszcza się obiekty, jest podzielona na niewielkie obszary ΔS_i , odpowiadające poszczególnym punktom obrazu wynikowego. Przyjęta metoda obrazowania opiera się na rejestrowaniu sygnałów odbitych od granic między ośrodkami o różnych impedancjach falowych¹. W związku z tym

¹Zwykle oznacza to różne wartości przenikalności elektrycznej.

ROZDZIAŁ 4. KONCEPCJA I MODEL MATEMATYCZNY JEDNOKANAŁOWEGO SYSTEMU OBRAZUJĄCEGO

wynikowy obraz zawiera informację o położeniu granic obiektów (z maksymalną dokładnością ograniczoną wymiarami obszarów ΔS_i).

Podstawą do ustalenia, czy na określonym obszarze ΔS_i platformy obrotowej znajduje się element odbijający fale radiowe, jest analiza opóźnień sygnałów odbitych od obiektu poddawanego pomiarowi dla różnych kierunków obserwacji odpowiadających kolejnym wartościom ϕ_n kąta obrotu platformy. Wyniki pomiarowe porównuje się z opóźnieniami teoretycznymi, obliczanymi na podstawie współrzędnych obszaru ΔS_i (a dokładniej punktu P_i stanowiącego jego środek) oraz kolejnych wartości kąta obrotu ϕ . Tym samym weryfikuje się prawdziwość hipotezy: „na obszarze ΔS_i znajduje się element odbijający”.



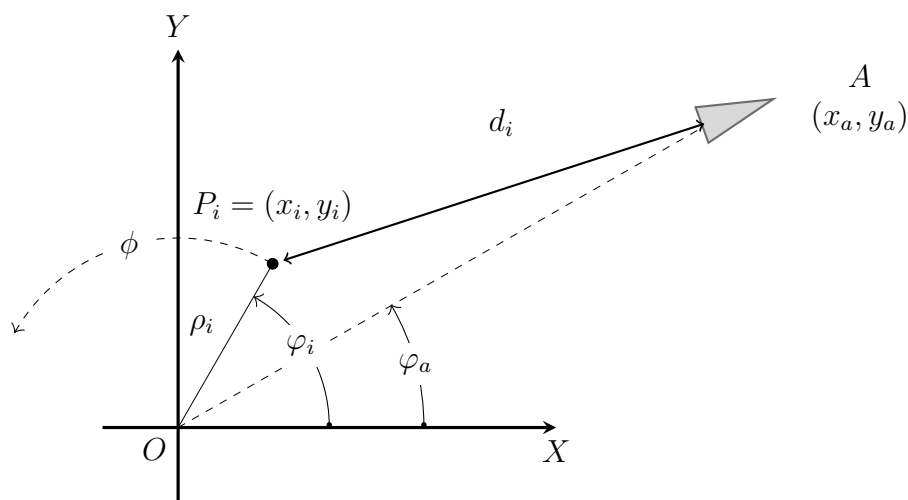
Rys. 4.1 *Koncepcja uzyskiwania informacji o obiekcie poddawany pomiarowi (OPP)*

Dla uzyskania obrazu obiektu konieczne jest przeprowadzenie obliczeń weryfikujących obecność elementów odbijających na wszystkich zdefiniowanych obszarach ΔS_i (odpowiadających punktom wynikowego obrazu). Każdy działający na tej zasadzie algorytm wymaga przeprowadzenia wielokrotnych obliczeń teoretycznego czasu propagacji (dla wszystkich punktów obrazu i dla wszystkich kierunków obserwacji). Ich czas trwania jest zatem decydujący dla czasu działania algorytmu. Z tego względu wskazane jest

ich maksymalne uproszczenie. Geometryczne modele matematyczne stanowiące podstawę działania algorytmu i tym samym decydujące o złożoności wymaganych obliczeń i dokładności odwzorowania zostały przedstawione w podrozdziałach 4.2 – 4.4 niniejszego rozdziału.

4.2 Model systemu z jedną anteną nadawczo-odbiorczą

Matematyczny model układu pomiarowego wyposażonego w jedną antenę służącą do nadawania i odbioru, został zilustrowany na rys. 4.2. Zakłada się, że położenie punktu P_i na platformie obrotowej jest opisywane współrzędnymi (x_i, y_i) w kartezjańskim układzie współrzędnych albo (ρ_i, φ_i) , w układzie współrzędnych biegunowych. Oś obrotu platformy pokrywa się ze środkiem układu współrzędnych, a antena nadawczo-odbiorcza znajduje się w punkcie (x_a, y_a) . W dalszych rozważaniach przyjmuje się, że sygnałem pomiarowym jest idealny impuls prostokątny (w paśmie podstawowym²) o szerokości zapewniającej rozdzielczość odpowiadającą rozmiarowi obszaru ΔS_i . Kąt obrotu platformy w nieruchomym układzie współrzędnych oznaczony jest przez ϕ . Z rys. 4.2 wynika, że fala przenosząca



Rys. 4.2 Model matematyczny układu pomiarowego z jedną anteną

impuls dwukrotnie pokonuje tę samą drogę: od anteny do punktu odbijającego i od punktu odbijającego do anteny. Oznaczając zatem przez D_i całkowitą długość drogi jaką przebywa

²Sformułowanie, że sygnał jest impulsem „w paśmie podstawowym” podkreśla, że sygnał nadawany ma kształt impulsu; w szczególności nie jest on sygnałem o określonej częstotliwości nośnej, zmodulowanym przebiegiem impulsowym.

ROZDZIAŁ 4. KONCEPCJA I MODEL MATEMATYCZNY JEDNOKANAŁOWEGO SYSTEMU OBRAZUJĄCEGO

impuls, dla stanu początkowego układu pomiarowego ($\phi = 0$) można zapisać:

$$D_i = 2 \cdot d_i \quad (4.1)$$

przy czym d_i stanowi odległość między punktem odbijającym P_i o współrzędnych (x_i, y_i) a anteną o współrzędnych (x_a, y_a) i wyraża się wzorem:

$$d_i^2 = (x_i - x_a)^2 + (y_i - y_a)^2 \quad (4.2)$$

W trakcie ruchu obrotowego platformy współrzędne punktu P_i (a w konsekwencji również odległość d_i) zmieniają się w funkcji kąta obrotu ϕ . W dalszej części pracy będą oznaczane jako $x_i(\phi)$ i $y_i(\phi)$. Dla przejrzystości zapisu i spójności z równaniami (4.1) i (4.2) przyjmuje się że:

$$\begin{cases} x_i(0) = x_i \\ y_i(0) = y_i \\ d_i(0) = d_i \\ D_i(0) = D_i \end{cases} \quad (4.3)$$

Współrzędne $x_i(\phi)$ i $y_i(\phi)$ punktu P_i po obrocie platformy o kąt ϕ można wyrazić równaniem (4.4).

$$\begin{cases} x_i(\phi) = x_i \cdot \cos(\phi) - y_i \cdot \sin(\phi) \\ y_i(\phi) = x_i \cdot \sin(\phi) + y_i \cdot \cos(\phi) \end{cases} \quad (4.4)$$

Dla każdego kąta ϕ zachodzi równość:

$$x_i^2(\phi) + y_i^2(\phi) = x_i^2 + y_i^2 = \rho_i^2 \quad (4.5)$$

gdzie: ρ_i stanowi promień wodzący punktu P_i .

Wzór (4.2) można uogólnić na przypadki $\phi \neq 0$, a po podstawieniu (4.4) uzyskuje się równość (4.6).

$$\begin{aligned} d_i^2(\phi) &= [x_i(\phi) - x_a]^2 + [y_i(\phi) - y_a]^2 \\ &= x_a^2 + y_a^2 + x_i^2(\phi) + y_i^2(\phi) - 2x_i(\phi)x_a - 2y_i(\phi)y_a \\ &= \rho_i^2 + \rho_a^2 - 2\rho_a [x_i(\phi) \cos(\varphi_a) + y_i(\phi) \sin(\varphi_a)] \\ &= \rho_i^2 + \rho_a^2 - 2\rho_a \{ [x_i \cos(\phi) - y_i \sin(\phi)] \cos(\varphi_a) - [x_i \sin(\phi) + y_i \cos(\phi)] \sin(\varphi_a) \} \\ &= \rho_i^2 + \rho_a^2 - 2\rho_a [x_i \cos(\phi - \varphi_a) - y_i \sin(\phi - \varphi_a)] \end{aligned} \quad (4.6)$$

gdzie: $\rho_a = \sqrt{x_a^2 + y_a^2}$ oznacza promień wodzący anteny, zaś φ_a stanowi kąt nachylenia prostej łączącej antenę ze środkiem układu współrzędnych, do osi OX (rys. 4.2).

4.2. MODEL SYSTEMU Z JEDNĄ ANTENĄ NADAWCZO-ODBIORCZĄ

Wobec powyższego zgodnie z (4.1) długość drogi przebywanej przez falę przenoszącą impuls można wyrazić wzorem:

$$D_i(\phi) = 2\sqrt{\rho_i^2 + \rho_a^2 - 2\rho_a \cdot [x_i \cos(\phi - \varphi_a) - y_i \sin(\phi - \varphi_a)]} \quad (4.7)$$

Zgodnie ze wzorem (4.7), dla punktu o współrzędnych $(0,0)$ długość drogi D_i nie zależy od kąta obrotu platformy. Wynika to bezpośrednio z faktu, że środek przyjętego układu współrzędnych leży na osi obrotu platformy. Obserwacja, że w miarę obracania platformy długość drogi przebywanej przez falę przenoszącą impuls oscyluje wokół wartości odpowiadającej podwojonej odległości pomiędzy anteną a osią obrotu, jest prawdziwa dla każdego punktu na powierzchni platformy (przy założeniu, że $\rho_i < \rho_a$, które jest spełnione dla każdego z omawianych w niniejszej rozprawie systemów pomiarowych). W ośrodku izotropowym i jednorodnym, jakim jest powietrze, czas propagacji zależy liniowo od długości drogi propagacji. Wobec tego impulsy odbite od znajdujących się na platformie elementów będą nadchodziły w przedziale czasu, którego środek t_0 odpowiada podwojonej odległości anteny od osi obrotu platformy. Opóźnienie względem tego środka zależy m.in. od położenia punktu oraz od kąta obrotu platformy. W rzeczywistym systemie pomiarowym akwizycja sygnałów odbitych od obiektu poddawanego pomiarowi musi ograniczać się do określonego przedziału czasu, tak zwanego okna pomiarowego. Jeżeli przez ρ_{max} oznaczyć długość promienia wodzącego tego z punktów mających podlegać obrazowaniu, który jest najbardziej oddalony od osi obrotu platformy, to zgodnie z (4.7) maksymalna i minimalna długość drogi przebywanej przez falę przenoszącą impuls wyniosą:

$$\begin{cases} D_{max} = 2(\rho_{max} + \rho_a) \\ D_{min} = 2(\rho_{max} - \rho_a) \end{cases} \quad (4.8)$$

Wartości te wyznaczają granice okna pomiarowego:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{D_{min}}{c} \\ t_2 = \frac{D_{max}}{c} \end{cases} \quad (4.9)$$

Środek okna pomiarowego odpowiada momentowi nadejścia hipotetycznego sygnału odbitego od osi obrotu platformy $t_0 = \frac{2\rho_a}{c}$. Czas ten jest w dalszej części pracy określany jako *chwila odniesienia*, natomiast odległość $D|_{(0,0)}$ przebywaną przez falę przenoszącą hipotetyczny sygnał odbity od osi obrotu platformy określa się jako *drogę odniesienia*.

Czasy nadejścia fal odbitych od obiektu można analizować jako opóźnienia (przyjmujące zarówno dodatnie jak i ujemne wartości) względem chwili odniesienia. Ponieważ przy stałej

ROZDZIAŁ 4. KONCEPCJA I MODEL MATEMATYCZNY JEDNOKANAŁOWEGO SYSTEMU OBRAZUJĄCEGO

prędkości propagacji fal opóźnienia te są proporcjonalne do różnic pomiędzy przebywanymi przez nie drogami, w dalszej części niniejszego rozdziału rozważania będą się ograniczały do analizy odchyień dróg przebywanych przez sygnały od drogi odniesienia:

$$\Delta D_i(\phi) = D_i(\phi) - D|_{(0,0)} \quad (4.10)$$

Podstawiając (4.7) oraz $D|_{(0,0)} = 2\rho_a$ do (4.10) uzyskuje się:

$$\Delta D_i(\phi) = 2\sqrt{\rho_i^2 + \rho_a^2 - 2\rho_a \cdot [x_i \cos(\phi - \varphi_a) - y_i \sin(\phi - \varphi_a)]} - 2\rho_a \quad (4.11)$$

W algorytmie odtwarzania obrazu równanie (4.11) stanowi podstawę do obliczania teoretycznych opóźnień sygnałów odbitych od poszczególnych punktów.

4.2.1 Model uproszczony

Wzór przybliżony opisujący odległość pomiędzy anteną, a punktami na platformie, w funkcji kąta jej obrotu można wyprowadzić przy założeniu, że maksymalny promień wodzący ρ_{max} obrazowanego obszaru jest znacznie mniejszy od odległości OPP od anteny. Po przekształceniu wzoru (4.7) do postaci (4.12):

$$d_i(\phi) = \sqrt{\rho_i^2 + \rho_a^2} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \frac{\rho_a}{\rho_i^2 + \rho_a^2} [x_i \cos(\phi - \varphi_a) - y_i \sin(\phi - \varphi_a)]} \quad (4.12)$$

Można wówczas zastosować przybliżenie pierwiastka kwadratowego pierwszym wyrazem rozwinięcia w szereg Taylora ($\sqrt{1+x} \simeq 1 + \frac{x}{2}$). Przyjmując ponadto, że $\sqrt{\rho_a^2 + \rho_i^2} \simeq \rho_a$, i że $\frac{\rho_a}{\rho_i^2 + \rho_a^2} \simeq \frac{1}{\rho_a}$ otrzymuje się:

$$d_i(\phi) \simeq \rho_a \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{\rho_a} [x_i \cos(\phi - \varphi_a) - y_i \sin(\phi - \varphi_a)] \right\} \quad (4.13)$$

oraz

$$D_i(\phi) \simeq 2\rho_a - 2 \cdot [x_i \cos(\phi - \varphi_a) - y_i \sin(\phi - \varphi_a)] \quad (4.14)$$

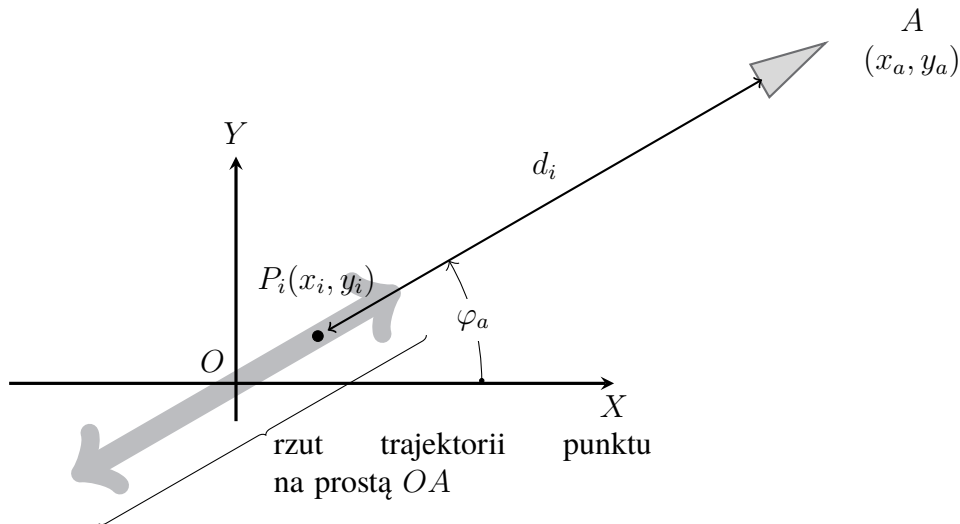
Równanie (4.11) upraszcza się zatem do:

$$\Delta D_i(\phi) \simeq -2 \cdot [x_i \cos(\phi - \varphi_a) - y_i \sin(\phi - \varphi_a)] \quad (4.15)$$

Zgodnie ze wzorem (4.15) zmiany długości drogi pokonywanej przez falę do punktu odbijającego, w funkcji kąta obrotu platformy ϕ , zależą wyłącznie od czynnika $[x_i \cos(\phi - \varphi_a) - y_i \sin(\phi - \varphi_a)]$. Odpowiada on rzutowi położenia punktu P_i po obrocie o zadany kąt ϕ na prostą OA . Oznacza to, że stosując powyższe przybliżenie zaniedbuje

4.2. MODEL SYSTEMU Z JEDNĄ ANTENĄ NADAWCZO-ODBIORCZĄ

się całkowicie przemieszczanie punktu w kierunku prostopadłym do linii łączącej oś obrotu z anteną (rys. 4.3). Warto zauważyć, że ze wzoru (4.15) i rys. 4.3 wynika, że model uproszczony odpowiada sytuacji, kiedy każdy punkt odbijający porusza się ruchem harmonicznym wzdłuż prostej OA .



Rys. 4.3 Uproszczony model matematyczny układu pomiarowego z jedną anteną

Mimo bardzo upraszczających założeń takie przybliżone określenie drogi impulsu ma istotne zalety. Szczególnie interesujący jest fakt, że zgodnie ze wzorem (4.14) zmiana drogi przebywanej przez falę przenoszącą impuls odbity od punktu P_i , po obrocie platformy o kąt ϕ jest determinowana wyłącznie przez położenie punktu P_i oraz wartość kąta ϕ i nie zależy od geometrii układu, a zwłaszcza od odległości anteny od osi obrotu. Jest to o tyle istotne, że z punktu widzenia systemu długość ρ_a oznacza odległość pomiędzy osią obrotu a środkiem fazowym anteny. Oznaczenie środka fazowego anteny szerokopasmowej oraz kompensacja jego przemieszczania się w funkcji częstotliwości stanowi dość złożony problem [93, 24]. Wobec powyższego, dokładne wyznaczenie odległości ρ_a może się okazać kłopotliwe, szczególnie w przypadku zastosowania anteny różkowej. Środek fazowy takiej anteny może znajdować się w bliżej nieokreślonym punkcie na całej jej długości w kierunku propagacji. Długość ta nie jest pomijalna w skali rozmiarów obiektu poddawanego pomiarowi³. Innymi słowy, we wzorze przybliżonym nie występuje wielkość ρ_a , którą trzeba podstawić do wzoru

³Przykładowo, w jednym z pierwszych eksperymentów z jednokanałowym systemem obrazującym, obiekt poddawany pomiarowi stanowiło metalowe pudełko o wymiarach: 34.5 cm × 16.5 cm × 8 cm, zaś długość różkowej anteny nadawczej wynosiła 83 cm.

ROZDZIAŁ 4. KONCEPCJA I MODEL MATEMATYCZNY JEDNOKANAŁOWEGO SYSTEMU OBRAZUJĄCEGO

dokładnego, a której pomiar może być obarczony dużym błędem. W takiej sytuacji stosowanie wzoru przybliżonego niekoniecznie wiąże się ze spadkiem dokładności odwzorowania. Jeżeli okno pomiarowe zostanie wybrane w taki sposób, że jego środek odpowiada dokładnie chwili odniesienia⁴: $t_0 = \frac{2 \cdot \rho_a}{c}$ (hipotetyczny moment nadejścia sygnału odbitego od osi obrotu platformy), to czasowe przesunięcie odebranego impulsu względem środka okna jest proporcjonalne do wyrażenia $x_i \cos(\phi) - y_i \sin(\phi)$. W takiej sytuacji znajomość wartości x_a, y_a nie będzie konieczna do wyznaczenia oczekiwanego czasu nadejścia sygnałów odbitych od poszczególnych punktów na platformie obrotowej.

Przyjęcie modelu uproszczonego oraz eliminacja kłopotliwych i często niedokładnych pomiarów położenia anteny względem platformy pozwala ograniczyć źródła błędów do niedokładności ustawienia okna czasowego, szumu oraz deformacji sygnału wprowadzanych przez system nadawczo-odbiorczy. Natomiast niedokładność wynikająca z proponowanego uproszczenia jest stosunkowo łatwo oszacować:

$$\delta d \simeq \frac{\sqrt{\rho_a^2 + \max_i [\rho_i^2]} - \rho_a}{\rho_a} \quad (4.16)$$

Obliczenie wyrażenia (4.15) wymaga znacznie mniej działań zmiennoprzecinkowych niż obliczenie wyrażenia (4.11). Ma to duże znaczenie dla szybkości działania algorytmu odtwarzania obrazów zaimplementowanego na podstawie przedstawionego modelu matematycznego. Ponadto, dzięki tablicowaniu funkcji sinus i kosinus dla wszystkich kątów obrotu platformy, można zredukować konieczne operacje do elementarnych działań algebraicznych.

4.3 Model systemu z osobnymi antenami nadawczą i odbiorczą

Zastosowanie tej samej anteny do nadawania i do odbioru może być niekiedy kłopotliwe. Straty związane z propagacją sygnału do obiektu i z powrotem, jak również z samym odbiciem od obiektu są znaczne i nawet w warunkach laboratoryjnych (niewielkie pomieszczenie, bezpośrednia widoczność) wyraźnie przekraczają 50 decybeli. Tym samym są istotnie (kilka rzędów wielkości) większe od izolacji typowych elementów pasywnych, takich

⁴Można to zrobić bez znajomości odległości ρ_a , na przykład za pomocą dodatkowego pomiaru obiektu kalibracyjnego dla wszystkich kątów obrotu platformy – chwila t_0 będzie równa średniej maksymalnego i minimalnego opóźnienia sygnału odbitego.

4.3. MODEL SYSTEMU Z OSOBNYMI ANTENAMI NADAWCZĄ I ODBIORCZĄ

jak sprzęgacze kierunkowe czy cyrkulatory, które można byłoby zastosować do separacji sygnałów nadawanego i odbieranego. W związku z tym sygnał nadawany – nawet po stłumieniu przez izolację takiego elementu pasywnego – mógłby przesterować lub uszkodzić odbiornik. Co więcej, każdy element pomiędzy anteną, a odbiornikiem dodatkowo tłumi sygnał i zwiększa poziom szumów. Alternatywę stanowią elementy przełączające, odcinające odbiornik od anteny w trakcie nadawania sygnału, jednak ich zastosowanie do gotowego zestawu pomiarowego (generator i odbiornik) jest kłopotliwe. Ponadto, biorąc pod uwagę, że w warunkach laboratoryjnych odległość pomiędzy antenami, a platformą obrotową jest rzędu 2 m, czas przełączania takich układów nie powinien przekraczać pojedynczych nanosekund, co stanowi wymaganie trudne do spełnienia. Przełączniki mechaniczne są zdecydowanie zbyt wolne, natomiast elektroniczne podzespoły przełączające mają zwykle stosunkowo wąskie pasmo pracy. W związku z powyższym warto wziąć pod rozwagę koncepcję zastosowania osobnych anten do nadawania i odbioru. Model matematyczny takiego układu pomiarowego został zilustrowany na rys. 4.4. Długość drogi propagacji sygnału można zapisać jako sumę odległości między anteną nadawczą, a obiektem ($d_{tx,i}$) oraz odległości między obiektem a anteną odbiorczą ($d_{rx,i}$):

$$D_i(\phi) = d_{tx,i}(\phi) + d_{rx,i}(\phi) \quad (4.17)$$

Do analizy tego przypadku łatwo zastosować wyniki cząstkowe, uzyskane dla prostszych modeli, które zostały omówione powyżej. Drogę, jaką przebywa fala przenosząca impuls od anteny nadawczej do punktu odbijającego można zapisać jako:

$$\begin{aligned} d_{tx,i}^2(\phi) &= x_i^2 + y_i^2 + \rho_{tx}^2 + \\ &- 2\rho_{tx} [x_i \cos(\phi - \varphi_{tx}) - y_i \sin(\phi - \varphi_{tx})] \end{aligned} \quad (4.18)$$

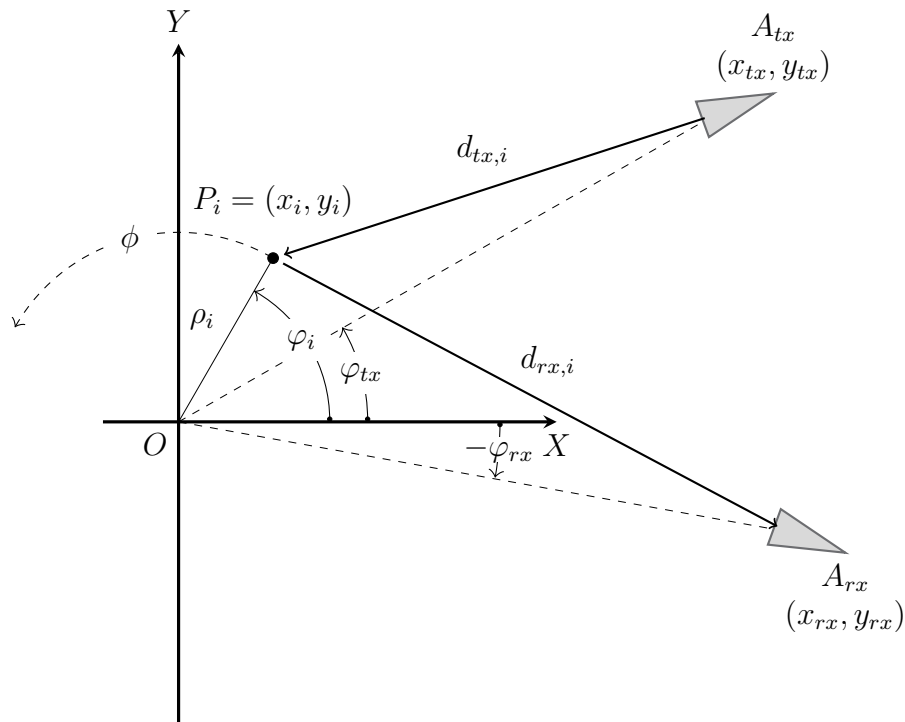
przy czym⁵ $\varphi_{tx} = \arctg(y_{tx}, x_{tx})$. Analogicznie, odległość między punktem odbijającym, a anteną odbiorczą można wyrazić równaniem (4.19).

$$\begin{aligned} d_{rx,i}^2(\phi) &= x_i^2 + y_i^2 + \rho_{rx}^2 + \\ &- 2\rho_{rx} [x_i \cos(\phi - \varphi_{rx}) - y_i \sin(\phi - \varphi_{rx})] \end{aligned} \quad (4.19)$$

Całkowita długość drogi przebywanej przez falę przenoszącą impuls wynosi zatem:

$$\begin{aligned} D_i(\phi) &= \sqrt{\rho_i^2 + \rho_{tx}^2 - 2\rho_{tx} \cdot [x_i \cos(\phi - \varphi_{tx}) - y_i \sin(\phi - \varphi_{tx})]} + \\ &+ \sqrt{\rho_i^2 + \rho_{rx}^2 - 2\rho_{rx} \cdot [x_i \cos(\phi - \varphi_{rx}) - y_i \sin(\phi - \varphi_{rx})]} \end{aligned} \quad (4.20)$$

⁵Dwuargumentowa funkcja $\arctg(y, x)$ zwraca kąty w zakresie $0^\circ \div 360^\circ$. Innymi słowy zwraca wartość $\arctg(\frac{y}{x})$ dla $x \geq 0$ oraz $\arctg(\frac{y}{x}) + 180^\circ$ dla $x < 0$.



Rys. 4.4 Model matematyczny układu pomiarowego w systemie z dwiema antenami: nadawczą i odbiorczą

Długość drogi odniesienia stanowi w tym przypadku sumę odległości anteny nadawczej i odbiorczej od środka układu współrzędnych. Wobec tego odchylenie od drogi odniesienia wynosi:

$$\begin{aligned} \Delta D_i(\phi) = & \sqrt{\rho_i^2 + \rho_{tx}^2 - 2\rho_{tx} \cdot [x_i \cos(\phi - \varphi_{tx}) - y_i \sin(\phi - \varphi_{tx})]} + & (4.21) \\ & + \sqrt{\rho_i^2 + \rho_{rx}^2 - 2\rho_{rx} \cdot [x_i \cos(\phi - \varphi_{rx}) - y_i \sin(\phi - \varphi_{rx})]} + \\ & - \rho_{tx} - \rho_{rx} \end{aligned}$$

4.3.1 Model uproszczony

W systemie obrazującym z osobną anteną nadawczą i odbiorczą można zaproponować uproszczony model matematyczny posługując się wzorami przybliżonymi, wyprowadzonymi dla pojedynczych anten w podrozdziale 4.2. Uproszczenia te są dopuszczalne przy założeniu, że maksymalny promień wodzący obrazowanego punktu ρ_{max} jest znacznie mniejszy od odległości pomiędzy każdą z anten, a osią obrotu platformy. W takiej sytuacji można dla każdej z anten zastosować wzór (4.14), wyznaczony dla modelu systemu z jedną

ROZDZIAŁ 4. KONCEPCJA I MODEL MATEMATYCZNY JEDNOKANAŁOWEGO SYSTEMU OBRAZUJĄCEGO

Maksymalne odchylenie długości drogi przebywanej przez falę przenoszącą impuls od długości drogi odniesienia $(\rho_{rx} + \rho_{tx})$, jest redukowane wskutek mnożenia przez kosinus połowy kąta $(\varphi_{tx} - \varphi_{rx})$ pomiędzy promieniami wodzącymi anteny nadawczej i odbiorczej – rys. 4.5. Przybliżeniem położenia każdego punktu P_i jest jego rzut na dwusieczną kąta $\varphi_{tx} - \varphi_{rx}$, a ruch harmoniczny wzdłuż tej dwusiecznej stanowi odwzorowanie ruchu obrotowego. W skrajnym przypadku, gdy anteny nadawcza i odbiorcza są niewielkie i umieszczone bardzo blisko siebie, równanie (4.24) jest tożsamy równaniu (4.14) opisującemu wariant systemu z jedną anteną.

Zwiększenie kąta pomiędzy promieniem wodzącym anteny nadawczej, a promieniem wodzącym anteny odbiorczej prowadzi do ograniczenia amplitudy odchyżeń ΔD_i od drogi odniesienia, co redukuje wartość bezwzględną opóźnienia odbitego impulsu wywołanego ruchem obrotowym obiektu. Skutkiem tego jest redukcja rozdzielczości systemu. W skrajnym przypadku, kiedy antena nadawcza i odbiorcza są ustawione dokładnie naprzeciwko siebie (kąt pomiędzy ich promieniami wodzącymi wynosi 180°) prawa strona równania (4.24) jest równa zero, wobec czego system nie działa w ogóle. To zjawisko ogranicza możliwości zestawienia systemu z jedną anteną nadawczą i wieloma odbiorczymi.

4.4 Różnice wysokości

Wszystkie rozpatrywane powyżej przypadki ograniczały się do sytuacji, w której anteny, platforma i obiekt znajdowały się w jednej płaszczyźnie, prostopadłej do osi obrotu platformy. Zestawienie całego układu pomiarowego na tej samej wysokości może w praktyce okazać się dość niewygodne i niekoniecznie jest celowe. W związku z tym po to, aby uzyskać możliwie dokładny model matematyczny działania systemu, należy uwzględnić różnice wysokości składających się nań elementów. W rozważaniach przyjmuje się, że platforma obrotowa znajduje się na poziomie $z = 0$, a położenie wszystkich pozostałych elementów w układzie pomiarowym trzeba uzupełnić o trzecią współrzędną:

- antena nadawcza $A_{tx}(x_{tx}, y_{tx}, z_{tx})$
- antena odbiorcza $A_{rx}(x_{rx}, y_{rx}, z_{rx})$
- punkt obiektu pomiarowego $P_i(x_i, y_i, z_i)$

Całkowita droga, którą przebywa impuls, wyraża się wzorem:

$$D_i(\phi) = \sqrt{(x_i(\phi) - x_{tx})^2 + (y_i(\phi) - y_{tx})^2 + (z_i - z_{tx})^2} + \sqrt{(x_{rx} - x_i(\phi))^2 + (y_{rx} - y_i(\phi))^2 + (z_{rx} - z_i)^2} \quad (4.25)$$

4.4. RÓŻNICE WYSOKOŚCI

Podstawiając długości promieni wodzących punktu P_i oraz anteny nadawczej i odbiorczej:

$\rho_i = \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2}$, $\rho_{tx} = \sqrt{x_{tx}^2 + y_{tx}^2 + z_{tx}^2}$, $\rho_{rx} = \sqrt{x_{rx}^2 + y_{rx}^2 + z_{rx}^2}$ uzyskuje się:

$$D_i(\phi) = \sqrt{\rho_i^2 + \rho_{tx}^2 - 2x_i(\phi)x_{tx} - 2y_i(\phi)y_{tx} - 2z_i z_{tx}} + \sqrt{\rho_i^2 + \rho_{rx}^2 - 2x_i(\phi)x_{rx} - 2y_i(\phi)y_{rx} - 2z_i z_{rx}} \quad (4.26)$$

Gdy odtwarzany jest dwuwymiarowy obraz obiektu, nie ma jakiegokolwiek wiedzy a priori o współrzędnych z_i składających się nań punktów. W takiej sytuacji przyjmuje się założenie, że wysokość obiektu jest zaniedbywalna. Równanie (4.26) można zapisać jako:

$$D_i = \sqrt{\rho_i^2 + \rho_{tx}^2 - 2x_i(\phi)x_{tx} - 2y_i(\phi)y_{tx}} + \sqrt{\rho_i^2 + \rho_{rx}^2 - 2x_i(\phi)x_{rx} - 2y_i(\phi)y_{rx}} \quad (4.27)$$

Tym samym wysokości anten względem poziomu platformy obrotowej są uwzględniane wyłącznie przy obliczaniu długości promieni wodzących anten, co jest jedyną różnicą w stosunku do modelu płaskiego opisanego wyżej, w którym długość drogi przebywanej przez impuls wyraża się równaniem (4.20). Przy obliczaniu odchylenia ΔD_i od odległości odniesienia różnice wysokości można również uwzględnić na etapie obliczania promieni wodzących i zastosować wzór (4.21). Trzeba jednak zaznaczyć, że w miarę wzrostu wysokości anten nad poziomem platformy obrotowej rośnie błąd wynikający z zaniedbania w obliczeniach wysokości obiektu. Jest on najmniejszy, kiedy anteny ustawione są na wysokości zero – kierunki propagacji sygnału padającego i odbitego są wówczas prostopadłe do zaniedbywanego wymiaru. W drugim skrajnym przypadku – gdyby anteny ustawić nad osią obrotu – błąd obliczenia odległości wynikający z zaniedbania wysokości obiektu byłby dokładnie równy zaniedbywanej wysokości, czyli porównywalny z wymiarami obiektu. W takiej sytuacji system przestałby działać.

Rozdział 5

Jednokanałowy ultraszerokopasmowy system obrazujący z przetwarzaniem w dziedzinie czasu

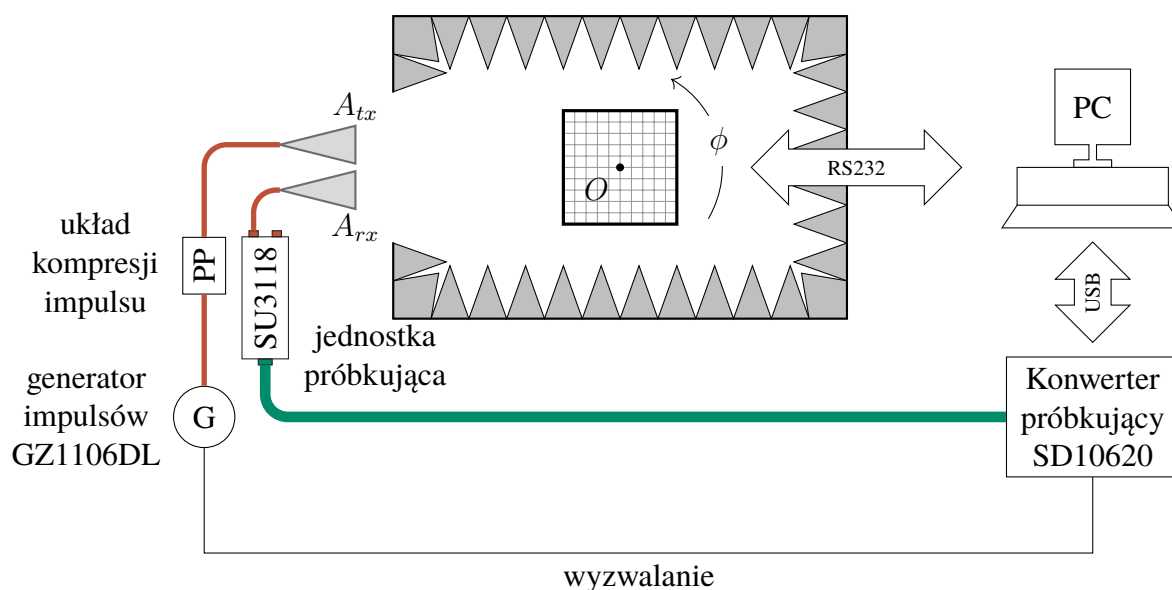
5.1 Układ pomiarowy

Schemat ideowy zestawionego układu pomiarowego został przedstawiony na rys. 5.1. Obiekt poddawany pomiarowi (OPP) jest umieszczany na platformie obrotowej znajdującej się w komorze bezekowej. Ruch platformy jest kontrolowany za pośrednictwem aplikacji uruchomionej w środowisku Matlab, na komputerze osobistym. Ta sama aplikacja komunikuje się z konwerterem próbkującym (Geozondas SD10620) firmy Geozondas realizującym pomiar sygnału odbitego. Sampler jest połączony z generatorem impulsów (Geozondas GZ1106DL z głowicą GZ1117N), dostarczającym sygnał do anteny nadawczej A_{tx} za pośrednictwem układu kompresji impulsu (PP) oraz z jednostką próbkującą (Geozondas SU3118), do której podłączona jest antena odbiorcza A_{rx} ¹. We wszystkich zastosowanych konfiguracjach układu pomiarowego anteną nadawczą stanowiła antena П6-23A, natomiast jako anteną odbiorczą stosowano zamiennie antenę typu otwarty koniec falowodu oraz planarną antenę typu Vivaldi.

Sygnały odbite od obiektu są rejestrowane w postaci ciągów próbek. Odstępy czasowe między próbkami są rzędu pojedynczych pikosekund lub mniejsze. Przyrząd nie umożliwia

¹Ze względu na powtarzalność ustawienia anten i możliwość porównania wyników w systemie z jedną i z wieloma antenami odbiorczymi pomiary przeprowadzono za pomocą jednej z anten w zestawionym pięcioantenowym systemie. Geometria układu została zilustrowana w dodatku C. W badaniach przedstawionych w niniejszym rozdziale wykorzystano dane uzyskane z anteny $A_{rx,4}$.

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU



Rys. 5.1 Układ pomiarowy jednokanałowego systemu obrazującego pracującego w dziedzinie czasu

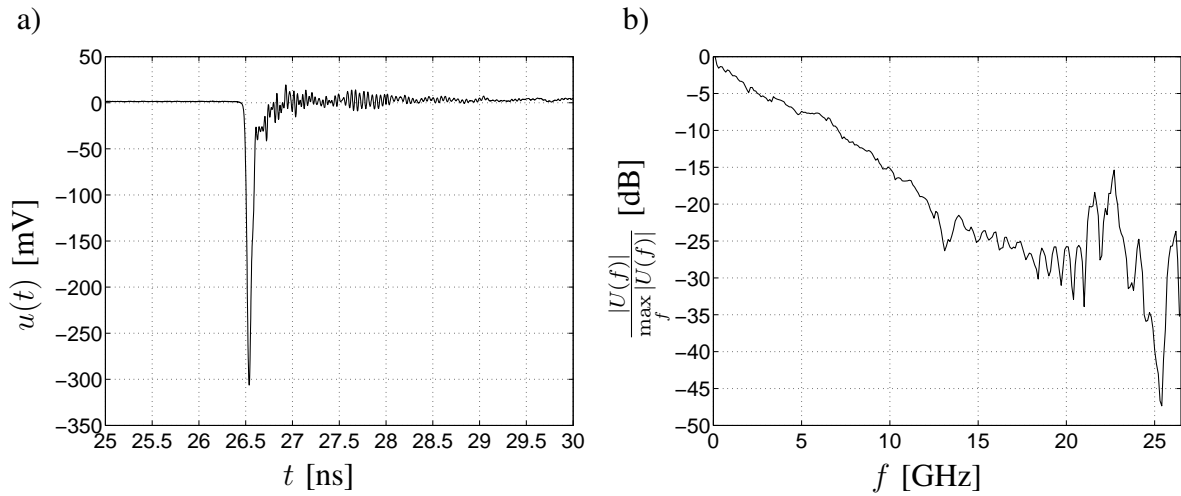
bezpośredniego pobierania próbek z tak wysoką częstotliwością. Tak gęste próbkowanie jest wynikiem wykorzystania efektu stroboskopowego. Próbkę pobierane są z serii impulsów powtarzanych z częstotliwością 500 kHz. Przy takiej metodzie pomiaru określenie *częstotliwość próbkowania* byłoby mylące. Ponieważ w omawianych dalej algorytmach potrzebna jest wielkość wiążąca liczbę próbek z czasem trwania próbkowanego sygnału, wprowadza się pojęcie *efektywnej częstotliwości próbkowania* f_s :

$$f_s = \frac{1}{\tau_p} \quad (5.1)$$

gdzie τ_p oznacza odległość na osi czasu pomiędzy dwiema sąsiednimi próbkami sygnału.

Rejestrowane sygnały odbite stanowią echa impulsu pomiarowego. Jego przebieg został zmierzony za pośrednictwem tłumików o łącznym tłumieniu 35 dB i przedstawiony na rys. 5.2 a). Szerokość impulsu na poziomie -3 dB wynosi około 30 ps. Widmo impulsu przedstawia rys. 5.2 b). Pasma impulsu zdefiniowane na poziomie -25 dB zajmuje częstotliwości z zakresu $0 \div 15$ GHz.

Ruch platformy obrotowej, na której umieszczony jest OPP, nie jest ciągły. Składa się on z szeregu kroków, tak że każde sondowanie wykonywane jest w sytuacji statycznej, w której położenie platformy opisywane jest przez kąt ϕ_n . Komputer osobisty sterujący procedurą pomiarową wysyła do konwertera próbkującego żądanie przesłania próbek zarejestrowanego sygnału, zapisuje je na twardym dysku, po czym wysyła mechanizmowi platformy obrotowej

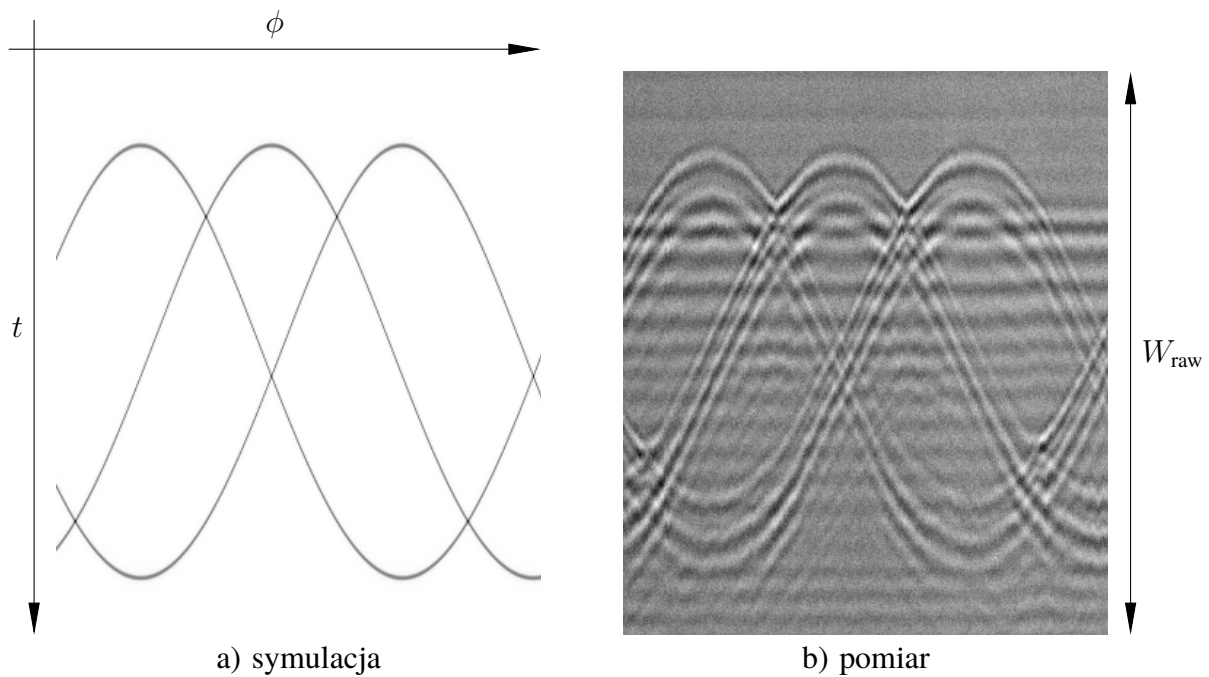


Rys. 5.2 Impuls pomiarowy: a) przebieg czasowy, b) widmo częstotliwościowe

polecenie wykonania ruchu o kolejny krok kąta. Po opóźnieniu (0.5 s) przewidzianym na wygasanie drgań mechanicznych platformy realizowany jest kolejny pomiar. W toku pomiarów zapisywane są kolejne wektory próbek sygnałów odbitych, które następnie zestawiane są w macierzy surowych danych pomiarowych oznaczonej przez $\{s_{M_{\text{raw}} \times N}\}$. Wymiary macierzy wyznacza liczba próbek zebranych w każdym sondowaniu M_{raw} oraz liczba sondowań N . W n -tej kolumnie tej macierzy przechowywane są próbki sygnału odebranego w momencie procedury pomiarowej, gdy platforma obrotowa znajdowała się w pozycji określonej przez kąt ϕ_n . W pomiarach, których wyniki zostały przedstawione w podrozdziale 5.4 macierz surowych danych pomiarowych $\{s_{M_{\text{raw}} \times N}\}$ miała wymiary $M_{\text{raw}} = 4096$, $N = 720$ (pomiar co pół stopnia) przy efektywnej częstotliwości próbkowania $f_s = 512$ GHz.

W trakcie ruchu obrotowego platformy odległość pomiędzy punktem odbijającym a antenami zmienia się. Wskutek tego nadchodzący sygnał odbity przesuwa się w czasie, w miarę obracania się platformy. W ten sposób każdy punkt odbijający można rozpoznać w graficznym przedstawieniu macierzy surowych danych pomiarowych (echogramie) jako niejednorodną linię o pewnej szerokości, mającą kształt zbliżony do sinusoidy. W geofizyce analogiczna linia nazywana jest *hodografem*. Termin ten został przyjęty również w niniejszej pracy. Przykład surowych danych pomiarowych uzyskanych w symulacji dla OPP złożonego z trzech dyskretnych punktów odbijających został przedstawiony na rys. 5.3 a). Na rysunku 5.3 b) pokazano wynik pomiaru drewnianego szkieletu, którego trzy nogi są tak samo rozmieszczone jak punkty w symulacji (tworzą równoramienne trójkąt prostokątny

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU



Rys. 5.3 Surowe dane pomiarowe: a) uzyskane dla trzech elementów odbijających, w symulacji, b) stanowiące wynik pomiaru drewnianego szkieletu

o przyprostokątnej 37 cm). Symulacja została zrealizowana przez prostą implementację modelu dokładnego opisanego w rozdziale 4, wzór (4.21). Okno czasowe zaznaczone na rys. 5.3 ma szerokość $W_{\text{raw}} = 2$ ns.



Rys. 5.4 Drewniany szkielet platformy obrotowej

Wynik pomiaru przedstawiony na rys. 5.3 b) został uzyskany w eksperymencie, w którym obiekt poddawany pomiarowi stanowiła sama drewniana konstrukcja platformy obrotowej,

5.2. WSTĘPNE PRZETWARZANIE SUROWYCH DANYCH POMIAROWYCH

której zdjęcie przedstawiono na rys. 5.4. W związku ze znaczną wysokością (1 m), pionowe słupki mają wyraźnie większą powierzchnię odbijającą niż pozostałe elementy konstrukcji, toteż sygnały odbite od nich dominują w zarejestrowanych danych. Z uwagi na kwadratowy przekrój słupków i ich niezaniechaną powierzchnię oraz zniekształcenia impulsu zachodzące w układzie pomiarowym, każdy z nich zostawia w macierzy surowych danych pomiarowych hodograf przypominający kilka w przybliżeniu równoległych linii, a nie jedną jak w przypadku symulacji.

Hodografy trzech słupków drewnianego szkieletu wykazują wyraźne podobieństwo do hodografów w macierzy danych symulacyjnych, uzyskanych teoretycznie dla punktów odbijających. W związku z tym implementacje algorytmów odtwarzania obrazu przedstawionych w dalszej części rozdziału były testowane w pierwszej kolejności na danych symulacyjnych. Pozwoliło to ograniczyć czas wyszukiwania i usuwania błędów.

5.2 Wstępne przetwarzanie surowych danych pomiarowych

Wstępne przetwarzanie danych pomiarowych obejmuje następujące etapy:

- Słumienie echa układu pomiarowego;
- Ustalenie szerokości czasowego okna obserwacji W i liczby próbek M ;
- Lokalizacja chwili odniesienia;
- Ograniczenie macierzy surowych danych pomiarowych do wyznaczonego okna czasowego.

Wstępne przetwarzanie powinno również zawierać etap dekonwolucji odpowiedzi impulsowej toru transmisyjnego oraz przebiegu impulsu pomiarowego z macierzy surowych danych pomiarowych. Podjęte przez autora próby przeprowadzenia takiej operacji nie powiodły się.

Było to spowodowane bardzo znaczącą niestabilnością podstawy czasu zastosowanego konwertera próbkującego (ponad 1 % w skali kilku godzin). Informację o tej wadze przyrządu autor uzyskał już po przeprowadzeniu wszystkich pomiarów, toteż skompensowanie jej w przedstawionych w pracy wynikach byłoby bardzo trudne. Problem został szerzej omówiony w załączniku D. Dołączono w nim również przykład obrazu uzyskanego z surowych danych pomiarowych za pomocą procedury, w której we wstępnym przetwarzaniu przeprowadzono dwa dodatkowe etapy: „ręcznej kompensacji” odchylenia podstawy czasu i dekonwolucji odpowiedzi impulsowej anteny odbiorczej lub przebiegu kalibracyjnego.

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU

Przeprowadzono również wstępne eksperymenty z zastosowaniem algorytmu CLEAN we wstępnym przetwarzaniu surowych danych pomiarowych. Wyniki zostały przedstawione w załączniku F.

W przypadku pomiarów realizowanych poza komorą bezekhową można zaadaptować dla omawianego systemu algorytmy tłumienia ech stałych [23].

5.2.1 Słumienie echa układu pomiarowego

Platforma obrotowa stanowi obiekt odbijający i podlega wymuszonemu ruchowi, podobnie jak każdy OPP. W związku z tym zastosowanie algorytmu odtwarzania obrazu na surowych danych pomiarowych uzyskanych wprost z przyrządu daje w wyniku obraz platformy i obraz OPP. Jest to zjawisko niepożądane, ponieważ utrudnia rozpoznanie detali obiektu w odtworzonym obrazie. Można je ograniczyć wykonując pomiar pustej platformy obrotowej (dla wszystkich kątów obserwacji) i odejmując uzyskane w ten sposób dane od macierzy surowych danych uzyskiwanych dla mierzonych OPP. Trzeba jednak zaznaczyć, że takie rozwiązanie nie pozwala na całkowitą eliminację artefaktów platformy pomiarowej z dwóch powodów:

- Uzasadnieniem dla takiej metody tłumienia ech układu pomiarowego jest przyjęta zasada superpozycji sygnałów odbitych. W przypadku rzeczywistych obiektów (a nie zbiorów punktów odbijających) zasada taka nie obowiązuje. Rzeczywiste obiekty mogą się wzajemnie ekranować dla niektórych kątów obserwacji i wówczas odpowiedź impulsowa układu nie jest sumą odpowiedzi impulsowych poszczególnych obiektów.
- Warunki pomiaru zmieniają się w czasie. Jak wspomniano, aparatura pomiarowa nie jest idealnie stabilna, a platforma obrotowa nie stanowi bryły doskonale sztywnej, w związku z czym może się nieznacznie odkształcać w trakcie pomiarów.

W związku z powyższym na wynikowych obrazach widoczne są artefakty elementów platformy obrotowej.

5.2.2 Ustalenie szerokości okna czasu obserwacji

Wymiar M macierzy surowych danych pomiarowych odpowiadający szerokości czasowego okna obserwacji determinuje granice obszaru, który może podlegać obrazowaniu. Jeżeli z założeń eksperymentu (wynikających np. z pewnej początkowej wiedzy o obiekcie) wynika, jaki powinien być ten wymiar, to należy do niego dobrać okno pomiarowe. Jeżeli nie ma takich założeń, to odtwarzany będzie największy możliwy obszar, przy danej szerokości okna

5.2. WSTĘPNE PRZETWARZANIE SUROWYCH DANYCH POMIAROWYCH

obserwacji. Szerokość okna pomiarowego W jest związana równaniem (5.2) z promieniem R obszaru podlegającego obrazowaniu.

$$W = \frac{4R}{c} \quad (5.2)$$

gdzie c oznacza prędkość światła. Liczba M próbek mieszczących się w oknie jest równa iloczynowi jego szerokości przez efektywną częstotliwość próbkowania: $M = W \cdot f_s$.

5.2.3 Lokalizacja chwili odniesienia

Pojęcie chwili odniesienia oznaczającej moment nadejścia hipotetycznej fali propagującej wzdłuż łamanej $A_{tx}OA_{rx}$ (rys. 4.4, rys. 5.1) wprowadzono w rozdziale 4. Opóźnienia względem chwili odniesienia stanowią podstawę działania omawianego dalej algorytmu odtwarzania obrazu. Ustalenie numeru próbki m_0 (w kolumnach macierzy surowych danych pomiarowych) odpowiadającej chwili odniesienia ma krytyczne znaczenie dla działania algorytmu. Realizowane jest w dwóch etapach:

1. Pomiar obiektu testowego OT1. Na podstawie przebiegu graficznej reprezentacji uzyskanych surowych danych pomiarowych (przykład takiej reprezentacji pokazano na rys. 5.3 b) określa się numery próbek maksymalnego i minimalnego opóźnienia sygnału. Zgodnie ze wzorami (4.8) i (4.9) średnia arytmetyczna \tilde{m}_0 numerów tych próbek wyznacza położenie chwili odniesienia. Jest to oszacowanie zgrubne ze względu na fakt, że każdy obiekt odbijający ma odpowiedź impulsową o pewnej długości (błąd wyznaczania chwili odniesienia można oszacować z dołu przez czas jej trwania), a w systemie występują również zakłócające ocenę sygnały niepożądane (jest to widoczne na rys. 5.3). Wybór obiektu musi stanowić kompromis pomiędzy jego rozmiarem a skuteczną powierzchnią odbijającą (ang. *Radar Cross Section*, pojęcie to jest szczegółowo wyjaśnione w [68, 86]) zapewniającą kontrast na tle zakłóceń. W pomiarach omawianych w podrozdziale 5.4 stosunkowo często OT1 stanowiła sama platforma obrotowa.
2. Pomiar obiektu testowego OT2 o charakterystycznym kształcie i proporcjach. Na podstawie znajomości zgrubnej wartości \tilde{m}_0 wyznacza się zbiór możliwych wartości $m_0 \in \{\tilde{m}_0 - \lceil f_s \cdot 0.2 \text{ ns} \rceil, \dots, \tilde{m}_0, \dots, \tilde{m}_0 + \lceil f_s \cdot 0.2 \text{ ns} \rceil\}$. Wartość 0.2 ns została określona empirycznie. Dla wszystkich wartości m_0 z uzyskanego zbioru jest wykonywany algorytm odtwarzania obrazu, po czym wybierana jest wartość, dla której uzyskany został obraz najbliższy rzeczywistości.

5.2.4 Ograniczenie macierzy surowych danych pomiarowych

Znajomość liczby próbek M w oknie oraz położenia jego środka m_0 pozwala na odrzucenie próbek, których indeksy m nie spełniają warunku:

$$m_0 - \left\lfloor \frac{M}{2} \right\rfloor \leq m \leq m_0 + \left\lfloor \frac{M}{2} \right\rfloor \quad (5.3)$$

Tym samym liczba próbek w kolumnach macierzy surowych danych pomiarowych zostaje ograniczona z M_{raw} do M a okno czasowe zawęża się z W_{raw} do W .

5.3 Algorytm odtwarzania obrazu

Podstawę do odtwarzania obrazu z macierzy surowych danych pomiarowych stanowi analiza opóźnień względem chwili odniesienia sygnałów odbitych od OPP, wynikających z wymuszonego ruchu obrotowego.

Rozważmy punkt odbijający P_i należący do obrazowanego obszaru, którego położenie w chwili początkowej jest opisywane za pomocą współrzędnych (x_i, y_i) w układzie prostokątnym lub (ρ_i, φ_i) w układzie biegunowym. Punkt ten jest częścią obiektu poddawanego pomiarowi, umieszczonego na platformie obrotowej. Położenie stołu jest opisywane za pomocą kąta obrotu ϕ , przy czym w chwili początkowej kąt ten jest równy zero. W wyniku ruchu platformy obrotowej zmienia się odległość punktu P_i od anteny nadawczej i anteny odbiorczej. W związku z powyższym zmienia się też czas propagacji impulsu w układzie pomiarowym. Dla ustalonego P_i czas ten jest funkcją kąta obrotu stołu ϕ . Opóźnienie τ_i nadejścia impulsu wyznacza się wprost z różnicy pomiędzy drogą przebywaną przez fale a drogą odniesienia:

$$\tau(\phi) = \frac{\Delta D_i(\phi)}{c} \quad (5.4)$$

Wartość ΔD_i oblicza się na podstawie przyjętego modelu matematycznego (patrz rozdział 4). Można zatem powiedzieć, że opóźnienie τ_i , dla danych współrzędnych punktu P_i i dla danego kąta obrotu ϕ wynika wprost z przyjętego modelu matematycznego systemu pomiarowego.

Sygnał odbierany w rzeczywistym układzie pomiarowym jest traktowany jak superpozycja sygnałów odbitych od wszystkich punktów tworzących OPP. Trudno jest jednak wyodrębnić z odebranego sygnału składowe odbite od elementów o ustalonych współrzędnych przestrzennych. W celu uzyskania obrazu OPP przeprowadza się następujące rozumowanie: jeżeli w OPP zawiera się punkt P_i będący źródłem odbić, to w macierzy surowych danych pomiarowych, w miejscach odpowiadających opóźnieniom $\tau_i(\phi)$ obliczonym na podstawie

przyjętego modelu (w ogólnym przypadku (4.11)), znajdują się próbki sygnałów odbitych od P_i . Sumując te próbki otrzymamy pewną niezerową wartość. Jeżeli jednak punkt P_i leży poza OPP (czyli jest elementem pustej przestrzeni), składniki wspomnianej sumy będą próbkami szumu i dodane do siebie dadzą (po uśrednieniu dla wszystkich kątów obrotu) wartość bliską zero. Algorytm będący wynikiem takiego rozumowania został przedstawiony na rys. 5.5. Dane wejściowe algorytmu odtwarzania obrazu zilustrowanego na rys. 5.5 stanowią:

- wstępnie przetworzona macierz surowych danych pomiarowych $\mathbf{s}_{M \times N}$, której liczba wierszy M odpowiada liczbie zarejestrowanych próbek każdego sygnału odbitego, zaś liczba kolumn N jest równa liczbie sondowań,
- efektywna częstotliwość próbkowania f_s ,
- numer wiersza m_0 *chwili odniesienia* (patrz rozdział 4.2),
- szerokość czasowego okna obserwacji W .

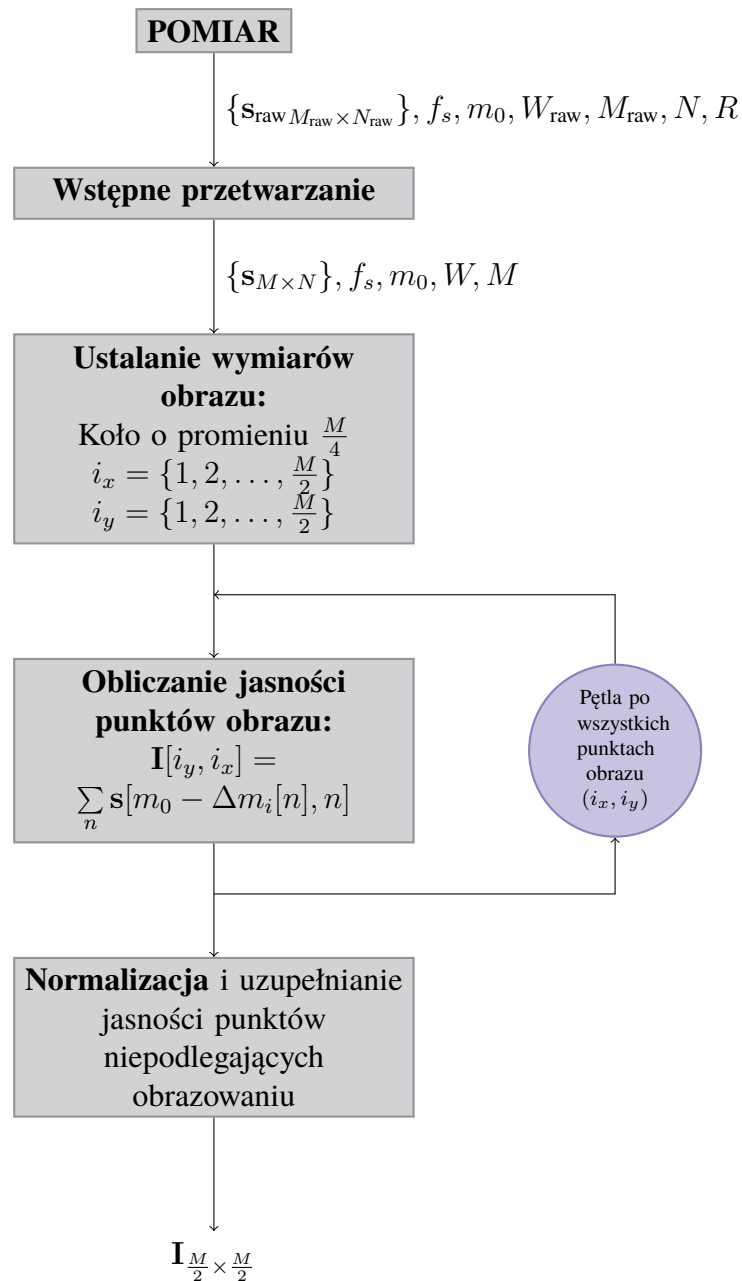
Szerokość okna obserwacji wyznacza granice obszaru podlegającego obrazowaniu, natomiast liczba wierszy macierzy danych pomiarowych decyduje o rozdzielczości wynikowego obrazu. Przyjmuje się, że każda próbka odpowiada jednemu punktowi obrazu i tym samym obrazowaniu podlega koło o promieniu $\frac{M}{4}$ punktów. Obraz \mathbf{I} stanowiący wynik algorytmu jest reprezentowany przez macierz jasności poszczególnych punktów. Punktom leżącym poza kołem o promieniu R na samym końcu przetwarzania (rys. 5.5) przypisuje się wartości zapewniające kolor biały w przyjętej mapie kolorów. Obliczanie jasności pozostałych punktów obrazu $\mathbf{I}[i_y, i_x]$ przebiega w następujący sposób:

1. wyznacza się punkt $P_i(x_i, y_i)$ w układzie współrzędnych fizycznych, odpowiadający punktowi obrazu $\mathbf{I}[i_y, i_x]$;
2. na podstawie współrzędnych (x_i, y_i) wyznacza się oczekiwane opóźnienia $\Delta m_i[n]$ względem próbki m_0 sygnałów odbitych od punktu P_i ;
3. jasność punktu $\mathbf{I}[i_y, i_x]$ wyznacza się przez sumowanie tych próbek w macierzy danych pomiarowych, których współrzędne w macierzy surowych danych pomiarowych spełniają warunek opóźnienia o $\Delta m_i[n]$ względem próbki m_0 .

Dla każdego punktu $\mathbf{I}[i_y, i_x]$, w każdej z N kolumn macierzy danych pomiarowych, jest wyznaczany numer próbki w kolumnie: $m_0 - \Delta m_i[n]$, a jasność punktu uzyskuje się w wyniku sumowania próbek ze wszystkich sondowań (indeksowanych przez n):

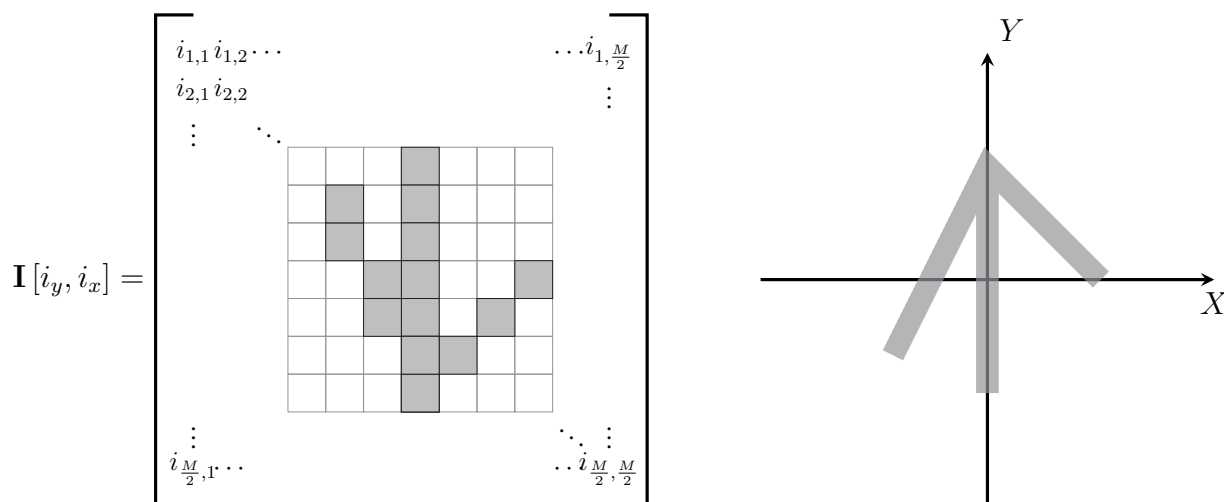
$$\mathbf{I}[i_y, i_x] = \sum_{n=1}^N \mathbf{s}[m_0 - \Delta m_i[n], n] \quad (5.5)$$

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU



Rys. 5.5 Przebieg odtwarzania obrazu obiektu na podstawie macierzy surowych danych pomiarowych

Metoda wyznaczania przesunięcia $\Delta m_i[n]$ na podstawie współrzędnych punktu P_i oraz kąta obrotu ϕ_n zależy od przyjętego modelu matematycznego i jest opisana szerzej w dalszej części pracy. Współrzędne punktu P_i ustala się na podstawie bieżących wartości indeksów i_y, i_x macierzy jasności punktów obrazu I . Przyjęta w niniejszej pracy konwencja zapisu i przeliczania współrzędnych fizycznych na indeksy macierzy została przedstawiona poniżej.



Rys. 5.6 Współrzędne punktów w macierzy obrazu a współrzędne fizyczne

5.3.1 Przeliczanie współrzędnych fizycznych na współrzędne obrazu

Przy opracowaniu modeli matematycznych systemu obrazującego stosowano współrzędne fizyczne (x i y wyrażone w metrach), natomiast algorytm odtwarzania obrazu obiektu wymaga posługiwania się indeksami $[i_y, i_x]$ macierzy jasności punktów obrazu \mathbf{I} . Podstawę dla obliczania, jakie współrzędne fizyczne odpowiadają indeksom w wyznaczonej macierzy jasności obrazu \mathbf{I} , stanowi efektywna częstotliwość próbkowania oraz prędkość światła w próżni. Przyjmując, że po wstępnej obróbce odległość pomiędzy sąsiednimi punktami obrazu odpowiada odstępowi czasowemu pomiędzy dwiema sąsiednimi próbkami, uzyskuje się zależność (5.6).

$$\Delta x = \Delta i_x \cdot \overbrace{\frac{1}{f_s}}^T \cdot c \quad (5.6)$$

$$\Delta y = \Delta i_y \cdot \underbrace{\frac{1}{f_s}}_T \cdot c$$

gdzie: Δx i Δy oznaczają kwanty przesunięcia w przestrzeni odpowiadające różnicom we współrzędnych macierzy obrazu Δi_x i Δi_y , zaś T stanowi efektywny okres próbkowania. Dodatkowo należy uwzględnić, że współrzędne wyrazów macierzy są definiowane inaczej niż współrzędne przestrzenne. Przeliczanie indeksów macierzy na współrzędne przestrzenne wymaga przesunięcia środka układu współrzędnych i zamiany kolejności współrzędnych (rys. 5.6). Jeżeli środek układu współrzędnych odpowiada osi obrotu platformy, a czasowe okno obserwacji jest zorientowane symetrycznie względem momentu odpowiadającego odbiciu

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU

sygnału od osi obrotu, to współrzędne przestrzenne odpowiadające indeksom $[i_y, i_x]$ można obliczyć według wzoru (5.7).

$$\begin{cases} x_i = \left(i_x - \frac{M}{4}\right) \cdot \frac{1}{f_s} \cdot c \\ y_i = \left(\frac{M}{4} - i_y\right) \cdot \frac{1}{f_s} \cdot c \end{cases} \quad (5.7)$$

5.3.2 Uproszczony model matematyczny

Po obrocie o kąt ϕ , opóźnienie impulsu odbitego od punktu o współrzędnych (x_i, y_i) względem chwili odniesienia można wyznaczyć korzystając z przybliżenia (4.15):

$$\tau_i(\phi) \simeq -2 \cdot \frac{x_i \cos(\phi - \phi_a) - y_i \sin(\phi - \phi_a)}{c} \quad (5.8)$$

Przyjmuje się, że fale przenoszące impulsy poruszają się w całym obszarze, który podlega obrazowaniu, z prędkością światła w próżni c . Dla uproszczenia przekształceń układ współrzędnych wybiera się tak, że $\phi_a = 0$. Podstawiając równanie (5.7) do (5.8) uzyskuje się:

$$\tau_i(\phi) \simeq -2 \cdot \frac{\left(i_x - \frac{M}{4}\right) \cos(\phi) - \left(i_y - \frac{M}{4}\right) \sin(\phi)}{f_s} \quad (5.9)$$

Biorąc pod uwagę, że sondowanie nie odbywa się w sposób ciągły, lecz dla określonych wartości kąta obrotu platformy ϕ_n (typowo co 1° i wówczas $\phi_n = n^\circ$, przy czym $n \in \{1 \dots 360\}$), równanie (5.9) można zapisać jako:

$$\tau_i[n] \simeq -2 \cdot \frac{\left(i_x - \frac{M}{4}\right) \cos(\phi_n) - \left(i_y - \frac{M}{4}\right) \sin(\phi_n)}{f_s} \quad (5.10)$$

Wartość opóźnienia $\tau_i(\phi)$ można – dla każdej z indeksowanych zmienną n wartości kąta obrotu ϕ_n – wyrazić za pomocą liczby próbek $\Delta m_i[n]$ oznaczającej przesunięcie względem chwili odniesienia:

$$\Delta m_i[n] = \tau_i \cdot f_s \simeq -2 \cdot \left[\left(i_x - \frac{M}{4}\right) \cos(\phi_n) - \left(i_y - \frac{M}{4}\right) \sin(\phi_n) \right] \quad (5.11)$$

Jasność punktu obrazu odpowiadającego rzeczywistemu punktowi P_i na platformie obrotowej jest wyznaczana jako suma wartości próbek spełniających równanie (5.11).

5.3.3 Model dokładny

Model dwuantenowego układu pomiarowego zilustrowany na rys. 4.4 odpowiada dokładnie zaproponowanemu w niniejszym rozdziale jednokanałowemu systemowi obrazującemu.

Dla każdego punktu obrazu $\mathbf{I}[i_y, i_x]$ można obliczyć przewidywane opóźnienie τ_i względem chwili odniesienia. Wymaga to znajomości fizycznych współrzędnych anteny nadawczej i anteny odbiorczej oraz wyznaczenia fizycznych współrzędnych (x_i, y_i) odpowiadających punktowi $\mathbf{I}[i_y, i_x]$ obrazu w przestrzeni. Następnie wyznacza się różnicę pomiędzy drogą odniesienia a drogą, jaką musi pokonać sygnał nadawany przez antenę nadawczą, odbity od obiektu znajdującego się w tym punkcie i odebrany przez antenę odbiorczą. Do tego celu stosuje się równanie (4.21):

$$\begin{aligned} \Delta D_i = & \frac{c}{f_s} \cdot \sqrt{\left(x_t \frac{f_s}{c} - \Delta_x\right)^2 + \left(y_t \frac{f_s}{c} - \Delta_y\right)^2} + \\ & + \frac{c}{f_s} \cdot \sqrt{\left(x_r \frac{f_s}{c} - \Delta_x\right)^2 + \left(y_r \frac{f_s}{c} - \Delta_y\right)^2} + \\ & - \sqrt{x_t^2 + y_t^2} - \sqrt{x_r^2 + y_r^2} \end{aligned} \quad (5.12)$$

gdzie:

- $\Delta_x = \left[\left(i_x - \frac{M}{4}\right) \cos \phi_n - \left(i_y - \frac{M}{4}\right) \sin \phi_n \right]$
- $\Delta_y = \left[\left(i_x - \frac{M}{4}\right) \sin \phi_n + \left(i_y - \frac{M}{4}\right) \cos \phi_n \right]$.

Dzieląc wynik równania (5.12) przez prędkość światła uzyskuje się N -elementowy wektor $\tau_i[n]$ opóźnień odpowiadający danemu punktowi obrazu:

$$\begin{aligned} \tau_i[n] = & \frac{1}{f_s} \cdot \sqrt{\left(x_t \frac{f_s}{c} - \Delta_x\right)^2 + \left(y_t \frac{f_s}{c} - \Delta_y\right)^2} + \\ & + \frac{1}{f_s} \cdot \sqrt{\left(x_r \frac{f_s}{c} - \Delta_x\right)^2 + \left(y_r \frac{f_s}{c} - \Delta_y\right)^2} + \\ & - \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{x_t^2 + y_t^2} - \sqrt{x_r^2 + y_r^2} \right) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Mnożenie przez efektywną częstotliwość próbkowania pozwala wyrazić to opóźnienie w jednostkach o wymiarze odstępów czasowych pomiędzy próbkami w kolumnach macierzy

danych pomiarowych, czyli długości efektywnego okresu próbkowania $1[T_s] = \frac{1}{f_s}$:

$$\begin{aligned} \Delta m_i[n] = & \left[\sqrt{\left(x_t \frac{f_s}{c} - \Delta_x\right)^2 + \left(y_t \frac{f_s}{c} - \Delta_y\right)^2} + \right. \\ & + \sqrt{\left(x_r \frac{f_s}{c} - \Delta_x\right)^2 + \left(y_r \frac{f_s}{c} - \Delta_y\right)^2} + \\ & \left. - \frac{f_s}{c} \sqrt{x_t^2 + y_t^2} - \sqrt{x_r^2 + y_r^2} \right] \end{aligned} \quad (5.14)$$

5.4 Badania eksperymentalne

Pomiary w systemie obrazującym poprzedzono prostymi symulacjami komputerowymi w celu zweryfikowania poprawności przyjętej koncepcji oraz identyfikacji i usunięcia błędów w implementacji algorytmów obrazujących. Wyniki symulacji (oraz wyniki pierwszych eksperymentów) zostały przedstawione w [21].

Warianty algorytmu odtwarzania obrazu na bazie modeli matematycznych przedstawionych w rozdziale 4 zostały zaimplementowane w języku C, tworząc bibliotekę dla środowiska obliczeniowego Matlab. Kod źródłowy algorytmu realizującego model dokładny został umieszczony w załączniku B.

5.4.1 Detekowalne obiekty

Dane literaturowe na temat systemów obrazujących podobnego typu oraz przewidywania teoretyczne wskazywały, że omawiany system umożliwi odtwarzanie konturów obiektów przez detekcję odbić na granicach ośrodków. Tym samym zakres obiektów mogących podlegać obrazowaniu obejmuje obiekty metalowe oraz dielektryczne o impedancji falowej różniącej się od impedancji falowej otaczającego ośrodka.

Znalazło to potwierdzenie w licznych przeprowadzonych eksperymentach. Dwa z nich zostały przedstawione w niniejszym podrozdziale.

5.4.1.1 Obiekt metalowy

Na rysunku 5.7 pokazano metalowe pudełko o wymiarach $34.5 \text{ cm} \times 16.5 \text{ cm} \times 8 \text{ cm}$, wyposażone w metalowy kołnierz o szerokości 1.5 cm . Zostało ono poddane pomiarowi w systemie, w którym antenę odbiorczą stanowiły kolejno: antena typu otwarty koniec falowodu i planarna antena typu Vivaldi. Obie anteny były spolaryzowane pionowo

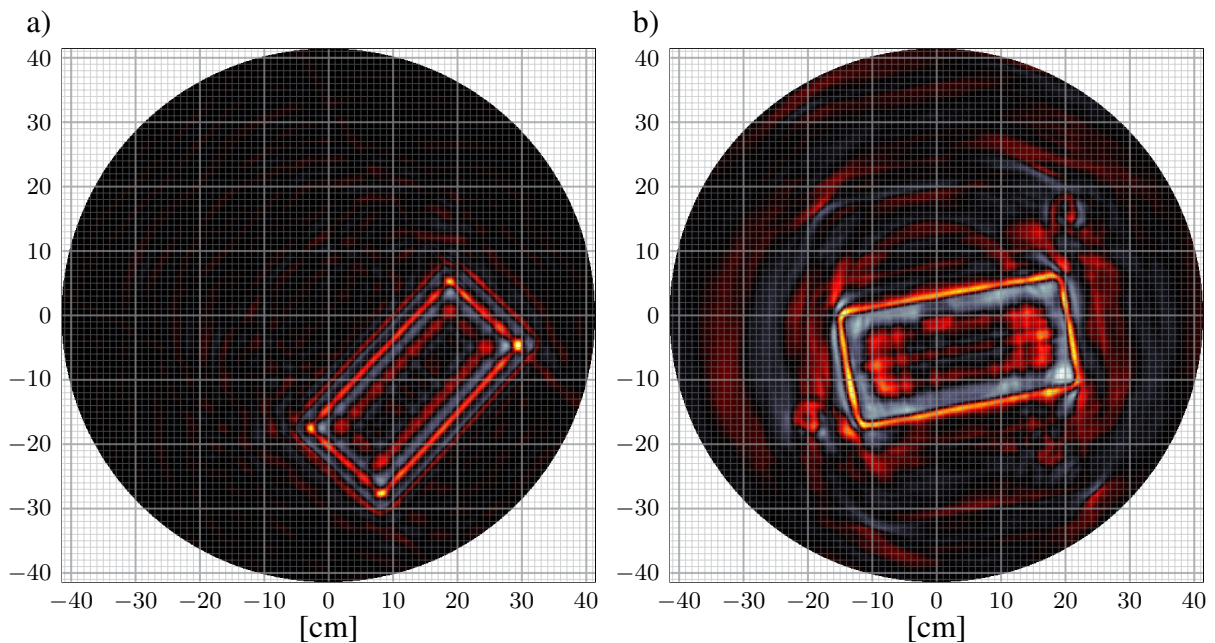
(prostopadle do płaszczyzny obrotu). Wyniki działania algorytmu odtwarzania obrazu pracującego na danych uzyskanych z tych dwóch anten zestawiono na rys. 5.8.



Rys. 5.7 Fotografia pudełka na platformie obrotowej

Na rysunku 5.8 a) widać, że na obrazach uzyskanych w systemie z anteną typu otwarty koniec falowodu granice obiektów uległy zwielokrotnieniu². Podobne zjawisko, jednak

²Paleta barw na omawianych obrazach została dobrana tak, by zjawisko zwielokrotnienia granic było bardziej widoczne.



Rys. 5.8 Odtworzony obraz metalowego pudełka: a) w systemie z anteną odbiorczą typu otwarty koniec falowodu, b) w systemie z planarną anteną odbiorczą typu Vivaldi

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU

w znacznie mniejszym stopniu, jest widoczne na obrazie uzyskanym za pomocą planarnej anteny typu Vivaldi – rys. 5.8 b). O różnicy pomiędzy tymi dwoma odwzorowaniami przesądza kształt odpowiedzi impulsowych anten. W odpowiedzi impulsowej otwartego końca falowodu pojawiają się trzy wyraźne ekstrema, natomiast w odpowiedzi impulsowej anteny Vivaldi tylko dwa, które znajdują się bardzo blisko siebie (patrz rozdział 3.5.1, rys. 3.10 a i b). W trakcie odbioru, splot odpowiedzi impulsowych anten odbiorczych z rejestrowanymi sygnałami odbitymi od obiektów poddawanych pomiarowi powoduje, że w kolumnach macierzy surowych danych pomiarowych są powielane odpowiedzi impulsowe zastosowanych anten. W związku z tym hodograpy poszczególnych punktów odbijających nie są cienkimi liniami (jak w przypadku symulacji – rys. 5.3 a), lecz stanowią dwuwymiarowe figury geometryczne. Jasność punktów wewnątrz tych figur jest dla każdego kąta obserwacji ϕ proporcjonalna do amplitudy splotu nadawanego sygnału z odpowiedziami impulsowymi anten i układu pomiarowego. W rezultacie reprezentacja graficzna macierzy surowych danych pomiarowych wygląda tak, jakby każdy punkt odbijający miał kilka (zależnie od liczby ekstremów) przesuniętych kopii. W konsekwencji, algorytm odtwarzania obrazu działający na takich danych również powielił kształt zbliżony do przebiegu odpowiedzi impulsowej anteny odbiorczej, co widoczne jest szczególnie w konturach obiektów³.

Omówiony efekt występował dla wszystkich metalowych OPP zbadanych w systemie. Można go również zaobserwować na obrazach metalowych obiektów, które posłużyły do demonstracji możliwości penetracyjnych systemu w podrozdziale 5.4.2 oraz zbadania zdolności rozdzielczej systemu i znaczenia polaryzacji fali w podrozdziale 5.4.3.

5.4.1.2 Obiekty dielektryczne

Możliwość obrazowania obiektów dielektrycznych została zbadana na przykładzie plastikowej butelki wypełnionej wodą. Została ona umieszczona poziomo na platformie obrotowej i unieruchomiona dwiema drewnianymi listwami (rys. 5.9).

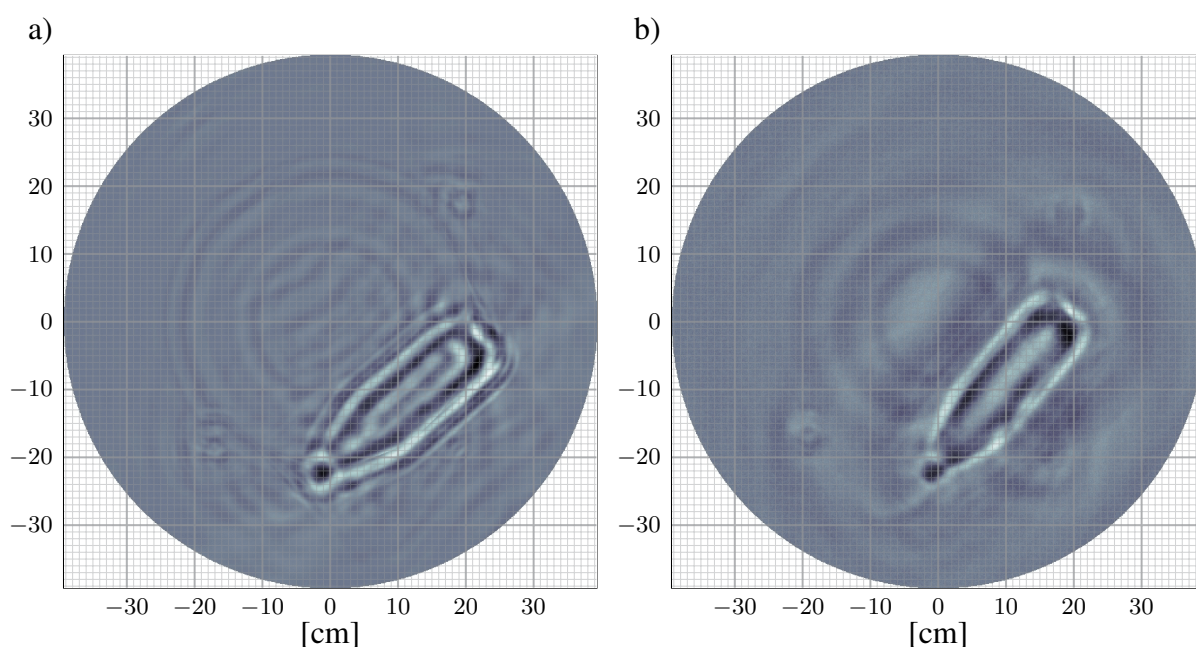
Dodatkowy pomiar platformy obrotowej z przymocowanymi listwami umożliwił uzyskanie obrazu samej butelki z wodą, stanowiącej OPP (tłumienie echa układu pomiarowego – podrozdział 5.2), bez drewnianych elementów podtrzymujących.

Butelka z wodą została wykryta zarówno w systemie z anteną typu otwarty koniec falowodu, jak i w systemie z anteną Vivaldi. W obu przypadkach anteny były spolaryzowane

³De facto o zmianach jasności w poprzek konturu obiektu decyduje splot odpowiedzi impulsowych: anteny nadawczej, anteny odbiorczej oraz odpowiedzi impulsowej samego obiektu. Ponieważ jednak zastosowano antenę nadawczą o bardzo krótkiej odpowiedzi impulsowej a odpowiedzi impulsowe obiektów zwykle są również krótkie, decydujący okazał się przebieg odpowiedzi impulsowej anteny odbiorczej.

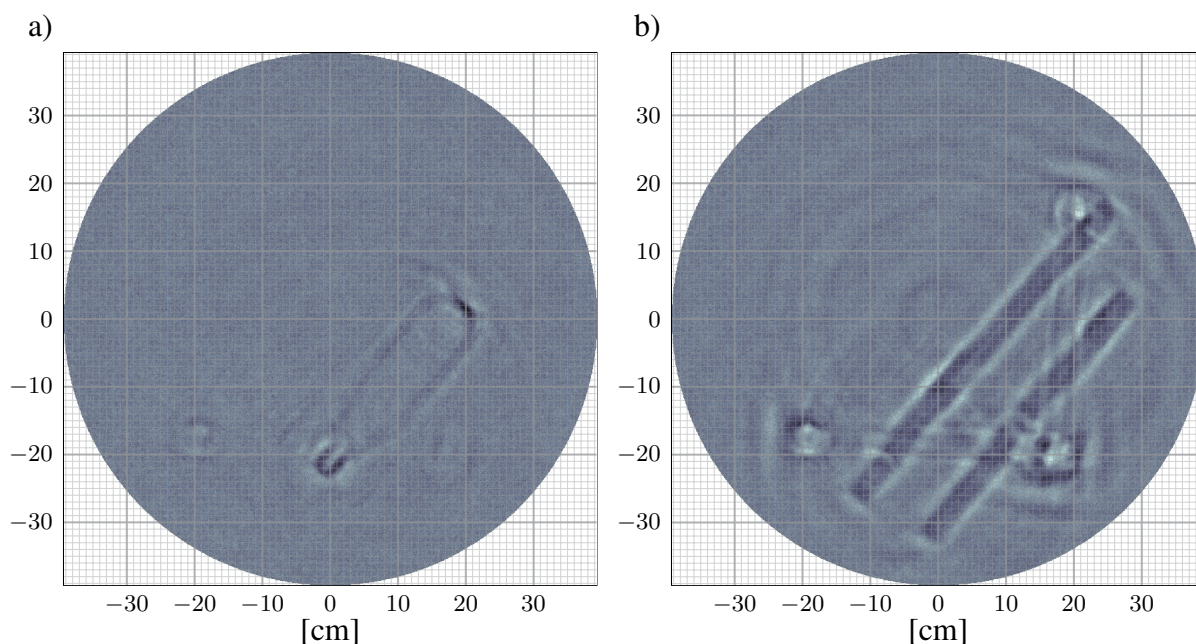


Rys. 5.9 Butelka napełniona wodą na platformie obrotowej



Rys. 5.10 Odtworzony obraz butelki napełnionej wodą: a) w systemie z anteną odbiorczą typu otwarty koniec falowodu, b) w systemie z planarną anteną odbiorczą typu Vivaldi

pionowo (prostopadle do płaszczyzny obrotu). Uzyskane obrazy zostały przedstawione na rys. 5.10. Na obrazie odtworzonym na podstawie danych uzyskanych przy pomocy anteny typu otwarty koniec falowodu – również w tym przypadku – widać charakterystyczne zwielokrotnienie granic obiektu, wynikające z kształtu odpowiedzi impulsowej anteny. Trzeba zaznaczyć, że woda ma wysoką przenikalność elektryczną, w związku z czym stanowi dielektryk łatwy do wykrycia omawianą metodą. W związku z tym, pozytywnej interpretacji wyników pokazanych na rys. 5.10 nie należy pochopnie uogólniać na inne materiały



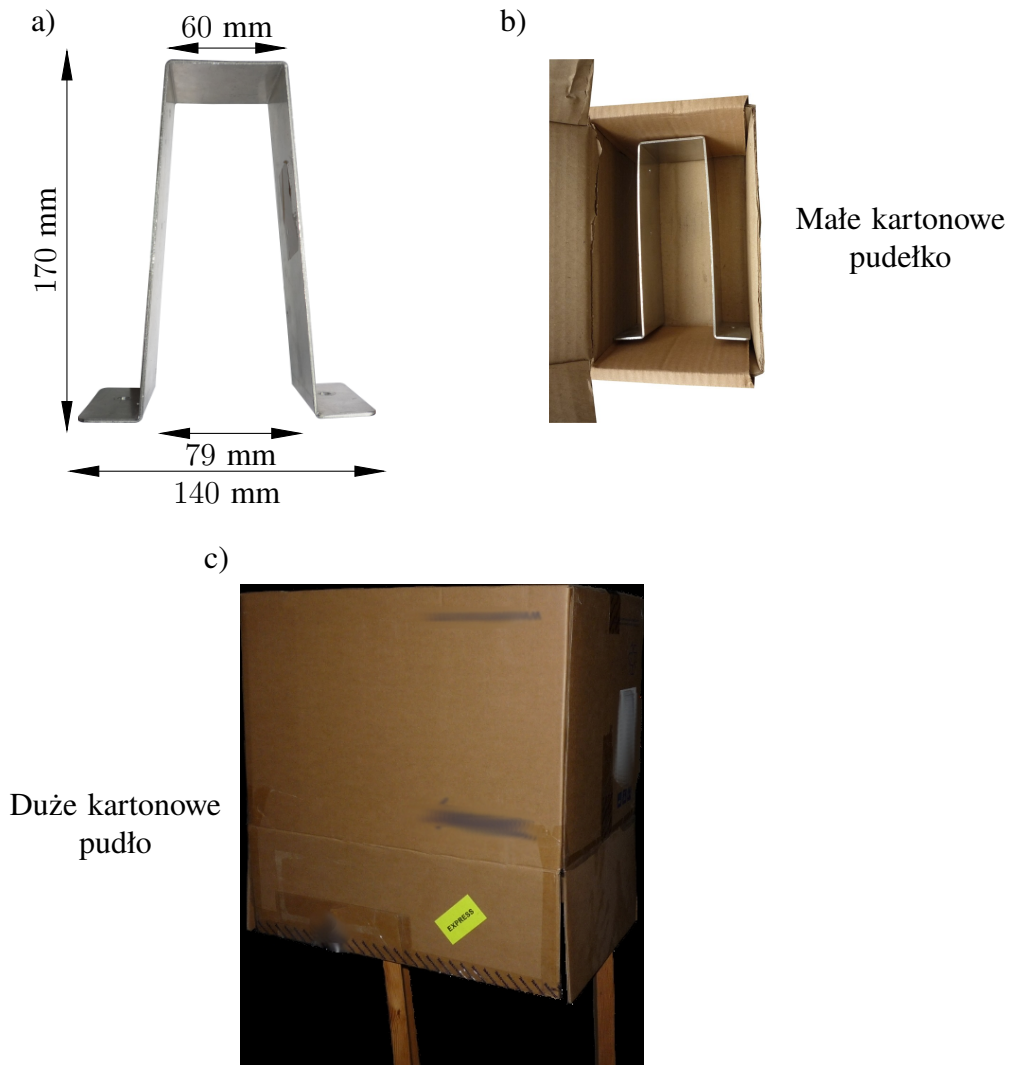
Rys. 5.11 Odtworzony obraz: a) pustej butelki plastikowej, b) drewnianych elementów mocujących

dielektryczne. Z tego względu przeprowadzony został dodatkowy eksperyment – pomiarowi poddano pustą butelkę oraz listewki, które podtrzymywały butelkę z wodą (rys. 5.9). Pomiaru zostały wykonane w systemie, w którym jako antena odbiorcza posłużyła planarna antena typu Vivaldi. Na rysunku 5.11 widać, że butelka z cienkiego plastiku⁴ jest ledwie widoczna. Obiekt ten można traktować jako granicę możliwości detekcyjnych systemu. Drewniane, lite elementy podtrzymujące (rys. 5.11 b) zostały bardzo dobrze i czytelnie odtworzone.

5.4.2 Możliwości penetracyjne systemu

Istotą wykorzystywania mikrofalowych systemów obrazujących jest możliwość odtwarzania obrazów obiektów zasłoniętych dla światła widzialnego. Możliwość penetrowania opakowań jest zatem istotną cechą systemu obrazującego. Dla określenia możliwości penetrujących omawianego rozwiązania przeprowadzono serię eksperymentów z metalowym kształtownikiem przedstawionym na rys. 5.12 a). W całej serii stosowano pionową polaryzację fali.

⁴Na butelce nie znaleziono informacji dotyczących materiału, z którego została wykonana, tym niemniej najbardziej powszechnym materiałem stosowanym w produkcji plastikowych butelek jest politereftalan etylenu (PET) o przenikalności elektrycznej [32] $\epsilon_r \simeq 5.2$ i $\text{tg } \delta \simeq 3 \cdot 10^{-2}$ @1 MHz.



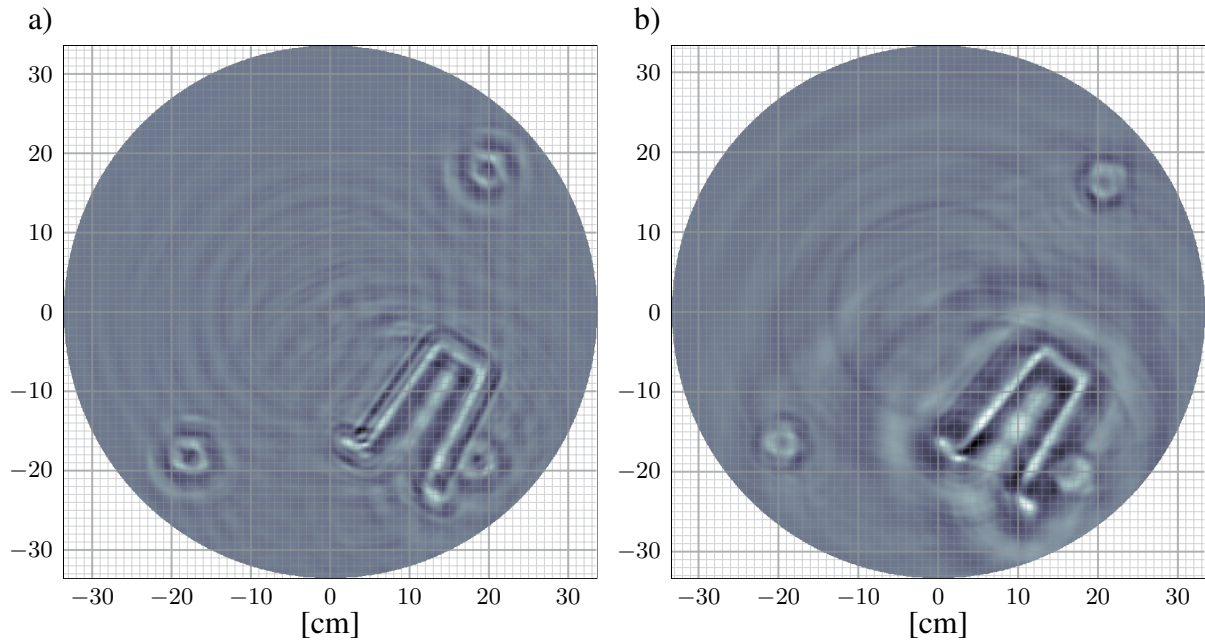
Rys. 5.12 *Kształtownik poddawany pomiarowi: a) odkryty, b) zamknięty w małym kartonowym pudełku, c) zamknięty w dużym kartonowym pudle i małym kartonowym pudełku*

Odtworzony obraz kształtownika został ukazany na rys. 5.13. Obie stosowane anteny odbiorcze pozwoliły uzyskać czytelny i rozpoznawalny kontur OPP.

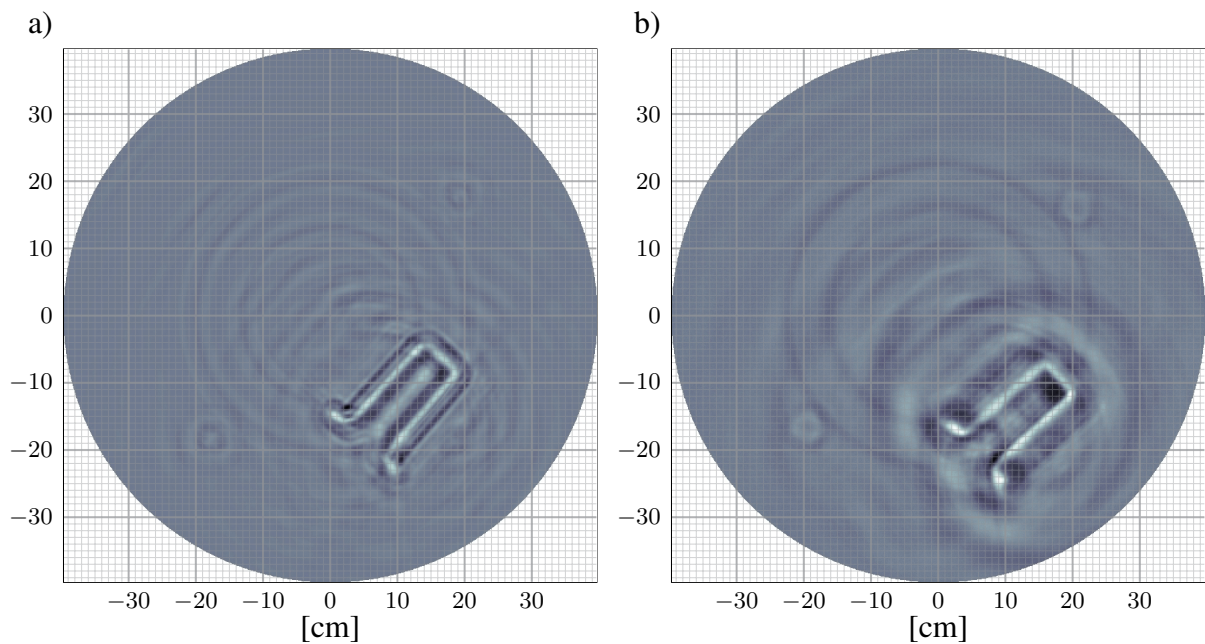
Następnie kształtownik został umieszczony w kartonowym pudełku (rys. 5.12 b). Puste przestrzenie w pudełku wypełnione zostały folią (bez dodatku metalu).

Pomiar tak przygotowanego obiektu pozwolił uzyskać obrazy (rys. 5.14), na których widać wyraźnie zarys OPP, niezależnie od tego która antena została zastosowana. Nie są natomiast rozpoznawalne ani pudełko ani wypełniająca je folia. Nie jest to wynik przetwarzania wstępnego, ale skutek faktu, że sygnał odbity od metalu jest znacznie silniejszy od sygnału odbitego od tektury o zbliżonej powierzchni. Wynika stąd ograniczenie

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU



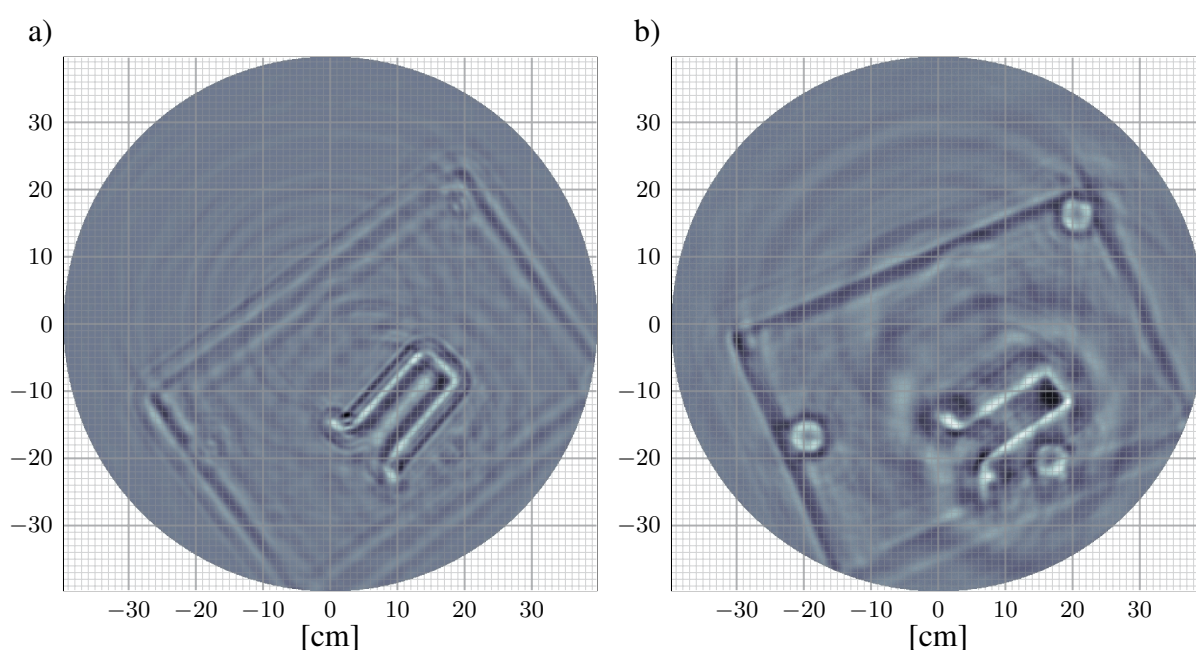
Rys. 5.13 Odtworzony obraz kształtownika (rys. 5.12 a) uzyskany w systemie: a) z anteną typu otwarty koniec falowodu, b) uzyskany w systemie z planarną anteną typu Vivaldi



Rys. 5.14 Odtworzony obraz kształtownika ukrytego w pudełku (rys. 5.12 b) uzyskany w systemie: a) z anteną typu otwarty koniec falowodu, b) uzyskany w systemie z planarną anteną typu Vivaldi

możliwości wykrywania obiektów dielektrycznych w obecności silnie odbijających elementów metalowych.

Ostatecznie, OPP razem z platformą obrotową został osłonięty przez dodatkowy karton (rys. 5.12 c). Tym razem na wynikowych obrazach (rys. 5.15) znajduje się wyraźny kontur zewnętrznego pudła, wewnątrz którego nadal bardzo dokładnie widać OPP. Powierzchnia zewnętrznego kartonu jest na tyle duża, że w pewnym stopniu kompensuje parametry materiału zbliżone parametrów do powietrza, zapewniając tym samym skuteczną powierzchnię odbicia, wystarczającą do detekcji na tle silnych sygnałów odbitych metalowego kształtownika.

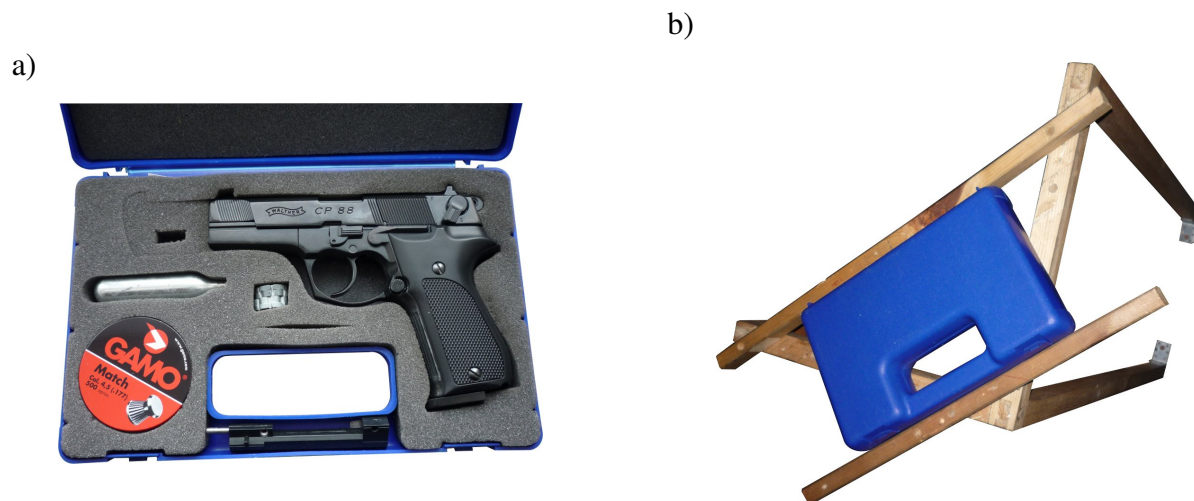


Rys. 5.15 Odtworzony obraz kształtownika ukrytego w pudełku na platformie pomiarowej okrytej kartonem (rys. 5.12 c) uzyskany w systemie: a) z anteną typu otwarty koniec falowodu, b) z planarną anteną typu Vivaldi

Na rysunku 5.15 b) można zaobserwować niewielki spadek kontrastu obrazu OPP uzyskanego za pomocą planarnej anteny Vivaldi w stosunku do wyniku zademonstrowanego na rys. 5.13 b). Jest to skutek tłumienia fal padających na obiekt i odbitych od niego przez dodatkowe warstwy kartonu.

Podsumowując eksperymenty z metalowym kształtownikiem można przyjąć, że wykazały one możliwości penetracyjne systemu w odniesieniu do niektórych, typowych opakowań. Przykładem praktycznego zastosowania tych możliwości jest obrazowanie obiektu przedstawionego na rys. 5.16.

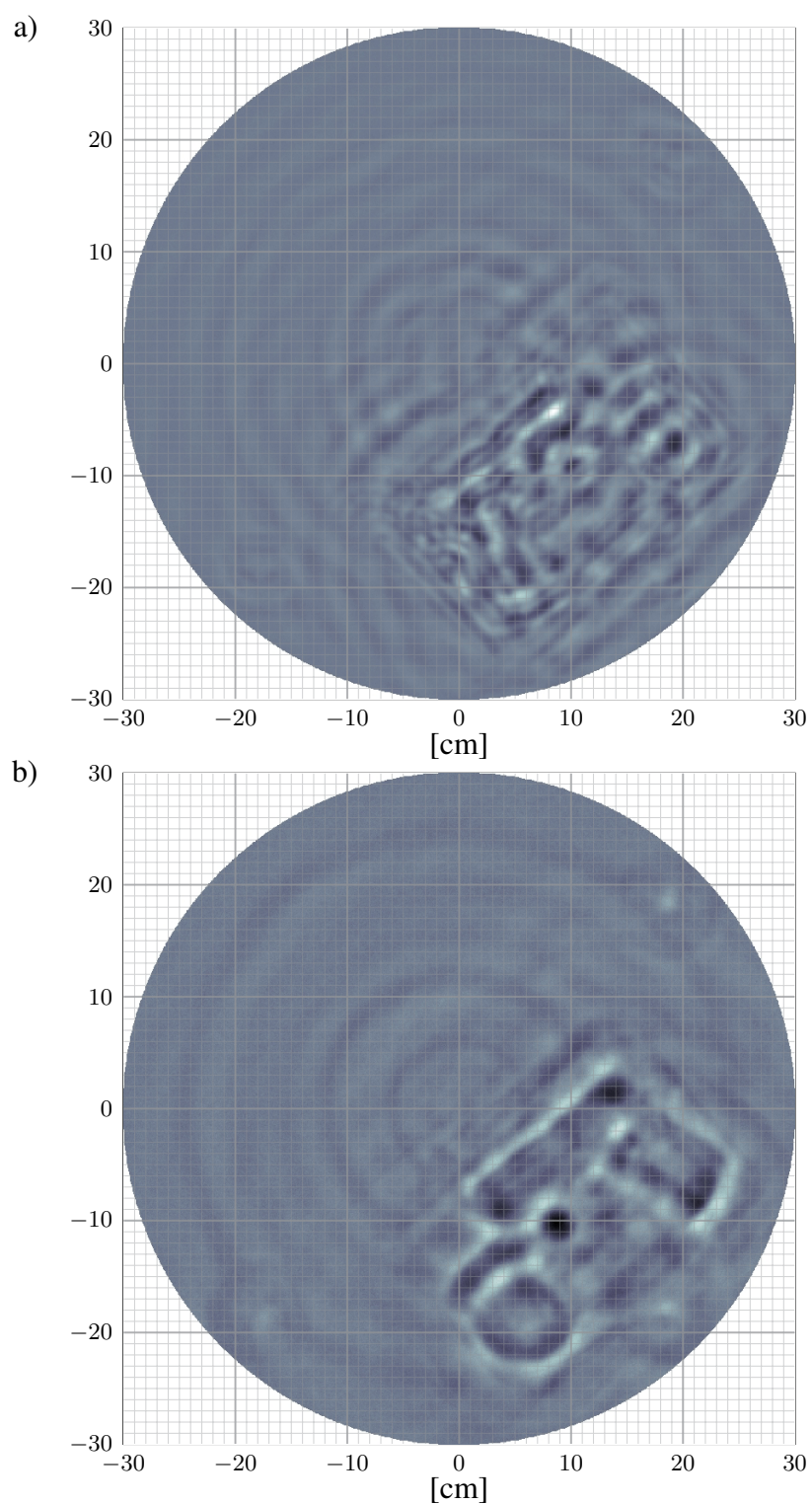
ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU



Rys. 5.16 Replika pistoletu Walther CP88: a) w teczce z akcesoriami, b) na platformie obrotowej

Pomiarowi poddana została zamknięta plastikowa walizka z repliką pistoletu Walther CP88. Walizka zawierała również metalową puszkę ze śrutem, nabój CO₂, zapasową lufę oraz dwa złożone razem bębny (magazynek). Tak duża liczba metalowych elementów w istotny sposób zakłóciła pracę systemu obrazującego z anteną typu otwarty koniec falowodu. Nakładające się echa sprawiają, że wynikowy obraz (rys. 5.17 a) jest całkowicie nieczytelny. W tym przypadku czas trwania i kształt odpowiedzi impulsowej okazał się decydujący dla działania systemu. Za pomocą planarnej anteny typu Vivaldi (o krótszej odpowiedzi impulsowej, rys. 3.10 w rozdziale 3) udało się odtworzyć obraz walizki przedstawiony na rys. 5.17 b). Umożliwia on identyfikację wszystkich wymienionych powyżej elementów składających się na zawartość walizki, oprócz zapasowej lufy, która znajdowała się w uchwycie.

Na uwagę zasługuje fakt, że najjaśniejszym elementem obrazu przedstawionego na rys. 5.17 b) jest obszar reprezentujący dwa złożone razem bębny (magazynek pistoletu). Jest to najmniejszy element z zawartości walizki, ma jednak dwie prostopadłe do płaszczyzny obrotu, płaskie powierzchnie sprzyjające kierunkowemu odbijaniu padających fal. W związku z tym jest łatwiejszy do wykrycia niż (o wiele większa) puszkę ze śrutem, która również jest wykonana z metalu i ma zbliżony kształt, lecz jest tak ustawiona, że jej płaska powierzchnia jest równoległa (w przybliżeniu) do płaszczyzny obrotu i kierunku padania fal nadawanych przez system. Zapasowa lufa pistoletu (niewidoczna na odtworzonym obrazie) również jest ustawiona równoległe do płaszczyzny obrotu, a zarazem prostopadłe do kierunku



Rys. 5.17 Obraz teczki zawierającej replikę pistoletu walter CP88 (rys. 5.16) uzyskany w systemie: a) z anteną typu otwarty koniec falowodu, b) z planarną anteną typu Vivaldi

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU

poła elektrycznego fal nadawanych przez system (w omawianym przykładzie zastosowano polaryzację pionową).

Takie ustawienie lufy, w połączeniu z obecnością obiektów silnie odbijających sprawia, że jest bardzo trudna do wykrycia mimo znacznego rozmiaru. Zjawisko to znalazło odzwierciedlenie również w wynikach innych eksperymentów, nieomawianych szczegółowo w niniejszej pracy i należy je zaliczyć do wad omawianego systemu obrazującego.

Kolejne eksperymenty (nie zostaną szczegółowo omówione i zilustrowane, ze względu na ograniczoną objętość pracy) wykazały, że system nie umożliwił detekcji obiektów zamkniętych w metalowych opakowaniach. Do ukrycia obiektu wystarczyłoby zawinąć go w metalową folię.

Nie powiódł się eksperyment, w którym podjęto próbę detekcji metalowego obiektu zanurzonego w butelce z wodą. Jego niewielki – w porównaniu z powierzchnią cieczy – rozmiar nie zapewnił odbicia dostatecznie silnego, by umożliwić detekcję. Na odtworzonym obrazie wewnątrz konturu butelki wypełniały echa (tak jak na rys. 5.10 b) znacznie silniejsze od sygnału odbitego od obiektu.

5.4.3 Badania rozdzielczości systemu

Początkowym zamierzeniem autora było przyjęcie definicji zdolności rozdzielczej jako *minimalnej odległości pomiędzy dwoma obrazowanymi obiektami, przy której są one rozróżnialne na obrazie stanowiącym wynik działania systemu*. Przy takim założeniu, teoretycznym ograniczeniem zdolności rozdzielczej [69, 77] jest połowa iloczynu czasu trwania impulsu $\Delta\tau$ (zdefiniowanego na poziomie -3 dB⁵) przez prędkość światła c :

$$\Delta r = \frac{\Delta\tau \cdot c}{2} \quad (5.15)$$

Jest to wartość bardzo trudna do osiągnięcia ze względu na fakt, że w trakcie transmisji przez antenę nadawczą i antenę odbiorczą impuls pomiarowy ulega wydłużeniu wynikającemu ze splotu z ich odpowiedziami impulsowymi (patrz rozdział 3).

Empiryczne wyznaczenie tak rozumianej zdolności rozdzielczej systemu wymaga przeprowadzenia pewnej liczby eksperymentów z obiektami rozmieszczonymi w różnych odległościach, na podstawie których eksperymentator dokonuje wyboru najmniejszej odległości umożliwiającej rozróżnienie dwóch obiektów.

⁵Definicja szerokości na poziomie -3 dB jest dość powszechnie stosowana w radiolokacji. W szczególności rozdzielczość radaru w azymucie oceniana jest dla szerokości wiązki anteny na poziomie -3 dB [112].

Obiektami zastosowanymi do oceny zdolności rozdzielczej systemu były metalowe wiertła. Kryterium wyboru była natychmiastowa dostępność dużej liczby elementów o zbliżonych wymiarach, co umożliwiło testowanie kilku odległości w jednym eksperymencie. Znaną z literatury alternatywą [79] dla takiego podejścia jest obrazowanie metalowego obiektu z rozmieszczonymi w różnych odstępach otworami. Umożliwia ono łatwiejsze zestawienie OPP i bardziej precyzyjne określenie minimalnej odległości. Zdaniem autora takie podejście jest sprzeczne z literą zacytowanej na wstępie definicji, bowiem to, czy otwór jest *obiektem*, jest kwestią dyskusyjną.

Seria eksperymentów wykazała, że artefakty i zniekształcenia na obrazie powodują, że możliwość rozróżnienia obiektów na obrazie zależy od doświadczenia obserwatora i liczby par obiekt-odwzorowanie, z którymi się zapoznał. Tym samym jest to pojęcie nieprecyzyjne i przytoczone poniżej wartości należy traktować szacunkowo.

W pierwszej serii eksperymentów przeprowadzonych z pewną liczbą wiertel ustawionych pionowo na platformie obrotowej i rozmieszczonych w różnych odstępach, określono zdolność rozdzielczą systemu na około 3 cm niezależnie od tego, którą antenę odbiorczą zastosowano. Był to wynik zaskakujący w świetle różnic w jakości odwzorowania, widocznych na przedstawionych w niniejszym rozdziale obrazach (szczególnie na rys. 5.17) i budził on wątpliwości odnośnie słuszności przyjętej metody pomiaru zdolności rozdzielczej.

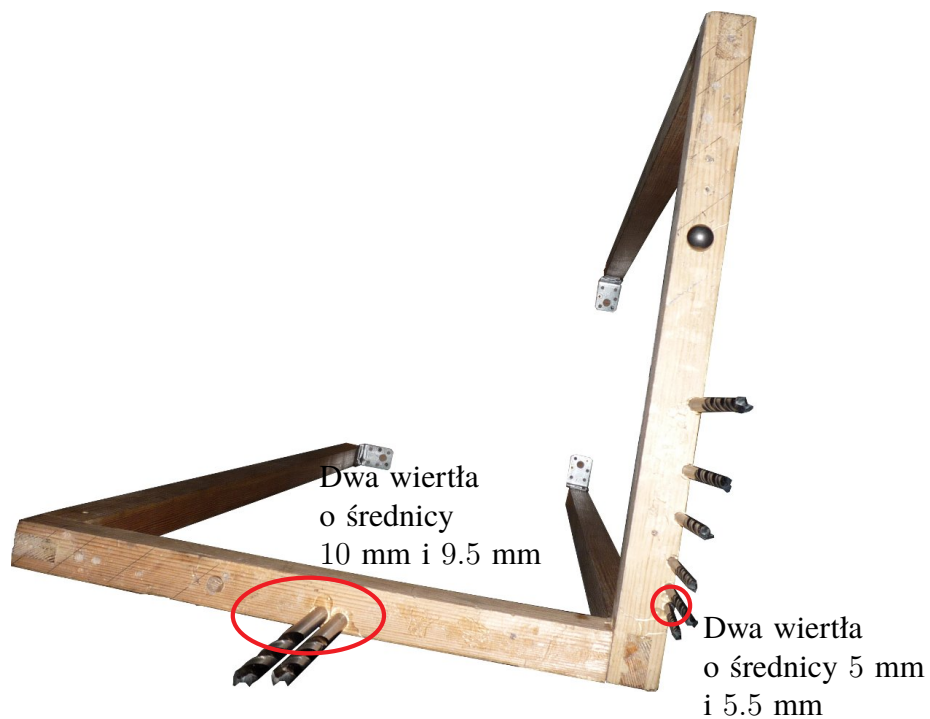
Przyczyną fiaska tej metody jest fakt, że odbicie od każdego obiektu można modelować przez jego odpowiedź impulsową. Jej czas trwania okazuje się nie być zaniedbywalny i stanowi istotny czynnik dla możliwości rozróżnienia sąsiadujących obiektów. Zastosowane wiertła miały pięć do ośmiu centymetrów długości, co odpowiada połowie długości fali dla częstotliwości w dolnej części widma impulsu pomiarowego. Pobudzenie pionowego wiertła polem elektrycznym skierowanym pionowo może wywołać rezonans struktury, który skutkuje znacznym wydłużeniem sygnału odbitego.

Dla potrzeb zweryfikowania przedstawionego powyżej rozumowania przeprowadzono dodatkowy pomiar obiektu złożonego z wiertel oraz metalowej kulki o średnicy 10 mm stosowanej jako znacznik, w układzie z pomiarowym z polaryzacją poziomą (pole elektryczne równoległe do płaszczyzny obrotu). Jako antenę odbiorczą zastosowano antenę Vivaldi. Obiekt oraz odtworzony obraz są przedstawione na rys. 5.18.

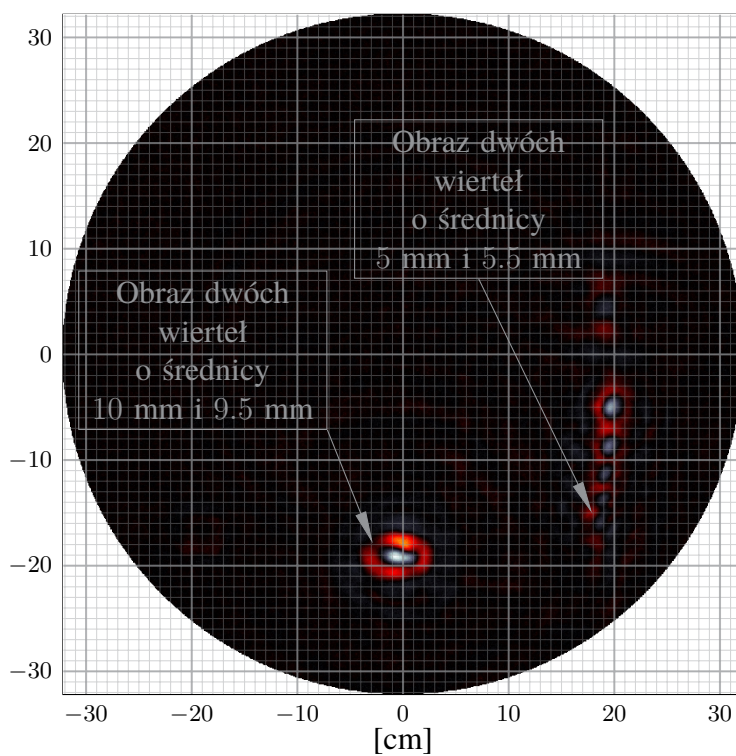
Z rysunku 5.18 wynika, że system nie umożliwił rozróżnienia dwóch wiertel o średnicy 9.5 mm i 10 mm, kiedy światło przerwy pomiędzy nimi było mniejsze niż 5 mm (zaznaczono kolorem czerwonym). W takiej sytuacji nie są również rozpoznawalne wiertła o średnicy 5 mm i 5.5 mm. Natomiast wiertło o średnicy 6 mm odsunięte od nich tak, by zostawić odstęp 10 mm,

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU

a)



b)



Rys. 5.18 Test zdolności rozdzielczej systemu: a) zdjęcie testowego OPP; b) odtworzony obraz

jest już rozpoznawalne. Można zatem przyjąć, że zdolność rozdzielcza na poziomie 10 mm stanowi kres możliwości systemu (dla omówionych anten i danego impulsu pomiarowego). Kolejne wiertła rozstawione w większych odstępach (kolejno 2 cm, 2 cm i 3 cm) są doskonale rozróżnialne.

Trzeba podkreślić, że zdolność rozdzielcza uzyskana w pomiarze obiektów tego samego typu (wiertła) zmieniła się trzykrotnie, w zależności od zastosowanej polaryzacji. Co więcej, w pomiarze z polaryzacją pionową uzyskano identyczne wyniki dla systemów o jakościowo różnych możliwościach odtwarzania obrazu. Dodatkowo, nieomawiane szczegółowo w niniejszej rozprawie eksperymenty wykazały, że dla czasu trwania odpowiedzi impulsowej obiektu istotne znaczenie ma nie tylko jego kształt, ale również materiał, z jakiego jest wykonany⁶. Nasuwa się zatem wniosek, że pojęcie zdolności rozdzielczej, w rozumieniu definicji przytoczonej na wstępie, ma sens w odniesieniu do omawianego systemu tylko wówczas, kiedy stosowane w jej ocenie obiekty będą standaryzowane.

5.5 Podsumowanie

Przedstawione powyżej wyniki wskazują, że za pomocą omówionego systemu obrazującego można uzyskiwać dwuwymiarowe odwzorowania obiektów metalowych i dielektrycznych. Z przeprowadzonych eksperymentów wynika, że za pomocą planarnych anten typu Vivaldi uzyskuje się znacznie lepsze odwzorowania obiektów, niż za pomocą anten typu otwarty koniec falowodu. Biorąc pod uwagę wyniki pomiarów odpowiedzi impulsowych (zamieszczone w rozdziale 3), można przyjąć, że przeprowadzone eksperymenty potwierdzają pierwszą tezę pracy – czas trwania i kształt odpowiedzi impulsowej anteny mają istotne znaczenie dla jakości odwzorowania.

Zgodnie z przewidywaniami, system umożliwia odtwarzanie obrazów obiektów ukrytych w typowych opakowaniach z kartonu czy folii. Podobnie jak wszystkie mikrofalowe systemy obrazujące (w tym radary) jest jednak wrażliwy na ekranowanie i zakłócenia wprowadzane przez obiekty metalowe. Efekt zakłóceń jest nadspodziewanie duży w obecności podłużnych obiektów metalowych zorientowanych zgodnie z kierunkiem padającego pola elektrycznego.

⁶W systemie z polaryzacją pionową całkowicie poprawnie zostały odtworzone poziome drewniane elementy mocujące. Gdyby znaczenie miał tylko kształt to należałoby oczekiwać zwielokrotnienia ech i wyraźnych zakłóceń na obrazie.

ROZDZIAŁ 5. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZASU

Przyczyną tego zjawiska jest fakt, że czas trwania sygnału odbitego od takiego obiektu ulega wydłużeniu wskutek splotu z odpowiedzią impulsową⁷ tego obiektu.

System okazał się również nadspodziewanie wrażliwy na ekranowanie materiałem o wysokiej przenikalności elektrycznej, co zostało stwierdzone przy próbie detekcji niewielkiego metalowego obiektu ukrytego w butelce z wodą.

Jeżeli zastosuje się polaryzację prostopadłą do płaszczyzny obrotu, to dla płaskich i wydłużonych OPP można znaleźć takie położenie, że są niemal niewidoczne.

Do wad systemu należy zaliczyć również stosunkowo długi czas akwizycji surowych danych pomiarowych⁸.

Pomimo wskazanych niedogodności związanych ze stosowaniem systemu uzyskane wyniki są na tyle obiecujące, że można pokusić się o stwierdzenie, że mógłby on pełnić funkcje pomocnicze w systemach kontroli bezpieczeństwa. Szczególnie interesująca jest możliwość wykrywania obiektów dielektrycznych (nawet o bardzo cienkich ściankach). System w zaproponowanym kształcie trudno byłoby zastosować w diagnostyce medycznej, niemniej można wykorzystać tę samą zasadę działania w konfiguracji, w której obiekt jest nieruchomy, a sondowanie jest realizowane za pomocą ruchomej anteny.

Znaczny czas akwizycji surowych danych pomiarowych można skrócić budując układ zintegrowany i stosując interfejs umożliwiający szybszą transmisję danych do jednostki obliczeniowej⁹. W takiej sytuacji prawdopodobnie byłaby możliwa rezygnacja z pracy krokowej platformy obrotowej, co pozwoliłoby na dodatkową oszczędność czasu związaną z jej przyspieszaniem, hamowaniem i dodatkowym postojem (0.5 s) na wygaśnięcie drgań mechanicznych. Ponadto, ze względu na fakt, że czas akwizycji danych jest wprost proporcjonalny do liczby sondowań, można go skrócić redukując tę liczbę. W rozdziale 7 zaproponowano koncepcję rozbudowania systemu i ograniczenia liczby sondowań przy zachowaniu możliwości rozpoznawania obiektów.

⁷W podsumowaniu pracy zaproponowano modyfikację systemu zmniejszającą jego wrażliwość na to zjawisko.

⁸Dla przedstawionych tutaj obiektów było to 36 minut.

⁹Tego typu rozwiązania znane są w technice radarowej [71]

Rozdział 6

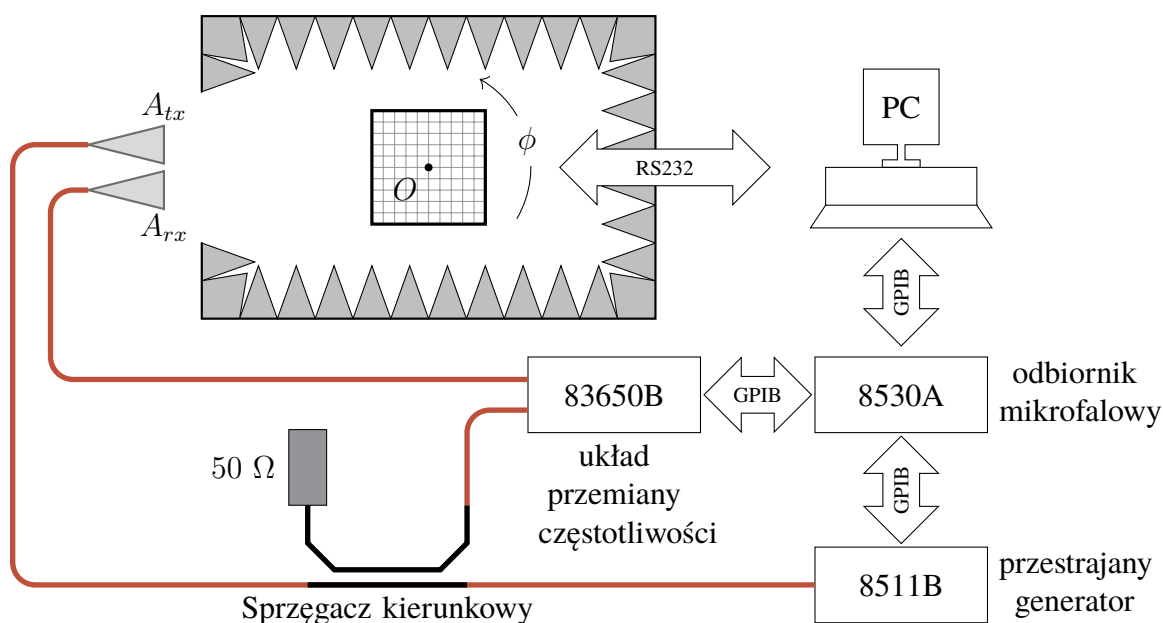
Jednokanałowy ultraszerokopasmowy system obrazujący z przetwarzaniem w dziedzinie częstotliwości

6.1 Układ pomiarowy

Układ pomiarowy (rys. 6.1) jednokanałowego systemu obrazującego pracujący w dziedzinie częstotliwości został zestawiony w sposób analogiczny do układu przedstawionego na rys. 5.1. Konwerter próbkujący i generator impulsów zostały zastąpione przez zestaw składający się z generatora, odbiornika mikrofalowego i układu przemiany częstotliwości, który po połączeniu kablami w.cz. i sprzęgaczami zapewnia funkcjonalność wektorowego analizatora obwodów.

Kolumny macierzy surowych danych pomiarowych $\{\mathbf{S}[k, n]_{K \times N}\}$, stanowiącej bezpośredni wynik działania układu pomiarowego w dziedzinie częstotliwości, zawierają próbki transmitancji widocznej między zaciskami anteny nadawczej, a zaciskami anteny odbiorczej. Kolumna macierzy $\{\mathbf{S}_{K \times N}\}$ zawiera K próbek uzyskanych w równomiernie rozłożonych punktach częstotliwościowych z zakresu $\langle f_L, f_H \rangle$. Liczbę K próbek w kolumnie należy dobrać według kryterium przedstawionego w rozdziale 3.4, przy omawianiu pomiaru odpowiedzi impulsowej anteny w dziedzinie częstotliwości. Liczba N kolumn jest równa liczbie wykonanych sondowań. Każda kolumna odpowiada innemu sondowaniu i jest uzyskiwana w pomiarze przy określonym kącie obrotu platformy. Tym samym dane zapisane w kolumnach macierzy $\{\mathbf{S}_{K \times N}\}$ można przedstawić w dziedzinie czasu, za pomocą transformacji Fouriera

ROZDZIAŁ 6. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI



Rys. 6.1 Układ pomiarowy jednokanałowego systemu obrazującego pracującego w dziedzinie częstotliwości

oraz prostych przekształceń matematycznych, uzyskując wynik analogiczny¹ do macierzy surowych danych pomiarowych $s_{M \times N}$ omówionej w rozdziale 5.1. W związku z tym istnieje możliwość zastosowania transformacji odwrotnej i przeprowadzenia na jej wyniku wstępnego przetwarzania oraz algorytmu odtwarzania obrazu przedstawionego w rozdziale 5. Można jednak przeprowadzić analogiczne działania w dziedzinie częstotliwości.

6.2 Koncepcja odtwarzania obrazu

Algorytm odtwarzania obrazu, wykonywany w dziedzinie częstotliwości, wykorzystuje podstawową właściwość (twierdzenie o przesunięciu w dziedzinie czasu [119, 135]) transformaty Fouriera:

$$\mathcal{F}\{s(t - \tau)\} = \mathcal{F}\{s(t)\} \cdot e^{-j\omega\tau} \quad (6.1)$$

Analogiczne twierdzenie istnieje [135] również dla dyskretnej transformacji Fouriera:

$$DFT\{s[m - m_0]\} = \left\{ DFT\{s[m]\} \cdot e^{-j\frac{2\pi km_0}{K}} \right\}$$

gdzie K oznacza liczbę wszystkich próbek a k jest indeksem próbki w dziedzinie częstotliwości, natomiast M oznacza liczbę wszystkich próbek a m jest indeksem próbki

¹Zakłada się jednakową liczbę sondowań.

w dziedzinie czasu. W związku z tym analizę opóźnień sygnałów względem chwili odniesienia w dziedzinie częstotliwości można przeprowadzić analizując przesunięcia fazowe.

Dla danego punktu P_i w n -tym sondowaniu (kąt obrotu platformy $\phi = \phi_n$) można wyznaczyć opóźnienie $\tau_i[n]$ sygnału odbitego względem chwili odniesienia. Wystarczy do tego celu znajomość prędkości rozchodzenia się fal radiowych c , długości drogi odniesienia² oraz długości drogi przebywanej przez falę przenoszącą sygnał pomiarowy. Różnicę długości tej drogi względem drogi odniesienia oblicza się za pomocą równania (4.11), (4.15), (4.21) albo (4.24), w zależności od przyjętego modelu matematycznego.

$$\tau_i[n] = \frac{\Delta D_i[n]}{c} \quad (6.2)$$

Wyznaczenie opóźnień dla wszystkich sondowań daje N -elementowy wektor $\{\tau_i[n]\}$.

Przesunięcie fazy próbek transmitancji zapisanych w kolumnach macierzy $\{\mathbf{S}[k, n]_{K \times N}\}$ zależy od częstotliwości, więc każdemu z elementów wektora $\{\tau_i[n]\}$ odpowiada wektor przesunięć fazowych w dziedzinie częstotliwości. Tym samym, w dziedzinie częstotliwości, dla każdego punktu odtwarzanego obrazu powstaje macierz przesunięć fazowych $\{\Delta\psi_i[k, n]_{K \times N}\}$:

$$\Delta\psi_i[k, n] = 2\pi f[k] \cdot \frac{\Delta D_i[n]}{c} \quad (6.3)$$

Wykonanie działania opisanego równaniem (6.4) pozwala uzyskać macierz $\{\mathbf{S}_i[k, n]_{K \times N}\}$, w której przesunięcia fazowe wynikające z ruchu obrotowego platformy zostały skompensowane, dla punktu P_i :

$$\forall_{k \in \{0, \dots, K-1\}, n \in \{0, \dots, N-1\}} \mathbf{S}_i[k, n] = \mathbf{S}[k, n] \cdot e^{-j\Delta\psi_i[k, n]} \quad (6.4)$$

W macierzy stanowiącej wynik poddania odwrotnej transformacie Fouriera kolumn macierzy $\{\mathbf{S}_i[k, n]_{K, N}\}$ hodograf³ punktu P_i byłby linią prostą (w przykładzie przedstawionym poniżej, sytuację taką ilustruje rys. 6.3).

W dziedzinie częstotliwości związek surowych danych pomiarowych z wymiarami i rozdzielczością wynikowego obrazu jest mniej bezpośredni niż w dziedzinie czasu. W celu zapewnienia spójności z opisem w dziedzinie czasu przedstawionym w rozdziale 5 podjęto próbę wprowadzenia jednolitych oznaczeń. W związku z tym przyjęto, że macierz, w której są zapisywane punkty obrazu, ma wymiar $\frac{M}{4} \times \frac{M}{4}$. Przyjmuje się przy tym, że:

²Stanowi ona sumę długości promieni wodzących anteny nadawczej i odbiorczej, więc wynika wprost z geometrii układu pomiarowego.

³Pojęcie hodografu wprowadzono w rozdziale 5.

ROZDZIAŁ 6. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI

- Rejestracja próbek w paśmie częstotliwościowym, ograniczonym z góry przez f_H , odpowiada⁴ próbkowaniu sygnału w dziedzinie czasu z częstotliwością: $f_s = 2f_H$;
- Zdolność rozdzielcza Δr systemu jest ograniczona przez dwa czynniki:
 - $\Delta r \geq \frac{c}{2(f_H - f_L)}$;
 - czas trwania splotu odpowiedzi impulsowej anteny nadawczej i odbiorczej.
- Obraz badanego obszaru można analizować w komórkach $\Delta r \times \Delta r$, w związku z czym macierz, w której są zapisywane jego punkty, ma wymiar $\frac{2R}{\Delta r} \times \frac{2R}{\Delta r}$

Porównanie przyjętych założeń odnośnie wymiarów obrazu $\frac{M}{4} = \frac{2R}{\Delta r}$ pozwala wyznaczyć $M = \frac{8R}{\Delta r}$.

Znajomość M pozwala zastosować model matematyczny w analogiczny sposób jak w dziedzinie czasu. Podstawiając współrzędne punktu, wyznaczone za pomocą wzoru (5.7) do równania (4.21), opisującego model dokładny uzyskuje się:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_i[k, n] = & -2\pi \frac{f[k]}{f_s} \cdot \left[\sqrt{\left\{x_t \frac{f_s}{c} - \Delta_x\right\}^2 + \left\{y_t \frac{f_s}{c} - \Delta_y\right\}^2} + \right. \\ & + \sqrt{\left\{x_r \frac{f_s}{c} - \Delta_x\right\}^2 + \left\{y_r \frac{f_s}{c} - \Delta_y\right\}^2} + \\ & \left. - \sqrt{(x_t)^2 + (y_t)^2 + (z_t)^2} - \sqrt{(x_r)^2 + (y_r)^2 + (z_r)^2} \right] \end{aligned} \quad (6.5)$$

gdzie:

- $\Delta_x = \left[\left(i_x - \frac{M}{4}\right) \cos \phi_n - \left(i_y - \frac{M}{4}\right) \sin \phi_n \right]$
- $\Delta_y = \left[\left(i_x - \frac{M}{4}\right) \sin \phi_n + \left(i_y - \frac{M}{4}\right) \cos \phi_n \right]$.

W przypadku zastosowania modelu uproszczonego (4.15) uzyskuje się:

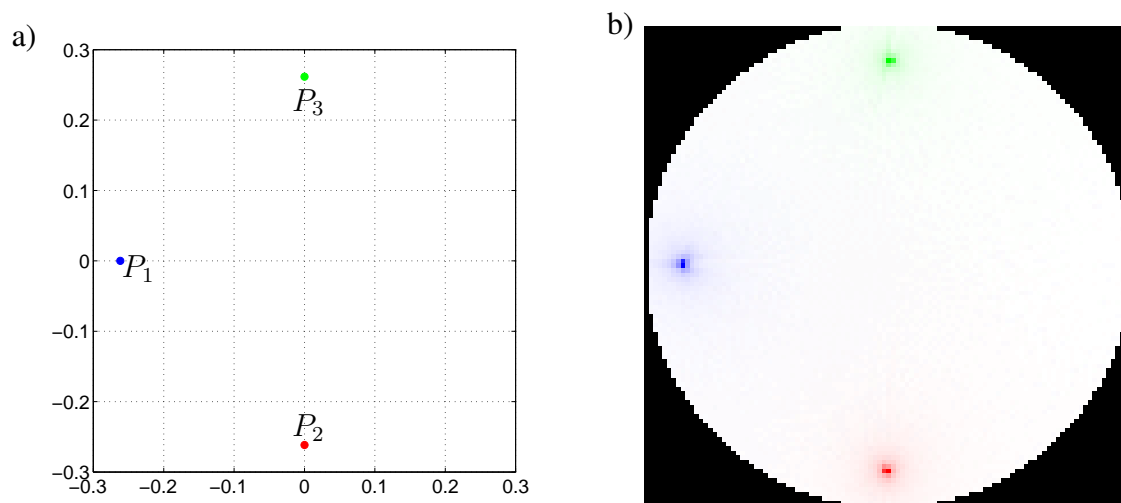
$$\Delta\psi_i[k, n] = -4\pi \cdot \frac{f[k]}{f_s} \cdot \left[\left(i_x - \frac{M}{4}\right) \cos(\phi_n) - \left(i_y - \frac{M}{4}\right) \sin(\phi_n) \right] \quad (6.6)$$

Warto zaznaczyć, że model przybliżony nie wymaga znajomości współrzędnych anten, co jest jego istotną zaletą.

6.3 Algorytm odtwarzania obrazu

Algorytm odtwarzania obrazu z danych pomiarowych zostanie omówiony na przykładzie prostej symulacji. Założono, że obiekt poddawany pomiarowi składa się z trzech punktów odbijających (rys. 6.2 a).

⁴Dolne ograniczenie pasma f_L traktowane jest jak filtracja górnoprzepustowa sygnału użytecznego.



Rys. 6.2 Symulacja działania algorytmu odtwarzania obrazu: a) obiekt poddawany pomiarowi, b) odtworzony obraz

Jasność punktu $I[i_y, i_x]$ obrazu odpowiadającego punktowi $P_i(x_i, y_i)$ oblicza się w następujący sposób:

1. Argumenty liczb zespolonych, stanowiących elementy macierzy $\{\mathbf{S}_{K \times N}\}$ są modyfikowane tak, aby skompensować przesunięcie fazowe wynikające z ruchu obrotowego punktu P_i przez zastosowanie wzoru (6.4). W rezultacie uzyskuje się macierz $\{\mathbf{S}_i\}$, której kolumny stanowią dyskretne transformaty Fouriera takiego zestawu przebiegów czasowych, że położenie składowych odbitych od punktu P_i jest niezmiennie w czasie.
2. Przez zastosowanie odwrotnej transformacji Fouriera na kolumnach macierzy $\{\mathbf{S}_{i[K \times N]}\}$ uzyskuje się macierz $\{\mathbf{s}_{i[M \times N]}\}$ próbek przebiegów czasowych:

$$\mathbf{s}_i[m, n] = \text{IDFT} \{ \mathbf{S}_i[k] \} [n] \quad (6.7)$$

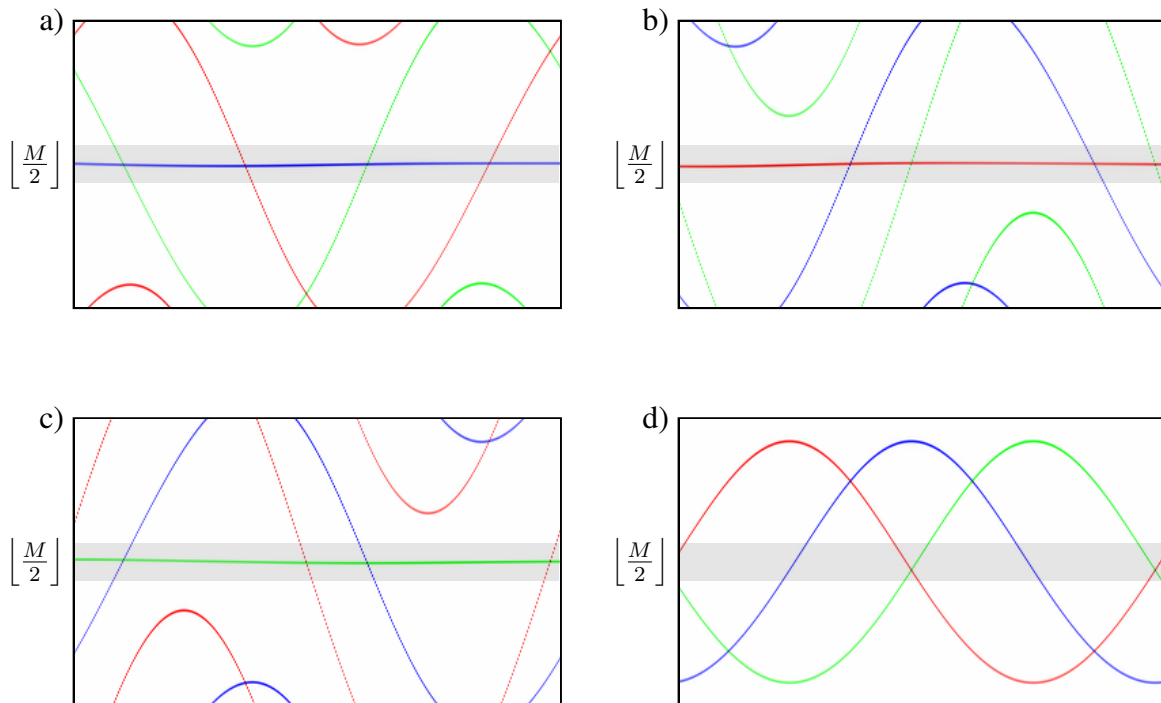
Przykładowe macierze próbek przebiegów czasowych uzyskane w taki sposób zostały przedstawione na rys. 6.3. Przykłady a) — c) przedstawiają efekt po wymnożeniu przez macierze przesunięć fazowych obliczone dla współrzędnych symulowanych punktów odbijających. Widać wyraźnie, że w każdym z tych przypadków hodograf odpowiadający wybranemu punktowi ulega „wyprostowaniu” i przesunięciu na środek macierzy. Jeżeli natomiast zastosuje się macierz przesunięć fazowych obliczoną dla współrzędnych, w których nie ma żadnego punktu odbijającego (rys. 6.3 d), to żaden z hodografów nie ulega „wyprostowaniu”.

ROZDZIAŁ 6. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI

3. Jasność punktu obrazu $I[i_x, i_y]$ oblicza się jako sumę:

$$I[i_x, i_y] = \sum_{n=0}^{N-1} s_i \left[\left\lfloor \frac{M}{2} \right\rfloor, n \right] \quad (6.8)$$

Jeżeli w punkcie P_i faktycznie znajdował się element odbijający, to będą sumowane próbki sygnałów od niego odbitych – rys. 6.3 (a-c). W przeciwnym przypadku przesunięcia fazowe nie dadzą w wyniku poziomego hodografu w połowie macierzy (zaznaczono szarym półprzezroczystym paskiem) odpowiadającego elementowi odbijającemu i wynik sumowania będzie miał niewielką przypadkową wartość, która traktowana jest jako szum – rys. 6.3 d).



Rys. 6.3 Macierze próbek przebiegów czasowych odpowiadające danym w dziedzinie częstotliwości, po wymnożeniu przez macierze przesunięć fazy obliczone dla punktów P_1 , P_2 , P_3 i P_0

Po przeprowadzeniu powyższych operacji dla wszystkich punktów odtwarzanego obrazu wykonuje się normalizację względem największego elementu. Na rys. 6.2 b) widać, że w wyniku sumowania próbek o numerze $\left\lfloor \frac{M}{2} \right\rfloor$ w przebiegach uzyskanych dla wszystkich kątów obserwacji uzyskuje się wyraźne maksima, odpowiadające położeniu symulowanych punktów. Wokół każdego z punktów widać charakterystyczną jednokolorową poświatę. Jest to efekt niepożądany.

Jeżeli w punkcie 1 opisanego powyżej algorytmu wprowadzi się dodatkowo przesunięcie fazy o $-k\pi$, to próbki odpowiadające sygnałom odbitym od rozważanego punktu P_i będą przesuwane na pozycję o indeksie $[0]$ zamiast na pozycję o indeksie $\lfloor \frac{M}{2} \rfloor$. W takiej sytuacji punkty 2 i 3 algorytmu można połączyć i wyeliminować etap obliczania odwrotnej dyskretnej transformaty Fouriera, ponieważ dla wyznaczenia próbki o indeksie 0 ze spróbkowanego przebiegu czasowego wystarczy wykonać sumowanie wszystkich próbek jego reprezentacji w dziedzinie częstotliwości. Tym samym zastosowanie dodatkowego przesunięcia fazy pozwala na obliczenie jasności punktów obrazu przez sumowanie elementów macierzy $\{S_i\}$:

$$\mathbf{I}[i_y, i_x] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_i[k, n] \quad (6.9)$$

6.4 Przykładowe wyniki

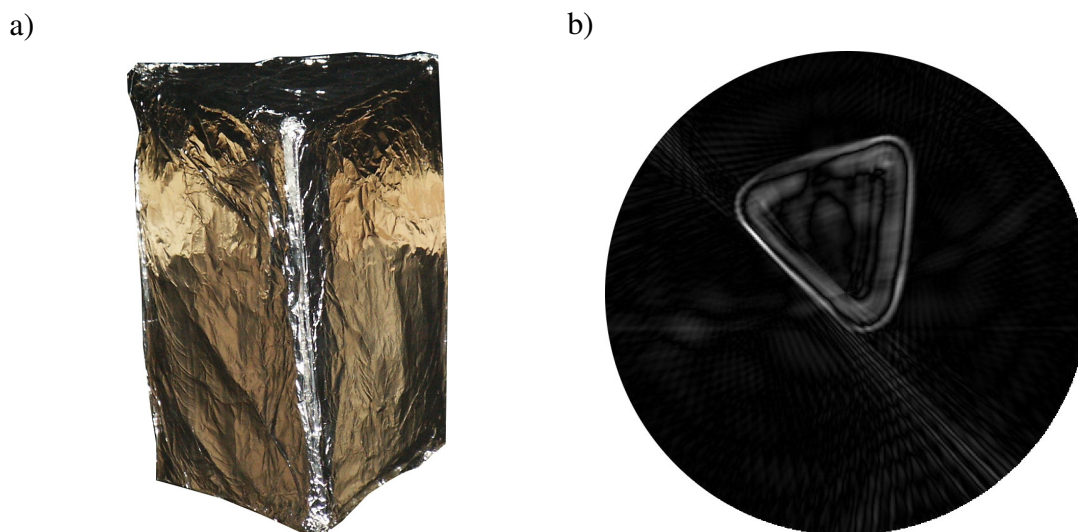
Algorytm odtwarzania obrazu w dziedzinie częstotliwości jest analogiczny do algorytmu przedstawionego w rozdziale 5.3, jest jednak znacznie mniej wydajny numerycznie. W badaniach eksperymentalnych okazało się, że konieczność obliczania dla każdego punktu obrazu całej macierzy przesunięć fazy zamiast wektora opóźnień, zwiększa wymiar problemu o jeden i w rezultacie powoduje, że implementacje tego algorytmu działają wielokrotnie wolniej. W związku z tym znacznie bardziej efektywne jest transformowanie danych pomiarowych z układu pracującego w dziedzinie częstotliwości do dziedziny czasu i odtwarzanie obrazu w sposób przedstawiony w rozdziale 5.3.

Tym niemniej, dla badanych obiektów poddawanych pomiarowi, system pracujący w dziedzinie częstotliwości z opisanym w niniejszym rozdziale algorytmem odtwarzania obrazu okazał się skuteczny. Poniżej przedstawiono wyniki uzyskane dla dwóch obiektów reprezentujących dwie grupy: obiektów wykonanych z materiałów przewodzących i obiektów wykonanych z materiałów dielektrycznych.

Eksperymenty wykonano dla 360 równomiernie rozłożonych kierunków sondowań (krok obrotu platformy co 1°), dla 801 próbek zbieranych w paśmie 1 GHz ÷ 26.5 GHz. Wyniki tych eksperymentów oraz bardziej szczegółowe informacje na temat danych pomiarowych zostały przedstawione w [19].

Jako metalowy obiekt poddawany pomiarowi posłużył graniastosłup o podstawie trójkąta równobocznego, wykonany z kartonu pokrytego folią aluminiową (rys. 6.4 a). Na rysunku 6.4 b), na którym przedstawiono wynik działania algorytmu odtwarzania obrazu, widać, że obrys zewnętrzny OPP został prawidłowo odtworzony.

ROZDZIAŁ 6. JEDNOKANAŁOWY ULTRASZEROKOPASMOWY SYSTEM OBRAZUJĄCY Z PRZETWARZANIEM W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI

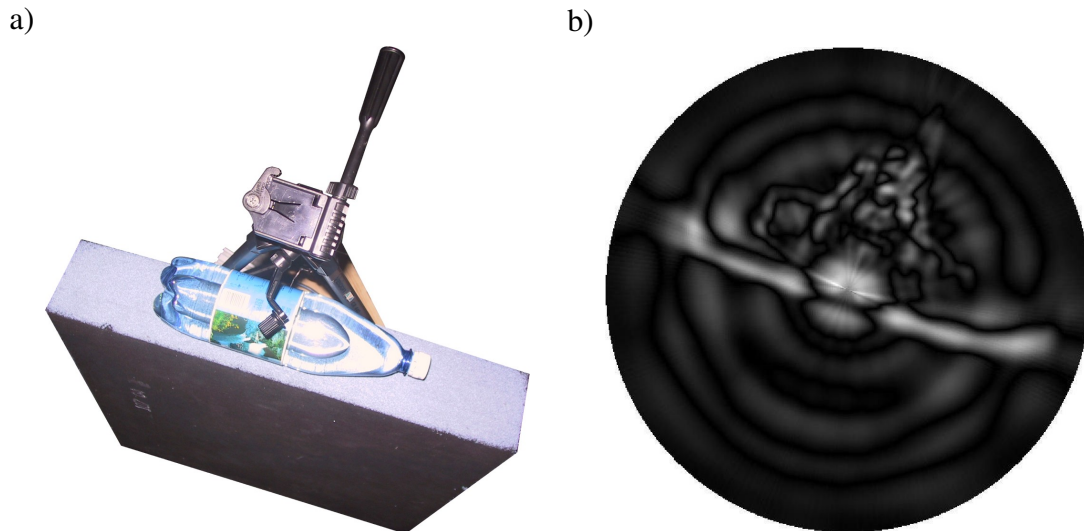


Rys. 6.4 Kartonowy graniastostup: a) fotografia, b) obraz odtworzony w systemie obrazującym

Możliwość detekcji obiektów dielektrycznych została zbadana na przykładzie butelki z wodą mineralną (rys. 6.5 a), ustawionej na statywie osłoniętym arkuszem materiału absorbującego (o wymiarach: 60 cm × 60 cm × 10 cm). Wynik obrazowania jest przedstawiony na rys. 6.5 b). Pomimo zastosowanego wstępnego przetwarzania⁵ na wynikowym obrazie oprócz zarysu butelki widać również elementy statywu oraz zarys absorbera. Fakt, że widać zarys absorbera i statywu świadczy o tym, że warunki pomiaru zmieniły się w stosunku do pomiaru referencyjnego pustej platformy obrotowej, wykonywanego dla potrzeb wstępnego przetwarzania. Przepuszczalnie układ pomiarowy okazał się niestabilny mechanicznie i doszło do przemieszczenia obiektów w trakcie pomiarów. Ponieważ jednak na uzyskanym obrazie widać zarys butelki generalnie wynik można uznać za pozytywny. Zaskakujące jest, że najjaśniejszym (najlepiej odbijającym) elementem obrazu jest zarys arkusza materiału absorbującego, przeznaczonego do bezodbiciowego tłumienia fal elektromagnetycznych. Wynika to z faktu, że płaskie obiekty – takie jak arkusz – znacznie lepiej odbijają fale elektromagnetyczne [86], niż te o przekroju w przybliżeniu kołowym takie jak butelka czy wsporniki statywu. Ponadto powierzchnia arkusza materiału absorbującego jest przynajmniej o dwa rzędy wielkości większa niż pozostałych elementów, co przy ustawieniu jej niemal prostopadle do płaszczyzny obrotu obiektu powoduje silne odbicia. W rezultacie mimo tego, że impedancja falowa materiału absorbującego nie różni się znacznie od impedancji

⁵Tak samo jak w systemie przedstawionym w rozdziale 5 wstępne przetwarzanie obejmowało odejmowanie danych pomiarowych uzyskanych dla platformy obrotowej mierzonej bez OPP.

ośrodka (powietrza), okazał się on elementem cechującym się największym parametrem RCS (ang. *Radar Cross Section* – powierzchnia skutecznego odbicia). Wskutek niewielkiego RCS butelki uwypuklone zostały niedoskonałości wstępnego przetwarzania.



Rys. 6.5 Butelka z wodą na platformie obrotowej: a) fotografia, b) obraz odtworzony w systemie obrazującym

6.5 Podsumowanie

Przy przyjętych założeniach pomiary w dziedzinie częstotliwości zapewniają informację tożsamą pomiarom w dziedzinie czasu. Ich realizacja za pomocą sprzętu dostępnego w laboratorium okazała się jednak znacznie bardziej czasochłonna⁶. Ponadto algorytm odtwarzania obrazu w dziedzinie częstotliwości wymaga znacznie większej liczby operacji zmiennoprzecinkowych niż odpowiadający mu algorytm działający w dziedzinie czasu, wobec czego również okazał się znacznie bardziej czasochłonny⁷. Ze względu na szybkość obliczeń jest zatem opłacalna transformacja danych do dziedziny czasu i zastosowanie szybszego algorytmu. Różnice te przemawiały za realizacją dalszych badań nad systemem obrazującym w dziedzinie czasu.

⁶Porównanie nie jest łatwe ze względu na to, że zależy od rodzaju sprzętu pomiarowego, przyjętych w pomiarach warunków oraz wprowadzania niektórych elementów przetwarzania takich jak np. wielokrotne uśrednienia już na etapie pomiarów. W eksperymentach przeprowadzonych przez autora procedura pomiarowa w dziedzinie częstotliwości trwała typowo blisko pięć razy dłużej, niż analogiczna procedura przeprowadzona w dziedzinie czasu.

⁷Czas obliczeń zależy liniowo od liczby punktów obrazu, a obraz o wymiarach 64×64 punkty był odtwarzany w dziedzinie czasu ok. 20 razy szybciej niż w dziedzinie częstotliwości.

Rozdział 7

Wielokanałowy ultraszerokopasmowy system obrazujący

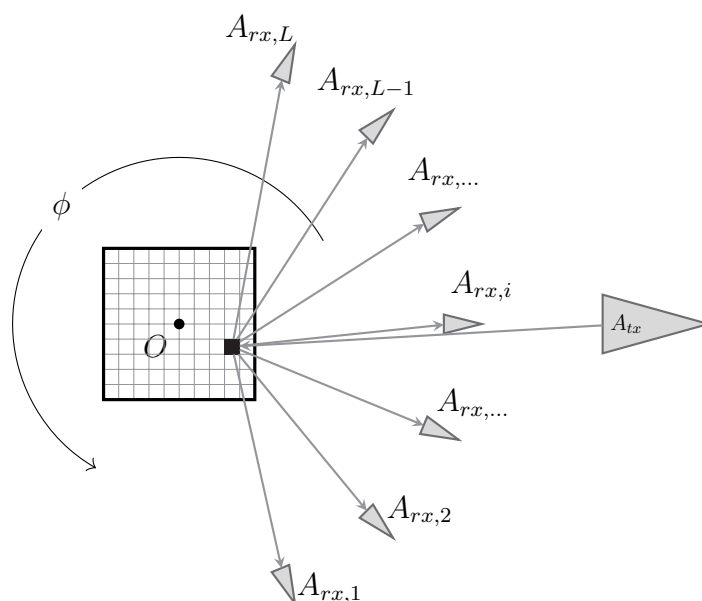
7.1 Założenia oraz model matematyczny wielokanałowego ultraszerokopasmowego systemu obrazującego

Przedstawiony w niniejszym rozdziale system obrazujący składa się z jednego toru nadawczego oraz pięciu synchronizowanych torów odbiorczych (kanałów). Sygnał pomiarowy jest emitowany przez antenę nadawczą w kierunku obiektu poddawanego pomiarowi (OPP), a sygnały odbite są rejestrowane za pomocą rozmieszczonych wokół niego anten odbiorczych (rys. 7.1).

Z przyczyn technicznych liczba torów odbiorczych (i anten) L jest niewielka, wobec czego nie można zrezygnować z wymuszenia ruchu obrotowego OPP.

Macierz surowych danych pomiarowych $\{s[m, n, l]_{M \times N \times L}\}$, stanowiąca wynik działania wieloantenowego układu pomiarowego, jest trójwymiarowa. Liczba elementów wzdłuż trzeciego wymiaru macierzy surowych danych pomiarowych jest równa liczbie zastosowanych odbiorników l . Indeks l jest wykorzystywany do oznaczania współrzędnej elementu macierzy wzdłuż jej trzeciego wymiaru.

Każda antena odbiorcza tworzy z anteną nadawczą parę, do opisu której można zastosować jeden z modeli matematycznych jednokanałowego systemu obrazującego przedstawionych w rozdziale 4. Tym samym, z każdej pary anten można uzyskać obraz OPP. Tym, co odróżnia od siebie poszczególne pary, są kąty padania fal w poszczególnych sondowaniach. Innymi



Rys. 7.1 Model układu pomiarowego w proponowanym systemie

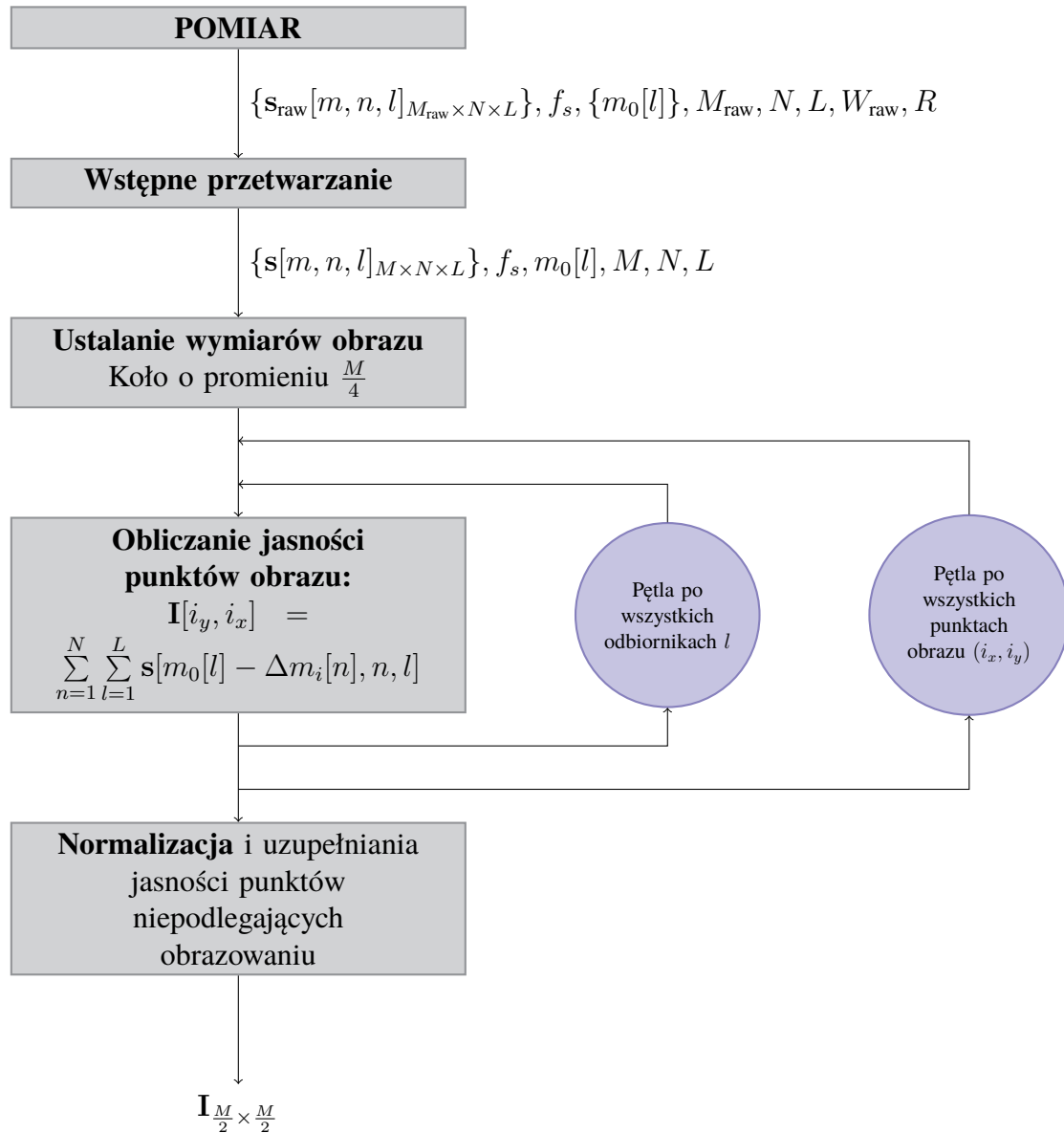
słowy, dla każdego kąta obrotu platformy z rozmieszczenia anten odbiorczych wynikają nieco inne kąty obserwacji obiektu. Zjawisko to można wykorzystać. Przy zastosowaniu algorytmu odtwarzania obrazu opisanego w rozdziale 5, proste sumowania wartości jasności uzyskanych dla poszczególnych punktów obrazów, w różnych torach odbiorczych pozwala na uzyskanie efektu zagęszczenia sondowań.

7.2 Algorytm odtwarzania obrazu w wielokanałowym systemie obrazującym

Przy założeniach sformułowanych w podrozdziale 7.1 algorytm odtwarzania obrazu (rys. 7.2) tylko nieznacznie różni się od opisanego w rozdziale 5. Dane uzyskane z poszczególnych anten przetwarzane są w sposób opisany w podrozdziale 5.2 z zastrzeżeniem, że dla wszystkich anten trzeba wybrać identyczne wartości szerokości okna obserwacji W oraz mieszczącej się w nim liczby próbek M .

Jasność punktów obrazu uzyskuje się przez sumowanie wyników uzyskiwanych za pomocą każdej z anten odbiorczych. Stosowanie uproszczonych modeli układu pomiarowego jest niewskazane ze względu na fakt, że uzyskiwane w nich obrazy są nieznacznie obrócone, w zależności od położenia anteny odbiorczej (zgodnie ze wzorem (4.24) kąt obrotu jest

7.2. ALGORYTM ODTWARZANIA OBRAZU W WIELOKANAŁOWYM SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM

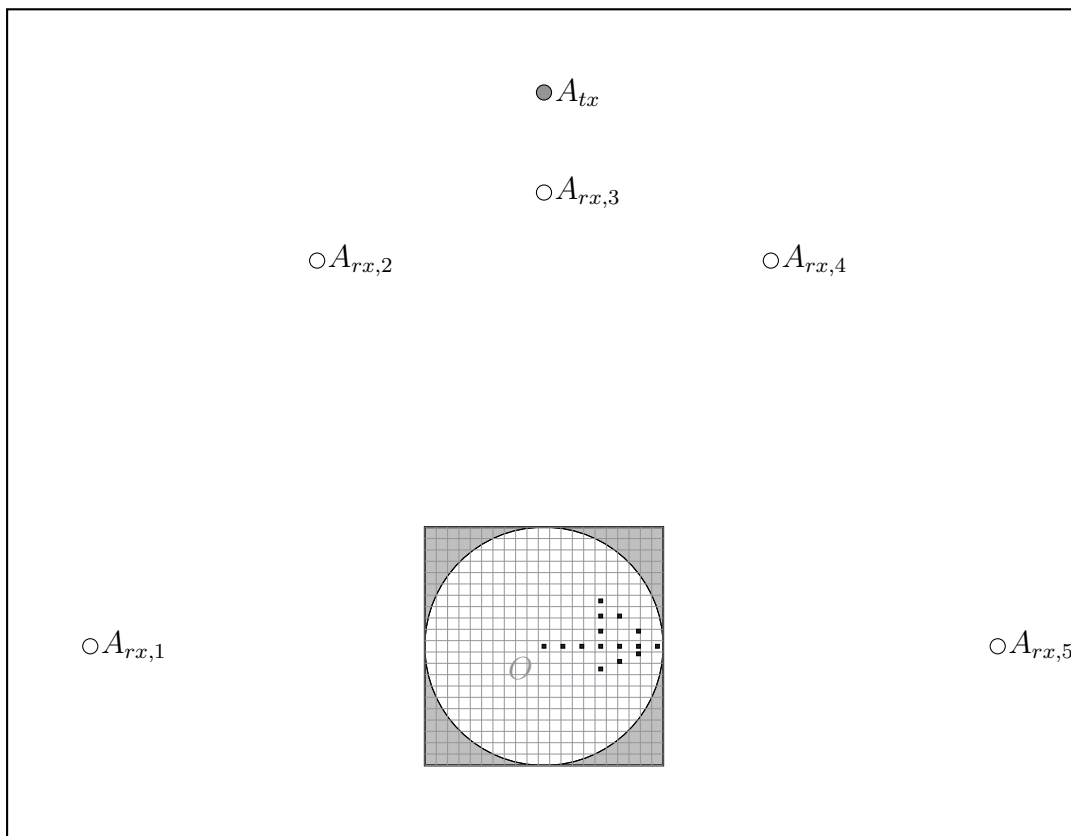


Rys. 7.2 Przebieg odtwarzania obrazu z surowych danych pomiarowych w wielokanałowym systemie obrazującym

w przybliżeniu równy połowie kąta pomiędzy promieniem wodzącym danej anteny odbiorczej, a promieniem wodzącym anteny nadawczej). Tym samym sumowanie jasności punktów takich obrazów prowadziłyby do powstawania zniekształceń i mijałyby się z celem. Do obliczenia różnic odległości w stosunku do drogi odniesienia $D|_{(0,0)}$ jest stosowany wyłącznie wzór (4.21), z uwzględnieniem wysokości zawieszenia anten.

Przykład implementacji algorytmu odtwarzania obrazu można znaleźć w dodatku B.

7.3 Symulacje wielokanałowego systemu obrazującego



Rys. 7.3 Model układu pomiarowego z testowym OPP, wykorzystany w symulacji

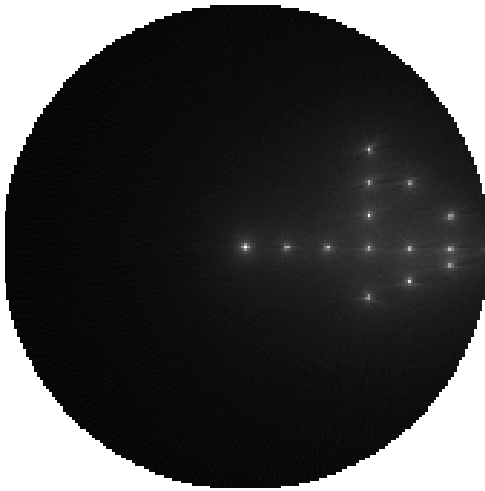
Ze względu na znaczną czasochłonność badań eksperymentalnych, koncepcja systemu obrazującego ze zwielokrotnioną liczbą anten odbiorczych została przebadana za pomocą prostej symulacji. Przyjęto w niej model optyki geometrycznej, idealny impuls prostokątny jako sygnał pomiarowy oraz zaniedbano wszystkie zniekształcenia wprowadzane przez tor pomiarowy i anteny. Założono, że układ pomiarowy jest zawieszony w wolnej przestrzeni,

7.3. SYMULACJE WIELOKANAŁOWEGO SYSTEMU OBRAZUJĄCEGO

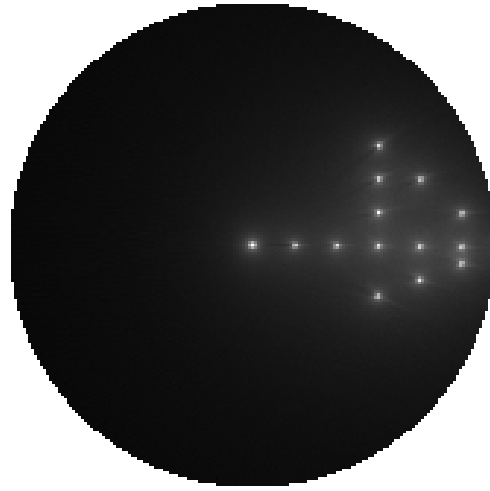
i że w systemie nie pojawiają się żadne odbicia od zewnętrznych obiektów. Eksperyment symulacyjny przeprowadzono dla układu pomiarowego z jedną anteną nadawczą i pięcioma antenami odbiorczymi. Obiekt pomiarowy stanowił zbiór punktów odbijających, ułożonych w niesymetryczną strzałkę (rys. 7.3).

Wynikiem symulacji była trójwymiarowa macierz próbek sygnałów odbitych, odpowiadająca macierzy surowych danych pomiarowych, którą można uzyskać w układzie pomiarowym. Na jej podstawie odtworzono obraz OPP, za pomocą zaimplementowanego algorytmu. Na rysunkach 7.4 i 7.5 pokazano porównanie obrazów uzyskanych przez przetwarzanie danych uzyskanych wyłącznie z anteny $A_{rx,3}$ oraz przez przetwarzanie danych ze wszystkich pięciu anten. Porównanie przeprowadzono dla dwóch wartości liczby sondowań N : $N = 360$ (sondowanie równomierne co 1° , rys. 7.4) oraz $N = 4$ (sondowanie co 90° , rys. 7.5). Na rys. 7.4 widać, że dla 360 sondowań zastosowanie dodatkowych torów odbiorczych prowadzi do nieznacznego pogorszenia jakości obrazu. OPP składał się z bezwymiarowych punktów odbijających, którym w idealnym przypadku powinny odpowiadać pojedyncze jasne obszary na odtworzonych obrazach. Tymczasem obrazy punktów przedstawione na rys. 7.4 b) są nieco większe niż ich odpowiedniki uzyskane za pomocą jednej anteny i przedstawione na rys. 7.4 a).

a)



b)



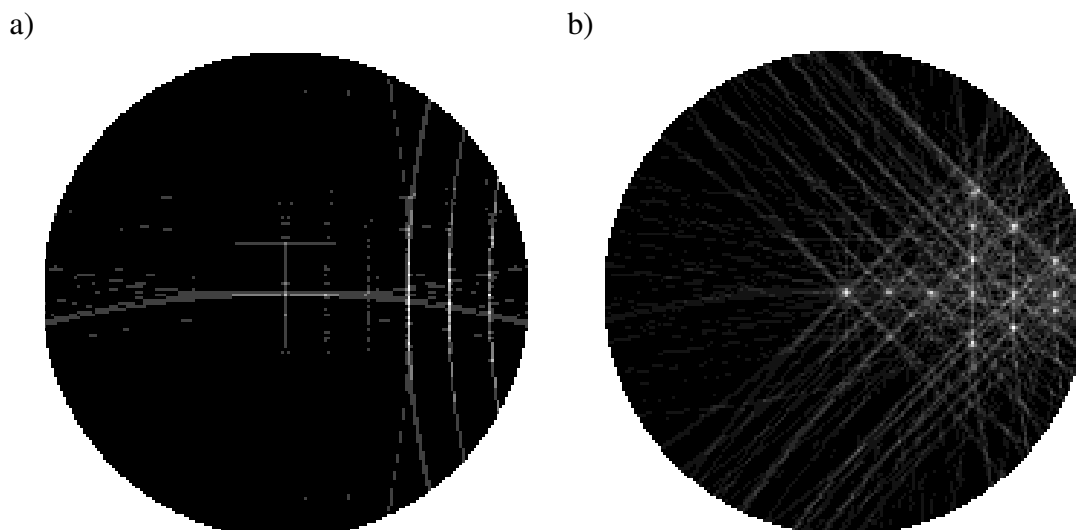
Rys. 7.4 Wynik działania algorytmu odtwarzania obrazu na podstawie danych z 360 sondowań co 1° , uzyskanych za pomocą: a) jednej anteny, b) pięciu anten

Nie jest to wynik zaskakujący, bowiem w symulowanym systemie jednoantenowym wykorzystano dane uzyskane z anteny $A_{rx,3}$ (rys. 7.3). Położenie anteny $A_{rx,3}$ jest najbardziej korzystne ze względu na rozdzielczość systemu. Zgodnie ze wzorem (4.24) maksymalna (w

funkcji kąta obrotu platformy) różnica pomiędzy drogą przebywaną przez wykorzystywane w systemie fale, a drogą odniesienia jest w przybliżeniu proporcjonalna do kosinusa połowy kąta pomiędzy promieniem wodzącym anteny nadawczej a promieniem wodzącym anteny odbiorczej (4.24). Oznacza to, że dla danego punktu P_i na platformie obrotowej największe opóźnienia sygnałów odbitych są rejestrowane wówczas, gdy punkty, w których są umieszczone anteny nadawcza i odbiorcza oraz punkt O są współliniowe (przy czym punkt O nie znajduje się pomiędzy antenami). Taka sytuacja ma miejsce w przypadku anteny $A_{rx,3}$. W przypadku pozostałych anten maksymalne opóźnienia sygnałów odbitych są tym mniejsze, im bardziej promień wodzący anteny jest odchylony od prostej OA_{tx} . Przy stałej szerokości impulsu i zadanym rozmiarze obrazowanego obszaru, zmniejszenie maksymalnego opóźnienia sygnału odbitego wiąże się z proporcjonalną redukcją rozdzielczości systemu. Tym samym, w sytuacji zilustrowanej na rys. 7.3 zgodnie ze wzorem (4.24) za pomocą anten $A_{rx,1}$ i $A_{rx,5}$ można uzyskać rozdzielczości obrazów w przybliżeniu $\sqrt{2}$ raza gorsze niż za pomocą anteny $A_{rx,3}$. Wówczas punkty na obrazach uzyskanych z anten $A_{rx,1}$ i $A_{rx,5}$ są „rozmyte” w porównaniu do tych uzyskanych za pomocą anteny $A_{rx,3}$.

W symulacji zaniedbano inne czynniki¹ redukujące rozdzielczość obrazu dla dużej liczby sondowań, więc wynik uzyskany za pomocą systemu pięcioantenowego musiał być gorszy od analogicznego wyniku uzyskanego w systemie z anteną $A_{rx,3}$. W przypadku mniejszej liczby sondowań $N = 4$ (rys. 7.5) sytuacja przedstawia się odmiennie. Podstawą działania algorytmu odtwarzania obrazu jest fakt, że dla punktów obrazu odpowiadających fizycznym obiektom odbijającym sumuje się próbki sygnałów odbitych od tych obiektów, a dla pozostałych punktów obrazu sumuje się przypadkowe próbki. Przy dużej liczbie sondowań uśrednienie wynikające z takiego działania pozwala uzyskać wyraźny obraz. Przy niewielkiej liczbie sondowań np. $N = 4$ każdy punkt odbijający zostawia w wynikowym obrazie „smugi” (wycinki okręgów), odpowiadające poszczególnym sondowaniom (rys. 7.5 a). Przecinają się one w tym punkcie obrazu, który faktycznie odpowiada rzeczywistemu obiektowi odbijającemu. Jednak dla czterech sondowań wynik działania algorytmu obrazującego jest całkowicie nieczytelny. Zwielokrotnienie anten odbiorczych pozwala uzyskać efekt zbliżony do zwiększenia liczby sondowań – każdy punkt odbijający zostawia więcej „smug” przecinających się we właściwym miejscu. Wskutek sumowania danych z poszczególnych anten uzyskuje się obraz, na którym można już rozpoznać oryginalny obiekt (rys. 7.5 b). Poddanie wynikowego obrazu cyfrowemu przetwarzaniu pozwala na usunięcie zakłóceń i odtworzenie kształtu oryginalnego obiektu.

¹Zaliczają się do nich m.in. szумы odbiorników oraz wzajemne osłanianie obiektów przed padającymi falami.



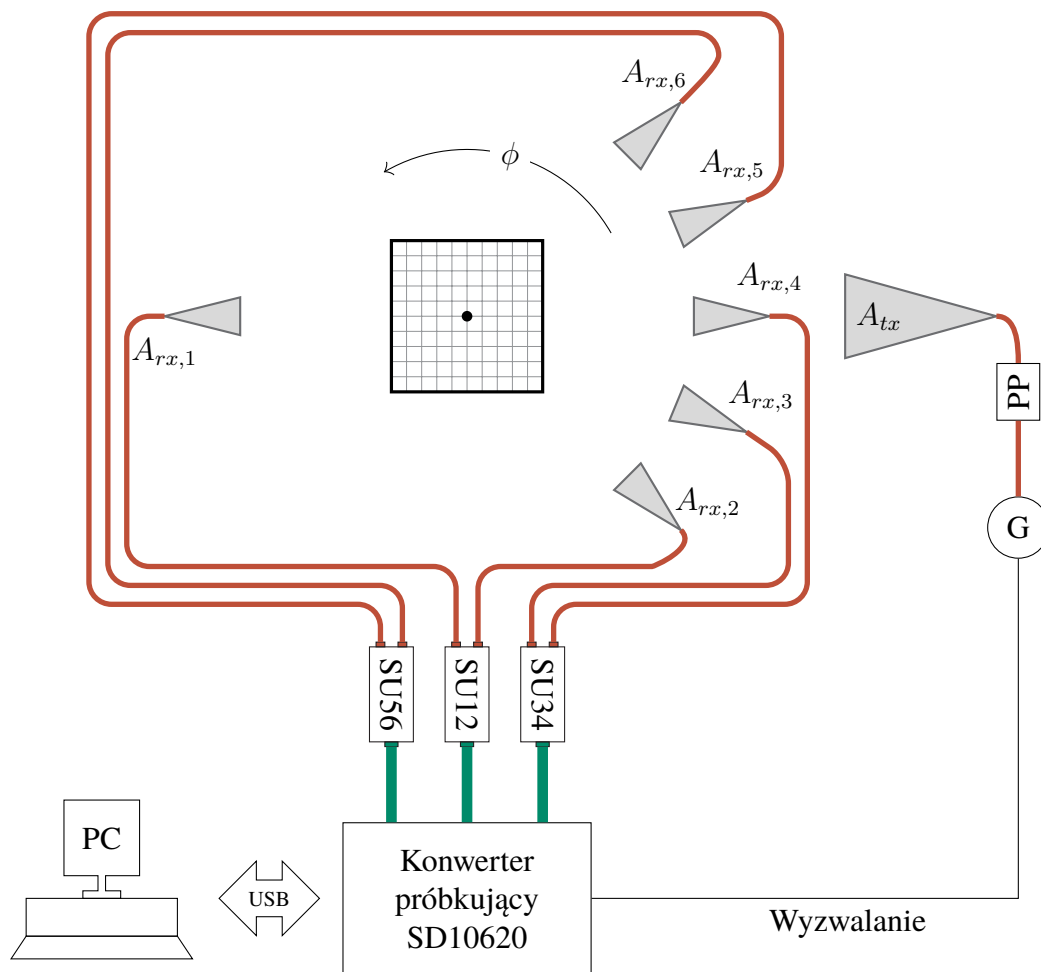
Rys. 7.5 Wynik działania algorytmu odtwarzania obrazu na podstawie danych z 4 sondowań co 90° , uzyskanych za pomocą: a) jednej anteny, b) pięciu anten

7.4 Wielokanałowy układ pomiarowy

Schemat blokowy układu pomiarowego został przedstawiony na rys. 7.6. Obiekt poddawany pomiarowi był umieszczany w komorze bezchowej, na platformie obrotowej. Wewnątrz komory znajdowały się anteny odbiorcze, natomiast antena nadawcza była umieszczona na zewnątrz. Pomiar w dziedzinie czasu był przeprowadzony za pomocą konwertera próbkującego SD10620 firmy Geozondas, wyposażonego w trzy dwukanałowe jednostki próbkujące SU3118. Do każdej jednostki próbkującej zostały podłączone dwie anteny. Zaciski anteny nadawczej A_{tx} zasilono sygnałem impulsowym z generatora G, za pośrednictwem układu kompresji impulsu PP. Generator jest wyzwalany sygnałem TTL z konwertera próbkującego, co umożliwia uzyskanie wysokiej efektywnej częstotliwości próbkowania (patrz rozdział 5.1). Pomiar sygnałów odbitych od obiektu był powtarzany w każdym kroku obrotu platformy obrotowej (sondowaniu) i przesyłany do komputera PC.

Faktyczne położenie anten zostało zaznaczone na rysunku zamieszczonym w dodatku C. Przez położenia anten są tutaj rozumiane położenia ich środków fazowych. Ponieważ eksperymenty powtarzano dla różnych polaryzacji i różnych ustawień anten, położenia te ulegały nieznacznym zmianom. W związku z tym w dodatku C zamieszczono współrzędne głowic statywów, na których anteny były mocowane.

Każdej antenie odbiorczej w układzie pomiarowym jest przyporządkowany numer kanału konwertera próbkującego. Antena $A_{rx,1}$, znajdująca się na wprost anteny nadawczej, nie



Rys. 7.6 Schemat blokowy wielokanałowego układu pomiarowego

znalazła zastosowania w omawianych dalej eksperymentach. Wykorzystywane były w nich wyłącznie sygnały z pozostałych pięciu anten.

7.5 Wyniki eksperymentów

W niniejszym rozdziale przedstawiono wnioski oraz wybrane wyniki z serii eksperymentów, w trakcie której określono, jak zwiększenie liczby anten odbiorczych wpływa na rozdzielczość omawianego systemu obrazującego i na ile umożliwia ograniczenie liczby sondowań.

7.5.1 Ocena wpływu zwiększenia liczby anten na rozdzielczość systemu

7.5.1.1 Pomiary z maksymalną stosowaną liczbą sondowań $N = 720$

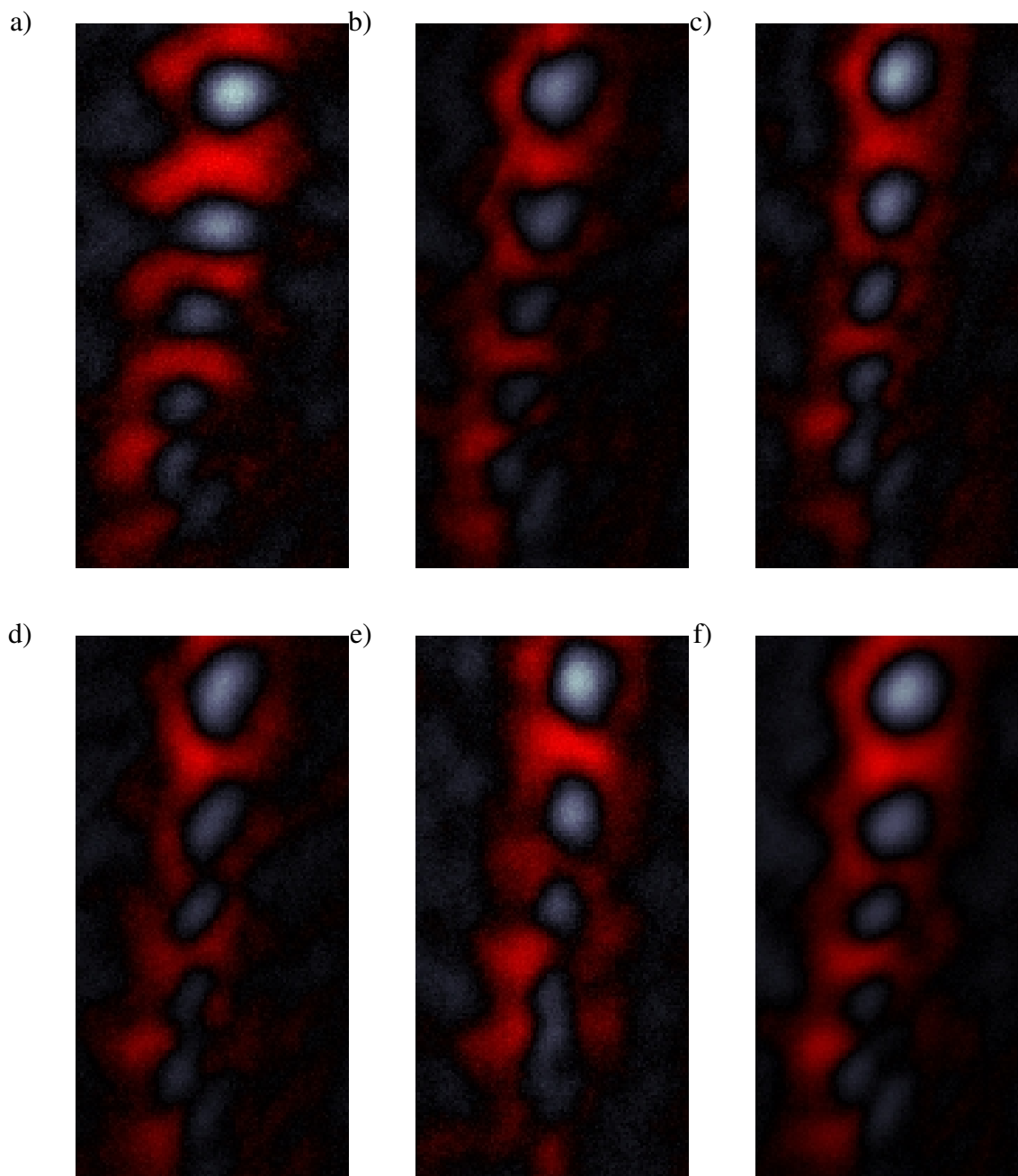
Na rysunku 7.7 przedstawiono obrazy odtworzone na podstawie macierzy surowych danych pomiarowych uzyskanej dla $N = 720$ sondowań (z krokiem 0.5°) OPP, który w rozdziale 5.4.3 posłużył do oceny rozdzielczości systemu.

Literami a-e oznaczono obrazy odtworzone na podstawie danych z poszczególnych anten, natomiast rys. 7.7 f) przedstawia wynik działania algorytmu odtwarzania obrazu przetwarzającego dane uzyskane ze wszystkich pięciu anten odbiorczych.

Najbardziej czytelny jest obraz (rys. 7.7 c), otrzymany za pomocą anteny $A_{rx,4}$ znajdującej się w najbardziej korzystnym położeniu, niemal dokładnie pomiędzy anteną nadawczą a osią obrotu platformy. Na obrazach uzyskanych za pomocą anten $A_{rx,3}$ (rys. 7.7 b) i $A_{rx,5}$ (rys. 7.7 d) rozmieszczonych blisko prostej OA_{tx} można rozróżnić te same obiekty, co na rys. 7.7 c). Obraz otrzymany za pomocą anteny $A_{rx,2}$ jest nieco bardziej zniekształcony. Natomiast na obrazie otrzymanym za pomocą anteny $A_{rx,5}$ widać spadek rozdzielczości spowodowany niekorzystnym położeniem anteny. Obraz trzeciego od dołu wiertła w linii pionowej „zlał się” z obrazami dwóch pierwszych – współrzędne $(19.5, -20)$ na rys. 7.7 e). Pomimo tego obraz uzyskany przez przetwarzanie danych uzyskanych ze wszystkich pięciu anten nie odbiega jakością od rys. 7.7 c).

Przy maksymalnej liczbie sondowań $N = 720$ uzyskano analogiczne wyniki dla pozostałych badanych obiektów. Najbardziej czytelny obraz udawało się uzyskać za pomocą jednej z trzech anten umieszczonych najbliżej prostej OA_{tx} (zwykle była to antena $A_{rx,4}$ znajdująca się niemal na tej prostej), natomiast najgorszy za pomocą anteny $A_{rx,6}$. Nie stwierdzono istotnych różnic pomiędzy obrazami uzyskanymi za pomocą wszystkich pięciu anten, a najlepszym obrazem uzyskanym za pomocą jednej anteny. Wynik ten nie jest zaskakujący, mimo iż w eksperymentach symulacyjnych dla dużej liczby sondowań uśrednienie obrazu ze wszystkich anten wiązało się z ograniczeniem zdolności rozdzielczej systemu. W rzeczywistym pomiarze wpływ na wynik obrazowania ma nie tylko sygnał pomiarowy, ale również sygnały niepożądane tj. szумы i zakłócenia zewnętrzne. Ich wpływ ulega ograniczeniu przy uśrednieniu wyników pomiarów uzyskanych z kilku punktów, co jest czynnikiem kompensującym niekorzystne zjawisko.

W dalszej części rozdziału wyniki uzyskiwane za pomocą pięciu anten odbiorczych zostały zestawione z wynikami uzyskiwanymi w najbardziej korzystnej konfiguracji systemu jednokanałowego, w której antenę odbiorczą stanowi $A_{rx,4}$.

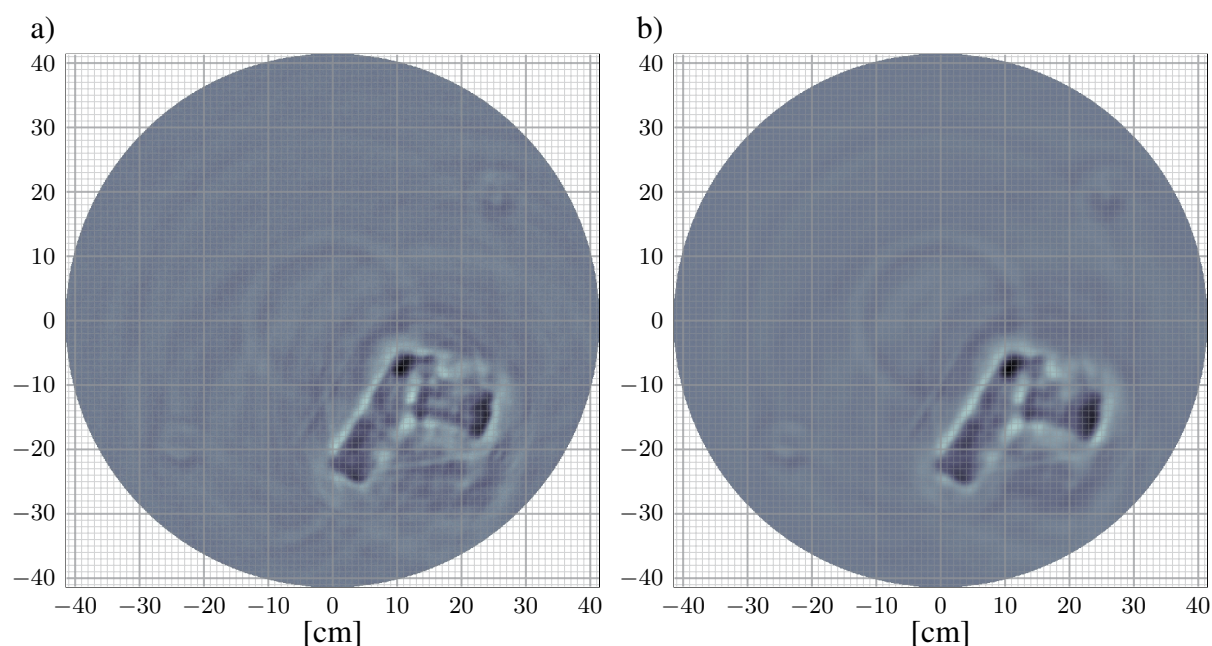


Rys. 7.7 Obraz obiektu testowego z rys. 5.18 a) odtworzony na podstawie danych z różnych zestawów anten: a ÷ e) z pojedynczych anten odbiorczych, odpowiednio 2÷6, f) pełnych danych uzyskanych ze wszystkich pięciu anten odbiorczych

7.5.2 Ocena możliwości ograniczenia liczby sondowań

7.5.2.1 Obrazowanie repliki pistoletu walter CP88

O możliwości ograniczenia liczby sondowań decyduje możliwość wykrycia i rozpoznania obiektu. W związku z tym przeprowadzono serię eksperymentów polegających na odtwarzaniu obrazów obiektów metalowych i dielektrycznych przedstawionych w rozdziale 5.4, sukcesywnie zmniejszając liczbę sondowań. Z uzyskanych w ten sposób bibliotek obrazów wybrano przypadki najlepiej ilustrujące możliwości systemu wielokanałowego. Na rysunku 7.8 przedstawiono odtworzony obraz repliki pistoletu walter uzyskany w $N = 720$ sondowaniach, w systemie jednokanałowym a) oraz pięciokanałowym b). Pomiar przeprowadzono umieszczając pistolet w plastikowym naczyniu. Pomiar powtórzono dla pustego naczynia. Dane wejściowe algorytmu obrazującego stanowił wynik odejmowania macierzy surowych danych pomiarowych uzyskanych w tych dwóch pomiarach.



Rys. 7.8 Obraz repliki pistoletu walter CP88 odtworzony na podstawie sondowań co 0.5° : a) w systemie z jedną anteną odbiorczą, b) w systemie z pięcioma antenami odbiorczymi

Przy tak dużej liczbie sondowań nie zaobserwowano wyraźnych różnic pomiędzy odtworzonymi obrazami. Następnie dziesięciokrotnie zredukowano liczbę sondowań uzyskując dane pomiarowe odpowiadające sondowaniu co 5° . Zestawienie wyników działania systemu jednokanałowego i wielokanałowego przedstawiono na rys. 7.9.

Redukcja liczby sondowań doprowadziła do pojawienia się zakłóceń na obrazie odtworzonym w systemie jednokanałowym – rys. 7.9 a). Zjawisko to jest znacznie mniej widoczne w systemie pięciokanałowym.

Kolejna redukcja liczby sondowań ($N = 24$, co 15°) spowodowała, że obiekt przestał być rozpoznawalny na obrazie uzyskanym w systemie jednokanałowym. Obraz pokazany na rys. 7.10 a) wydaje się być pełen przypadkowych zakłóceń. Faktycznie koncentrują się one w miejscu, gdzie można spodziewać się obrazu pistoletu, jednak jego kontur nie jest już rozpoznawalny. Charakter tych zniekształceń przypomina wynik uzyskany w prostej symulacji obiektu złożonego z idealnych punktów odbijających z rys. 7.5 a).

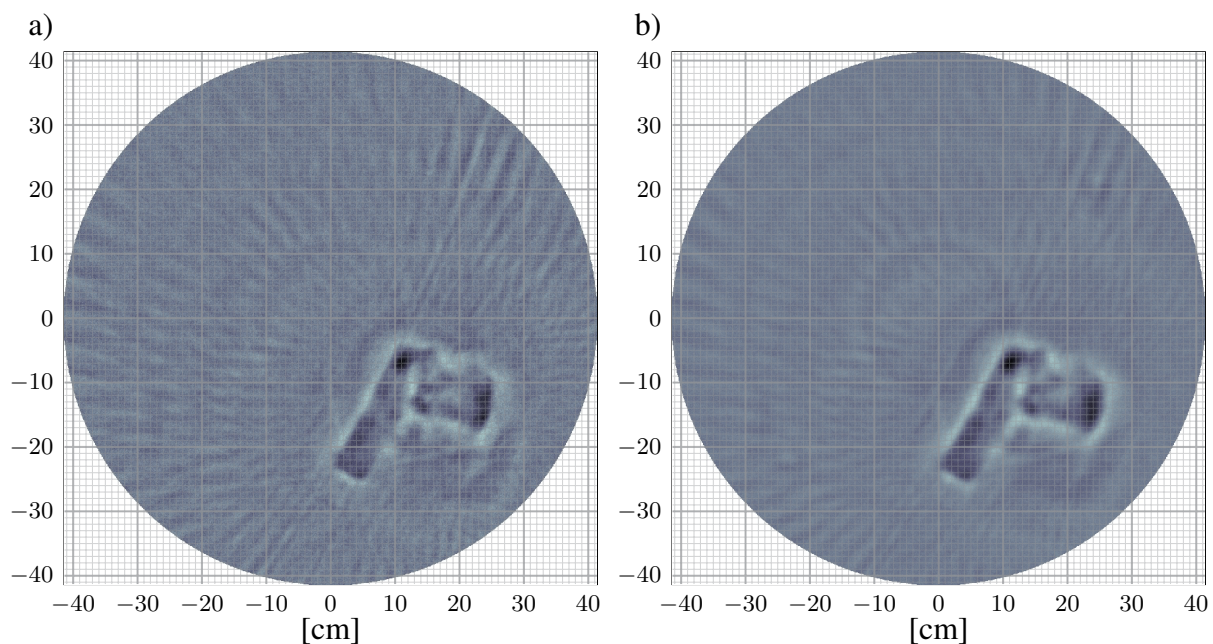
Natomiast w systemie pięciokanałowym $N = 24$ sondowania okazały się wystarczające do uzyskania rozpoznawalnego obrazu. Jakość odwzorowania przedstawionego na rys. 7.10 b) jest porównywalna z wynikiem uzyskanym w systemie jednokanałowym dla $N = 72$ sondowań. Tym samym dla omawianego obiektu w systemie pięciokanałowym udało się uzyskać około trzykrotnie większą redukcję liczby sondowań.

7.5.2.2 Obrazowanie butelki z wodą

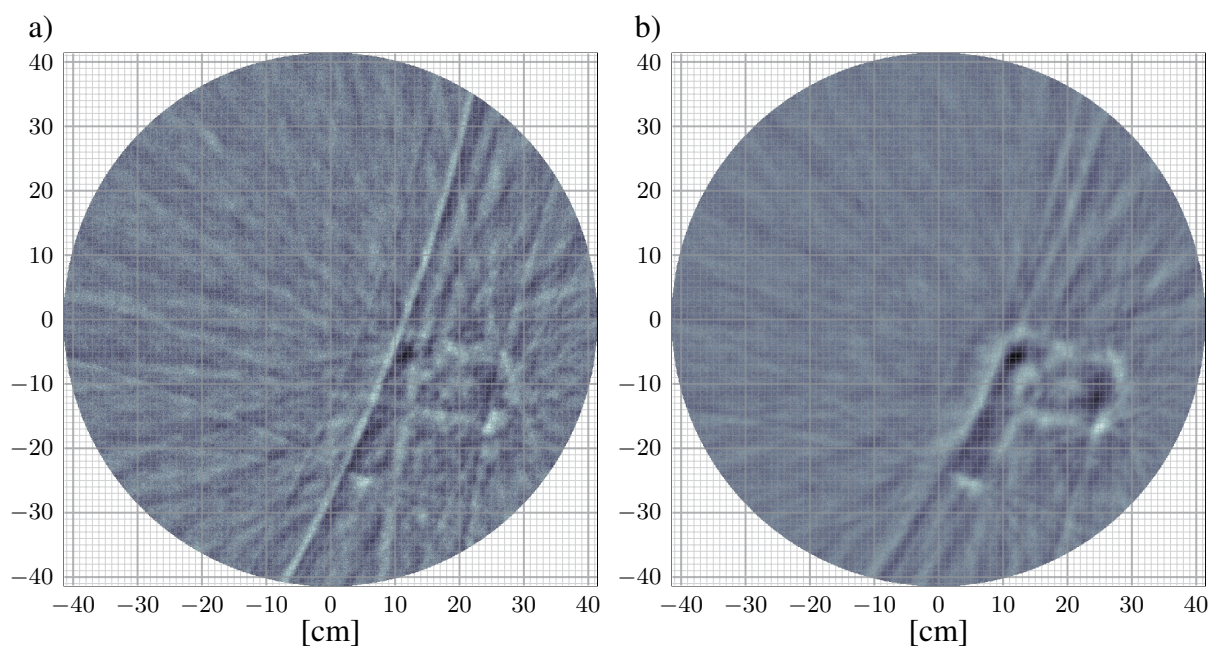
Analogiczną serię eksperymentów z sukcesywnym zmniejszaniem liczby sondowań przeprowadzono dla butelki z wodą. Wynik odtwarzania obrazu butelki na podstawie macierzy surowych danych pomiarowych uzyskanej w systemie z jedną anteną odbiorczą $A_{rx,4}$ został już omówiony w rozdziale 5.4. Na rysunku 7.11 przedstawiono zestawienie obrazów tego samego OPP, uzyskanych przy dziesięciokrotnym ograniczeniu liczby sondowań, w systemie jednokanałowym i systemie pięciokanałowym.

Zakłócenia wynikające z redukcji liczby sondowań do $N = 72$ są znacznie bardziej widoczne na obrazie butelki z wodą (rys. 7.11 a) uzyskanym w systemie jednokanałowym, niż na uzyskanym w takich samych warunkach obrazie repliki pistoletu (rys. 7.9 a). Na obrazie uzyskanym w systemie pięciokanałowym (rys. 7.11 b) liczba zniekształceń nie wzrosła.

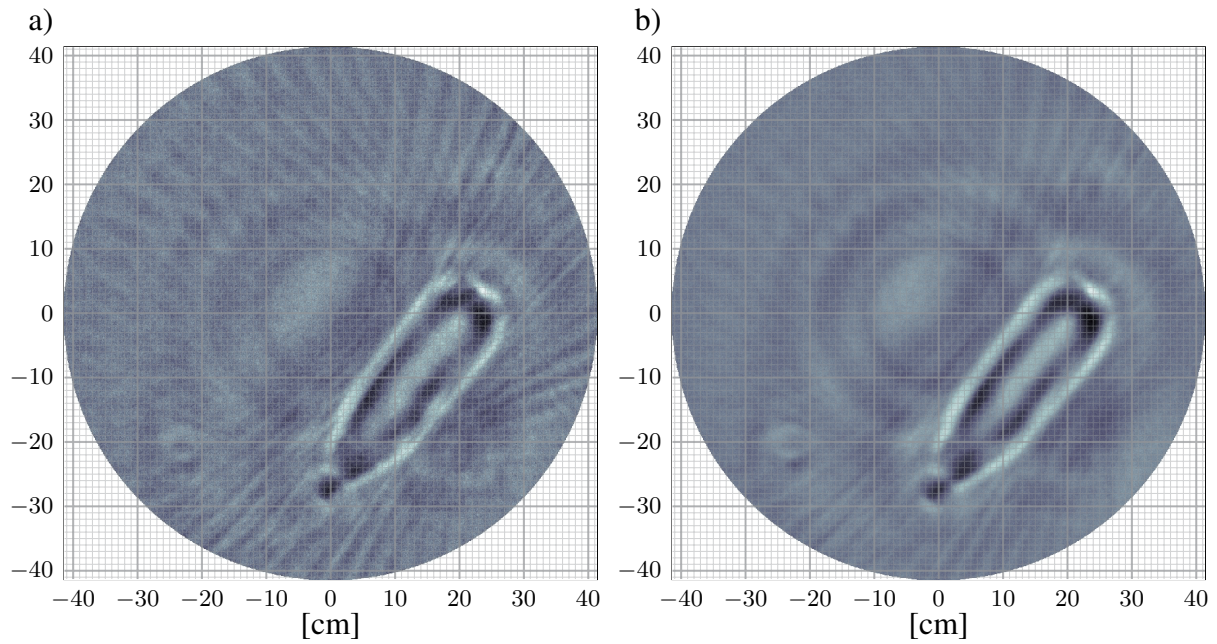
Dalsza redukcja liczby sondowań (do $N = 36$) doprowadziła do znacznego wzrostu zakłóceń na obrazach uzyskanych w obu systemach (rys. 7.12). Tym niemniej obraz uzyskany w systemie pięciokanałowym nadal jest rozpoznawalny (zbliżony do obrazu uzyskanego w systemie jednokanałowym dla $N = 72$ sondowań), natomiast obraz uzyskany w systemie jednokanałowym już nie. W systemie pięciokanałowym dla danego OPP możliwa była w przybliżeniu dwukrotnie większa redukcja liczby sondowań niż w systemie jednokanałowym.



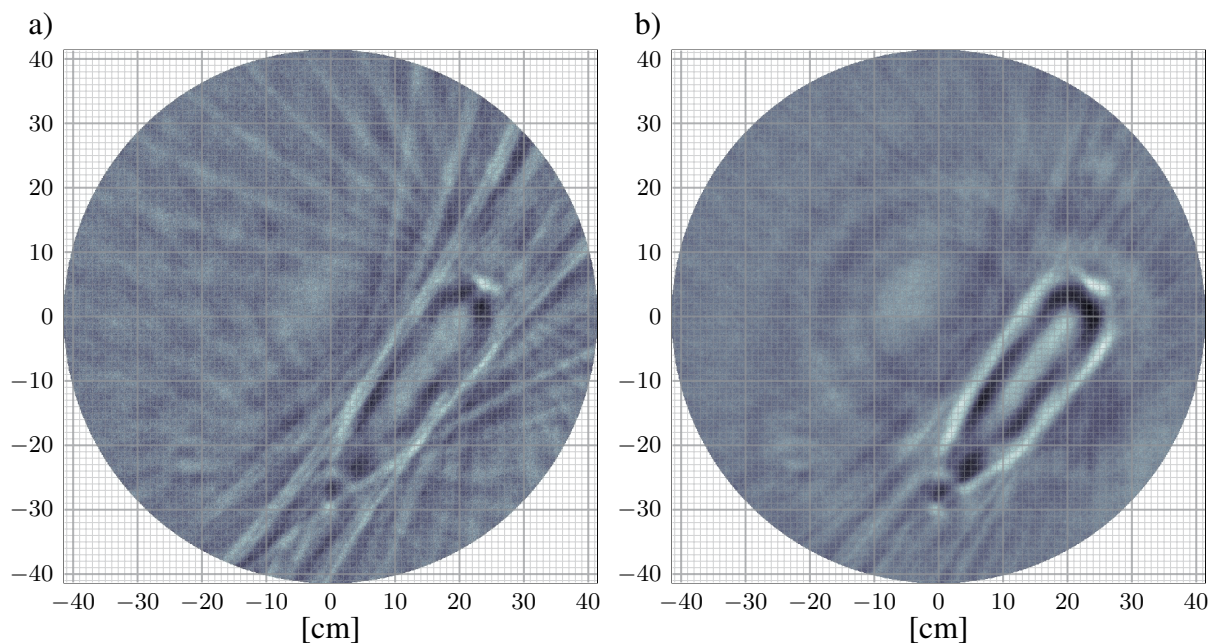
Rys. 7.9 Obraz repliki pistoletu walter CP88 odtworzony na podstawie sondowań co 5° : a) w systemie z jedną anteną odbiorczą, b) w systemie z pięcioma antenami odbiorczymi



Rys. 7.10 Obraz repliki pistoletu walter CP88 odtworzony na podstawie sondowań co 15° : a) w systemie z jedną anteną odbiorczą, b) w systemie z pięcioma antenami odbiorczymi



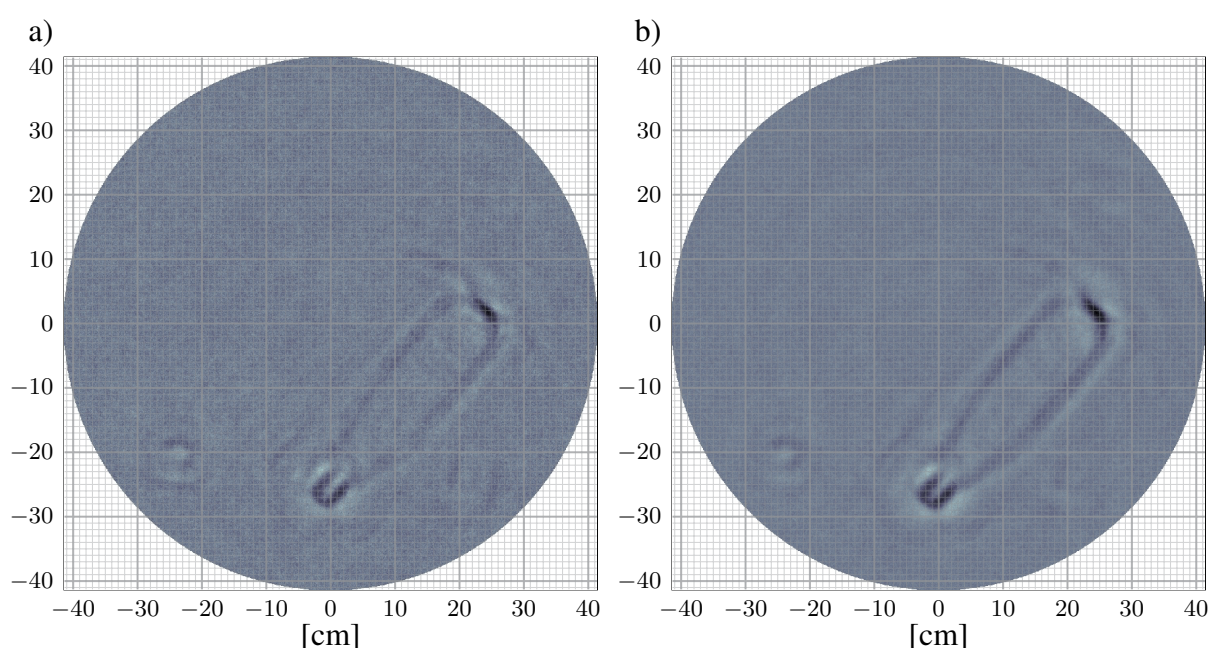
Rys. 7.11 *Obraz butelki napelnionej wodą odtworzony na podstawie sondowań co 5° : a) w systemie z jedną anteną odbiorczą, b) w systemie z pięcioma antenami odbiorczymi*



Rys. 7.12 *Obraz butelki napelnionej wodą odtworzony na podstawie sondowań co 10° : a) w systemie z jedną anteną odbiorczą, b) w systemie z pięcioma antenami odbiorczymi*

7.5.2.3 Obrazowanie pustej plastikowej butelki

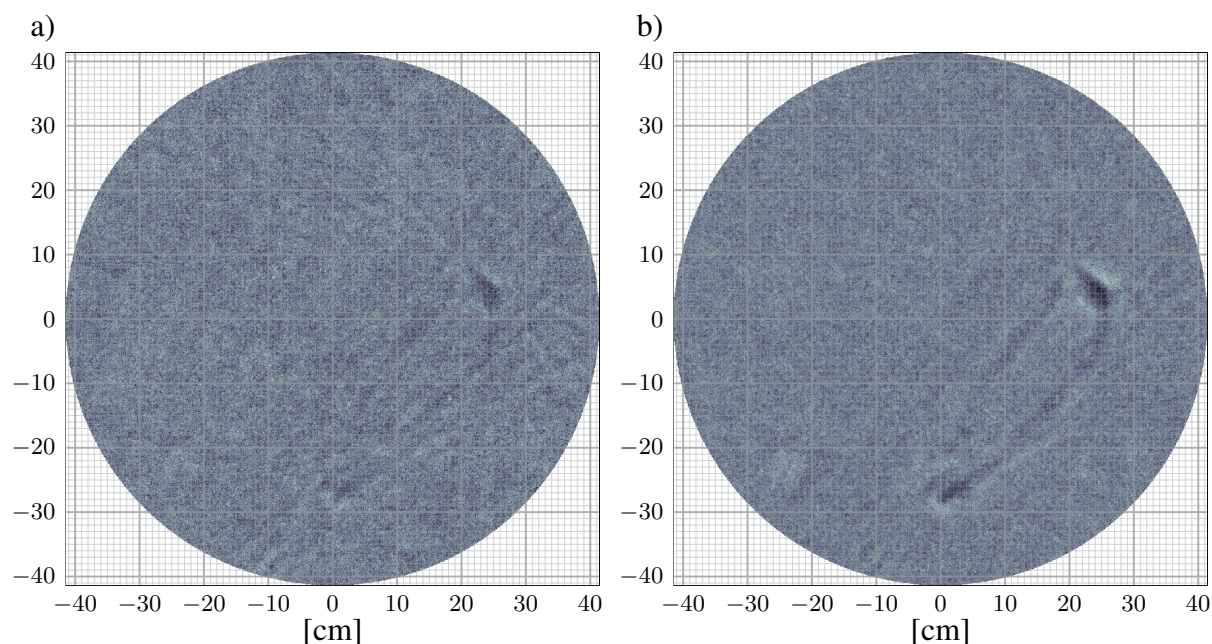
W rozdziale 5 sformułowano wniosek, że odtworzenie obrazu pustej plastikowej butelki leży na granicy możliwości jednokanałowego systemu obrazującego. Odbicia od cienkiej warstwy plastiku są bardzo słabe i ledwie wykrywalne. W takiej sytuacji zwiększona liczba uśrednień wynikająca z przetwarzania danych z wielu anten okazuje się szczególnie korzystna. Na rysunku 7.13 przedstawiono zestawienie obrazu pustej butelki uzyskanego w systemie jednokanałowym z obrazem tego samego OPP w systemie pięciokanałowym, dla $N = 720$ sondowań.



Rys. 7.13 Obraz pustej plastikowej butelki odtworzony na podstawie sondowań co 0.5° : a) w systemie z jedną anteną odbiorczą, b) w systemie z pięcioma antenami odbiorczymi

Zgodnie z przewidywaniami kontur butelki na obrazie uzyskanym w systemie pięciokanałowym jest wyraźniejszy niż na obrazie z systemu jednokanałowego. Kontury butelki nie uległy pogrubieniu wskutek wykorzystania sygnałów z pięciu anten, zatem nie stwierdzono ograniczenia zdolności rozdzielczej.

Dwudziestokrotna redukcja liczby sondowań (rys. 7.14) sprawia, że butelka w systemie jednokanałowym (rys. 7.14 a) w ogóle przestaje być wykrywalna, natomiast jej zarys jest nadal widoczny na obrazie (rys. 7.14 b). Obraz pustej butelki uzyskany w systemie pięciokanałowym dla $N = 36$ sondowań jest niemal identyczny z obrazem uzyskanym w systemie jednokanałowym w $N = 72$ sondowaniach.



Rys. 7.14 *Obraz pustej, plastikowej butelki odtworzony na podstawie sondowań co 10° : a) w systemie z jedną anteną odbiorczą, b) w systemie z pięcioma antenami odbiorczymi*

7.6 Podsumowanie

W rozdziale przedstawiono koncepcję zwielokrotnienia torów i anten odbiorczych w mikrofalowym, ultraszerokopasmowym systemie obrazującym pracującym w dziedzinie czasu. Zaproponowano i omówiono algorytm odtwarzania obrazu umożliwiającą ograniczenie liczby sondowań w stosunku do systemu jednokanałowego. Algorytm ten został zbadany w prostych symulacjach, a następnie eksperymentalnie. W tym celu zestawiono układ pomiarowy wyposażony w pięć anten odbiorczych. W zestawionym układzie przeprowadzono serię eksperymentów, w których porównano działanie systemu wielokanałowego i jednokanałowego ze szczególnym uwzględnieniem wrażliwości na redukcję liczby sondowań. Aby porównanie było rzetelne system jednokanałowy stanowił podzbiór systemu wielokanałowego. Z zestawionego wielokanałowego układu pomiarowego wybrano antenę odbiorczą, której położenie umożliwiało uzyskanie najlepszych wyników. Surowe dane pomiarowe zarejestrowane przez tę antenę potraktowano jako dane uzyskane w jednokanałowym systemie obrazującym. W trakcie eksperymentów stwierdzono, co następuje:

- Przewidywania teoretyczne, że zwielokrotnienie liczby anten odbiorczych w systemie obrazującym i przeprowadzenie zaproponowanego algorytmu odtwarzania obrazu może

się wiązać z ograniczeniem zdolności rozdzielczej systemu, zostały potwierdzone symulacyjnie. Nie znalazło to jednak odzwierciedlenia w eksperymencie. Proponowany algorytm nie ograniczył zdolności systemu do rozróżniania obiektów;

- Zgodnie z przewidywaniami, zwielokrotnienie anten odbiorczych umożliwiło redukcję liczby sondowań w stosunku do systemu jednokanałowego, jednak w znacznie mniejszym stopniu niż wynikało to z prostych symulacji. W praktyce można przyjąć, że w proponowanym systemie pięciokanałowym można stosować sondowanie dwa do trzech razy rzadsze niż w systemie jednokanałowym;
- Obiekt bardzo słabo odbijający jest znacznie łatwiejszy do wykrycia w systemie wielokanałowym.

Warto również podkreślić, że zaproponowany algorytm odtwarzania obrazu w systemie wielokanałowym stanowi zaledwie najprostsze zastosowanie dla danych pochodzących z wielu anten. Dzięki zastosowaniu zaproponowanych modeli matematycznych uzyskano warianty tego samego obrazu zarejestrowane za pomocą różnych anten. Mogą one stanowić dane wejściowe do znacznie bardziej złożonych algorytmów przetwarzania obrazu niż proste uśrednianie.

Rozdział 8

Podsumowanie

8.1 Zrealizowane prace

Praca jest poświęcona zagadnieniom dotyczącym ultraszerokopasmowego mikrofalowego systemu obrazującego. Koncepcja systemu została zaczerpnięta z literatury. Nie została ona jednak w niej szczegółowo opisana, w związku z czym autor samodzielnie wprowadził modele matematyczne i opracował algorytmy odtwarzania obrazu na podstawie surowych danych pomiarowych (rozdział 4). W początkowych eksperymentach przeprowadzonych przez autora okazało się, że działanie systemu bardzo silnie zależy od zastosowanych anten, przy czym żaden ze stosowanych parametrów anten (pasmo pracy, zysk energetyczny, etc.) nie okazał się decydujący. Po serii eksperymentów z transmisją ultraszerokopasmowych impulsów autor zaobserwował, że przy szerokim (1 GHz ÷ 15 GHz) paśmie sygnału znaczenie dla transmisji ma odpowiedź impulsowa anteny (zaniedbywalna w przypadku transmisji wąskopasmowych). Podjął zatem próbę usystematyzowania opisu transmisji sygnałów ultraszerokopasmowych za pomocą odpowiedzi impulsowych anten. Rozszerzone studia literaturowe pozwoliły wówczas stwierdzić, że tego typu opis już w dużej części powstał. Został on przez autora zaadaptowany dla potrzeb niniejszej pracy. Jednak badania dotyczące tej tematyki są jeszcze we wczesnym stadium rozwoju i zaledwie w kilku ośrodkach na świecie zaproponowano metody pomiarowe odpowiedzi impulsowej anteny. Wymagają one zastosowania anteny referencyjnej bądź dwóch identycznych anten. Oryginalnym dokonaniem autora jest udoskonalona metoda pomiarowa, w której wyznacza się odpowiedzi impulsowe trzech nieznanymi anten. Wyniki przedstawiono w rozdziale 3.

ROZDZIAŁ 8. PODSUMOWANIE

Niezależnie od pomiarów odpowiedzi impulsowych autor przeprowadził badania systemu obrazującego. Zestawił jego wariant pracujący w dziedzinie częstotliwości (rozdział 6) oraz w dziedzinie czasu (rozdział 5). Przy zastosowaniu dostępnej dla autora aparatury wyniki uzyskiwane w dziedzinie czasu były bardziej obiecujące, toteż dalsze badania zostały poświęcone tej technice.

Autor, w zestawionym przez siebie ultraszerokopasmowym systemie obrazującym, przeprowadził serię eksperymentów poświęconych określeniu możliwości systemu. Zidentyfikował w nich zakres rozpoznawalnych obiektów, zbadał zdolność penetracji obiektów oraz oszacował zdolność rozdzielczą (rozdział 5). Uzyskane wyniki wskazują na praktyczną możliwość wykorzystania systemów tego typu do wykrywania niebezpiecznych przedmiotów (np. broni). System prawidłowo odtworzył nie tylko obrazy metalowych przedmiotów, ale również obraz pustej plastikowej butelki. Badania zostały przeprowadzone przy zastosowaniu dwóch typów anten odbiorczych zamiennie włączanych do układu pomiarowego. Porównanie wyników uzyskiwanych za pomocą tych anten oraz przebiegów ich odpowiedzi impulsowych (zamieszczonych w rozdziale 3) stanowi potwierdzenie pierwszej tezy pracy.

W trakcie eksperymentów uwagę autora zwrócił znaczący czas trwania pomiarów oraz możliwość jego redukcji przez ograniczenie liczby sondowań. Obserwacja ta dała przesłankę do zaproponowania modyfikacji polegającej na zwielokrotnieniu liczby anten odbiorczych w systemie. Na podstawie prostego modelu geometrycznego przeprowadzono symulację działania systemu, z której wynikało, że zwiększenie liczby torów i anten odbiorczych w systemie może się wiązać nie tylko z możliwością redukcji liczby sondowań, ale również z ryzykiem pogorszenia rozdzielczości systemu. Kwestie te zostały rozstrzygnięte w trakcie serii badań eksperymentalnych.

Zaproponowany wielokanałowy ultraszerokopasmowy system obrazujący stanowi jedno z najistotniejszych oryginalnych dokonań autora. W przeprowadzonej serii eksperymentów autor skonfrontował przewidywania teoretyczne oraz wyniki symulacyjne z rezultatami pomiarów. Zastosowanie pięciu torów i anten odbiorczych wiązało się z możliwością około dwukrotnej (dla niektórych obiektów trzykrotnej) redukcji liczby sondowań. W wynikach eksperymentów nie znalazło odzwierciedlenia przypuszczenie, że przetwarzanie sygnałów z wielu anten w systemie może wiązać się pogorszeniem jego zdolności rozdzielczej. Tym samym potwierdzona została druga teza pracy.

8.2 Kierunki dalszych badań

W trakcie prowadzonych eksperymentów zidentyfikowano pewne właściwości ultraszerokopasmowego systemu obrazującego, z których wynikają możliwości wprowadzenia korzystnych modyfikacji systemu:

- Wpływ na zdolność rozdzielczą systemu mają nie tylko odpowiedzi impulsowe anten, ale również odpowiedzi impulsowe obiektów poddawanych pomiarom. Te ostatnie zależą od sposobu ułożenia obiektu oraz zastosowanej polaryzacji fali. Przypuszczalnie znaczącą poprawę wykrywalności obiektów mogłoby przynieść jednoczesne zastosowanie w systemie wielokanałowym anten o polaryzacji pionowej i poziomej¹.
- W trakcie realizacji prac niezwiązanych bezpośrednio z realizacją rozprawy autor miał okazję zapoznać się z wynikami pomiarów (prowadzonych zarówno w Instytucie Radioelektroniki jak i w innych ośrodkach europejskich) licznych anten. Wynikało z nich, że anteny różkowe z pobudzeniem grzbietowym typu Vivaldi zaliczają się do anten o najkrótszej odpowiedzi impulsowej². Ograniczenia finansowe nie pozwoliły na zastosowanie anten tego typu, tym niemniej jest ono planowane w przyszłych pracach. Byłoby to korzystne tym bardziej, że dostępne są anteny różkowe z podwójnym grzbietowym pobudzeniem Vivaldi, umożliwiające pracę na dwóch prostopadłych polaryzacjach. Właściwość taka byłaby szczególnie korzystna w świetle obserwacji przytoczonych w poprzednim punkcie.
- W toku późniejszych prac z zastosowaną aparaturą, prowadzonych w Instytucie Radioelektroniki, okazało się, że podstawa czasu konwertera próbkującego jest niestabilna i może się wahać nawet o 1% w skali kilku godzin. Efekt ten będzie można kompensować w zmodernizowanym stanowisku pomiarowym, po planowanej rozbudowie.
- Planowane są również dalsze prace dotyczące przetwarzania surowych danych pomiarowych oraz uzyskiwanych obrazów. Szczególnie interesujące wydają się możliwości związane z zastosowaniem algorytmu CLEAN.

¹Uzyskanie polaryzacji kołowej anten w tak szerokim paśmie pracy jest bardzo trudne.

²Odpowiedzi planarnych anten typu Vivaldi są dłuższe, ze względu na fakt, że fale w strukturze anteny (laminacie) rozchodzą się wolniej niż w wolnej przestrzeni.

Bibliografia

- [1] "IEEE standard definitions of terms for antennas," The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 345 East 47th Street, New York, NY 10017, 1993.
- [2] *First report and order 02-48*, Federal Communications Commission, 2002.
- [3] B. Allen, M. Dohler, E. E. Okon, W. Q. Malik, A. K. Brown, D. J. Edwards, Eds., *Ultra-wideband antennas and propagation for communications, radar and imaging*, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England: John Wiley and Sons, 2007.
- [4] R. K. Amineh, A. Trehan, N. K. Nikolova, "Ultra-wide band TEM horn antenna for microwave imaging of the breast," *13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting, ANTEM/URSI 2009*, Toronto, Feb. 15-18, 2009, pp. 1-4.
- [5] Y. Aoki, "Microwave holography by a two-beam interference method," *Proc. IEEE*, vol. 56, no. 8, pp. 1402-1403, Aug. 1968.
- [6] C. F. Augustine, C. Deutsch, D. Fritzler, E. Marom, "Microwave holography using liquid crystal area detectors," *Proc. IEEE*, vol. 57, no. 7, pp. 1333-1334, Jul. 1969.
- [7] I. Baharav, P. L. Corredoura, R. C. Taber, W. Weems, G. S. Lee, J. E. Young, J. M. Neil, "Stand off microwave imaging system and method," Europejskie zgłoszenie patentowe, nr EP1798570, z dnia 14.11.2006.
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design (3rd Edition)*, John Wiley & Sons, 2005.
- [9] J. Bator, *Anteny i instalacje antenowe*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, 1981.
- [10] C. E. Baum, "General properties of antennas," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 44, no. 1, pp. 18-24, Feb. 2002.

BIBLIOGRAFIA

- [11] D. J. Bem, *Anteny i rozchodzenie się fal radiowych*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 1973.
- [12] N. Blaunstein, C. Christodoulou, *Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Links*, John Wiley & Sons, New Jersey 2007.
- [13] R. Bose, A. Freedman, B. D. Steinberg, "Sequence CLEAN: a modified deconvolution technique for microwave images of contiguous targets," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 38, no. 1, pp. 89–97, Jan. 2002.
- [14] J. M. Bourgeois, G. S. Smith, "A full electromagnetic simulation of a ground penetrating radar: theory and experiment," *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S 1994*, vol. 3, Seattle, WA, Jun. 20–24, 1994, pp. 1442–1445.
- [15] A. B. Bronwell, R. E. Beam, *Teoria i zastosowanie mikrofal*, tom 2, Państwowe Wydawnictwa Techniczne, Warszawa 1952.
- [16] H. Brunzell, "Pre-processing of ground penetrating impulse radar data for improved detection capability," *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '98*, vol. 3, Seattle, WA, Jul. 6–10, 1998, pp. 1478–1480.
- [17] M. Bugaj, M. Wnuk, "The influence examination of dielectric parameters on bandwidth in multilayer aperture-coupled microstrip antennas with utilization of the FDTD method," *17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2008*, Wrocław, Poland, May 19-23, 2008.
- [18] M. Bury, Y. Yashchyshyn, "Pulse Response of UWB Antenna: Meaning and Simple Measurement Procedure," *2nd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007*, Edinburgh, UK, Nov. 11-16, 2007.
- [19] M. Bury, Y. Yashchyshyn, J. Modelski, "Frequency domain measurements for an UWB imaging system," *17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON 2008*, Wrocław, May 19–21, 2008, pp. 1–4.
- [20] M. Bury, S. Kozłowski, "Mikrofalowy przełączany system do pomiaru macierzy rozproszenia dwuwrotnika," Praca magisterska, Wydział Elektroniki i Technik Informatycznych, Politechnika Warszawska, 2004.
- [21] M. Bury, S. Kozłowski, Y. Yashchyshyn, "Model, symulacje i pomiary mikrofalowego systemu obrazującego," *Postępy w Elektrotechnice stosowanej, PES-6*, Kościelisko, 18-22 czerwca 2007.

- [22] M. Bury, Y. Yashchyshyn, "Pomiary charakterystyk kierunkowych anten ultra-szerokopasmowych w dziedzinie czasu i częstotliwości," *Przegląd Telekomunikacyjny*, no. 4, pp. 542–548, 2008.
- [23] M. Bury, Y. Yashchyshyn, J. Modelski, "A Simple Approach for Elimination of Fixed Objects' Reflections in UWB Imaging System," *The International Conference on Computer as a Tool*, EUROCON 2007, Sep. 9–12, Warsaw, Poland 2007, pp. 299–302.
- [24] D. Carter, "Phase centers of microwave antennas," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, no. 4, pp. 597–600, Oct. 1956.
- [25] C. Chan, N. Farhat, "Frequency swept tomographic imaging of three-dimensional perfectly conducting objects," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 29, no. 2, pp. 312–319, Mar. 1981.
- [26] M. Chang, H. Lee, I. Akiyama, "Image reconstruction and enhancement for subsurface radar imaging using wavefield statistics," *Twenty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 2, Pacific Grove, CA, Oct. 31–Nov. 2, 1994, pp. 1200–1204.
- [27] P. Checcacci, V. Russo, A. Scheggi, "Holographic antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 18, no. 6, pp. 811–813, Nov. 1970.
- [28] Y. Chen, E. Gunawan, K. S. Low, Shih-chang Wang, C. B. Soh, "Time-reversal imaging for ultra-wideband breast cancer detection: pulse design criteria considering multiple tumor masses," *IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, Honolulu, HI, Jun. 9–15, 2007, pp. 2164–2167.
- [29] T. H. Chu, N. H. Farhat, "Frequency-swept microwave imaging of dielectric objects," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, no. 3, pp. 489–493, Mar. 1988.
- [30] T. H. Chu, N. H. Farhat, "Polarization effects in microwave diversity imaging of perfectly conducting cylinders," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 2, pp. 235–244, Feb. 1989.
- [31] R. E. Collin, *Prowadzenie fal elektromagnetycznych*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 1960.
- [32] G. Colomines, J.-J. Robin, P. Notingher, B. Boutevin, "Synthesis of thermoplastic elastomers based on pet glycolysates: Study of their dielectric properties," *European Polymer Journal*, vol. 45, no. 8, pp. 2413 – 2427, 2009.
- [33] P. Cooper, G. Verwey, C. Purry, "Ultra wideband endfire synthetic aperture radar for landmine detection," *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2003. IGARSS '03*, vol. 2, Jul. 21–25, 2003, pp. 752–754.

BIBLIOGRAFIA

- [34] Z. Czekała, *Parada Radarów*, Dom Wydawniczy Bellona, Warszawa 1999.
- [35] D. J. Daniels, *Ground Penetrating Radar – second Edition*, The Institution of Electrical engineers, London 2004.
- [36] S. K. Davis, H. Tandradinata, S. C. Hagness, B. D. Van Veen, “Ultrawideband microwave breast cancer detection: a detection-theoretic approach using the generalized likelihood ratio test,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 52, no. 7, pp. 1237–1250, Jul. 2005.
- [37] N. H. Farhat, B. Bai, “Optimal spectral windows for microwave diversity imaging,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 7, pp. 985–993, Jul. 1991.
- [38] N. H. Farhat, W. R. Guard, “Holographic imaging at 70 GHz,” *Proc. IEEE*, vol. 58, no. 12, pp. 1955–1956, Dec. 1970.
- [39] N. H. Farhat, W. R. Guard, “Millimeter wave holographic imaging of concealed weapons,” *Proc. IEEE*, vol. 59, no. 9, pp. 1383–1384, Sep. 1971.
- [40] E. Fear, A. Low, J. Sill, M. A. Stuchly, “Microwave system for breast tumor detection: experimental concept evaluation,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, Jun. 16–21, 2002, pp. 819–822.
- [41] E. C. Fear, S. C. Hagness, P. M. Meaney, M. Okoniewski, M. A. Stuchly, “Enhancing breast tumor detection with near-field imaging,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 48–56, Mar. 2002.
- [42] E. C. Fear, M. A. Stuchly, “Microwave system for breast tumor detection,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 11, pp. 470–472, Nov. 1999.
- [43] E. C. Fear, M. A. Stuchly, “Microwave breast cancer detection,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, Boston, MA, Jun. 11–16, 2000, pp. 1037–1040.
- [44] E. C. Fear, M. A. Stuchly, “Microwave detection of breast cancer,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, pp. 1854–1863, Nov. 2000.
- [45] E. C. Fear, M. A. Stuchly, “Confocal microwave imaging for breast tumor detection: comparison of immersion liquids,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, Boston, MA, Jul. 8–13, 2001, pp. 250–253.
- [46] E. J. Feleppa, “Holography and Medicine,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 19, no. 3, pp. 194–205, May 1972.

- [47] D. Flores-Tapia, G. Thomas, A. Ashtari, S. Pistorius, "3D Breast Microwave Imaging Based on Wavefront Reconstruction," *28th Annual International IEEE Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS '06*, New York, NY, Aug. 30–Sep. 2006, 2006, pp. 2542–2545.
- [48] D. Flores-Tapia, G. Thomas, A. Sabouni, S. Noghianian, S. Pistorius, "Breast Tumor Microwave Simulator Based on a Radar Signal Model," *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, Vancouver, BC, Aug. 2006, pp. 17–22.
- [49] G. Galati, *Advanced Radar Techniques and Systems*, Institution of Engineering and Technology, London 1993.
- [50] B. Galwas, *Miernictwo mikrofalowe*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1981.
- [51] B. Galwas, S. Palczewski, "Broadband Homodyne Sixport Reflectometer," *21st European Microwave Conference*, vol. 1, Oct. Stuttgart, Germany 1991, pp. 527–532.
- [52] E. L. Ginston, *Microwave Measurements*, McGraw-Hill, New York 1957.
- [53] S. G. Glisic, *Advanced Wireless Communications, Second Edition (Second Edition)*, John Wiley & Sons, Chichester 2007.
- [54] A. Goad, D. Schorer, J. Sullenberger, F. Yousuf, A. Yu, G. Donohue, K. Hintz, "Landmine detection utilizing an unmanned aerial vehicle," *Systems and Information Engineering Design Symposium, SIEDS 2008*, Charlottesville, VA, Apr. 25–25, 2008, pp. 231–236.
- [55] L. K. Hady, A. A. Kishk, "Ultra-wideband Transceiver Architecture for Early Breast Cancer Detection System," *IEEE Region 5 Technical Conference*, Apr. 20–22, 2007, pp. 1–4.
- [56] S. C. Hagness, A. Taflove, J. E. Bridges, "Two-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection: fixed-focus and antenna-array sensors," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 45, no. 12, pp. 1470–1479, Dec. 1998.
- [57] T. B. Hansen, A. D. Yaghjian, "Planar near-field scanning in the time domain part 1: Formulation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 9, pp. 1280–1291, Sep. 1994.
- [58] T. B. Hansen, A. D. Yaghjian, "Planar near-field scanning in the time domain part 2: Sampling theorems and computation schemes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 9, pp. 1292–1300, Sep. 1994.
- [59] I. Hertl, M. Strycek, "UWB antennas for ground penetrating radar application," *19th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, ICEC 2007*, Sep. 24–26, 2007, pp. 1–4.

BIBLIOGRAFIA

- [60] J. S. Hollis, T. J. Lyon, L. Clayton, Eds., *Microwave antenna measurements*, Scientific-Atlanta, Nov. Atlanta, Georgia, USA 1985.
- [61] K. Iizuka, "Microwave holograms and microwave reconstruction," *Electronics Letters*, vol. 5, pp. 26–28, Jan. 23, 1969.
- [62] N. Irishina, M. Moscoso, O. Dorn, "Microwave Imaging for Early Breast Cancer Detection Using a Shape-based Strategy," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 56, no. 4, pp. 1143–1153, Apr. 2009.
- [63] E. Jagoszewski, *Wstęp do optyki inżynierskiej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
- [64] R. M. Jaworski, "Opracowanie i badanie ultraszerokopasmowej anteny vivaldi," Praca inżynierska, Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych, Politechnika Warszawska, 2009.
- [65] M. Kanda, "Time domain sensors for radiated impulsive measurements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, no. 3, pp. 438–444, May 1983.
- [66] S. Kazel, "High-sensitivity real-time microwave holography and imaging," *Proc. IEEE*, vol. 57, no. 6, pp. 1222–1222, Jun. 1969.
- [67] D. D. King, *Measurements at centimeter wavelength*, D. Van Nostrand Company, New York, 1952.
- [68] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, *Radar Cross Section (2nd Edition)*, SciTech Publishing, 2004.
- [69] M. Kolawole, *Radar Systems, Peak Detection and Tracking*, Elsevier, 2002.
- [70] K. Kulpa, "The CLEAN type algorithms for radar signal processing," *Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, 2008. MRRS 2008*, Kiev, Sep. 22–24, 2008, pp. 152–157.
- [71] K. S. Kulpa, P. Baranowski, "Universal high speed raw radar data recorder," *International Conference on Radar, CIE 2001*, Beijing, Oct. 15–18, 2001, pp. 653–657.
- [72] K. Kulpa, "Zastosowanie metod clean do detekcji słabych ech radiolokacyjnych na tle silnych zakłóceń biernych," *Zeszyt „Elektronika” nr 164*, 2008.
- [73] J. Kunish, J. Pamp, "UWB radio channel modelling considerations," *Proc. of ICEAA'03*, Turin, Sep. 2003, pp. 497–498.
- [74] C. J. Kuo, M. H. Tsai, Eds., *Three-Dimensional Holographic Imaging*, John Wiley & Sons, New York, 2002.

- [75] T. S. Laverghetta, *Handbook of Microwave Testing*, Artech House, Massachusetts 1981.
- [76] A. A. Lestari, A. G. Yarovoy, L. P. Lighthart, "Adaptation capabilities of a wire bow-tie antenna for ground penetrating radar," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, Boston, MA, Jul. 8–13, 2001, pp. 564–567.
- [77] N. Levanon, E. Mozeson, *Radar Signals*, John Wiley & Sons, 2004.
- [78] B. Levitas, J. Matuzas, "UWB radar high resolution ISAR imaging," *Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, Sep. 19–22, 2004, pp. 228–230.
- [79] B. Levitas, J. Matuzas, "Evaluation of UWB ISAR image resolution," *European Radar Conference, EURAD 2005*, Paris, Oct. 6–7, 2005, pp. 89–91.
- [80] R. Litwin, M. Suski, *Technika mikrofalowa*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 1972.
- [81] T. C. K. Liu, D. I. Kim, R. G. Vaughan, "A high-resolution, multi-template deconvolution algorithm for time-domain UWB channel characterization," *Canadian J. Elect. Comput. Eng.*, vol. 32, no. 4, pp. 207–213, 2007.
- [82] H.-C. Lu, T.-H. Chu, "Microwave diversity imaging using six-port reflectometer," *IEEE Digest Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, Montreal, Que., Jul. 13–18, 1997, pp. 2593–2596.
- [83] H.-C. Lu, T.-H. Chu, "Microwave diversity imaging using six-port reflectometer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 1, pp. 84–87, Jan. 1999.
- [84] A. Ludwig, "The definition of cross polarization," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 21, no. 1, pp. 116–119, Jan. 1973.
- [85] P. A. Lvov, "Application of combined multiport reflectometer to microwave diversity imaging," *International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE '08.*, Saratov, Sep. 24–25, 2008, pp. 514–518.
- [86] B. R. Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*, Chapman & Hall/Crc, 2000.
- [87] G. Marconi, "Improvements in transmitting electrical impulses and signals, and in apparatus therefor," GB Patent 189 612 039, Feb. 02, 1887.
- [88] N. Marcuvitz, Ed., *Waveguide handbook*, McGraw-Hill, New York 1951.

BIBLIOGRAFIA

- [89] P. M. Meaney, K. D. Paulsen, J. T. Chang, M. W. Fanning, A. Hartov, "Nonactive antenna compensation for fixed-array microwave imaging. II. Imaging results," *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. 18, no. 6, pp. 508–518, Jun. 1999.
- [90] T. A. Milligan, *Modern antenna design*, John Wiley and Sons, Inc., 2005.
- [91] S. K. Moore, "Better breast cancer detection," *IEEE Spectr.*, vol. 38, no. 5, pp. 50–54, May 2001.
- [92] T. Morawski, W. Gwarek, *Pola i fale elektromagnetyczne*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 1998.
- [93] E. Muehldorf, "The phase center of horn antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 18, no. 6, pp. 753–760, Nov. 1970.
- [94] K. O'Neill, "Radar detection of near-surface buried metallic reflectors in wet soil," *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '97*, vol. 3, Aug. 3–8, 1997, pp. 1288–1290.
- [95] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, ECE Department, Rutgers University, 94 Brett Road Piscataway, NJ 08854-80582003. [Online]. Available: <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [96] G. Pagana, S. Salvador, G. Vecchi, "Signal processing techniques for microwave imaging of the breast," *First International Symposium on Applied Sciences on Biomedical and Communication Technologies, ISABEL '08.*, Aalborg, Oct. 25–28, 2008, pp. 1–5.
- [97] K. D. Paulsen, P. M. Meaney, "Nonactive antenna compensation for fixed-array microwave imaging. I. Model development," *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol. 18, no. 6, pp. 496–507, Jun. 1999.
- [98] M. Pieraccini, G. Luzi, L. Noferini, D. Mecatti, M. Fratini, C. Atzeni, "High frequency penetrating radar data interpretation by means of joint time frequency analysis," *2nd International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar*, May 14–16, 2003, pp. 89–94.
- [99] D. Popovic, M. Okoniewski, D. Hagl, J. H. Booske, S. C. Hagness, "Volume sensing properties of open-ended coaxial probes for dielectric spectroscopy of breast tissue," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, Boston, MA, Jul. 8–13, 2001, pp. 254–257.
- [100] J. H. Reed, *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*, Prentice Hall, 2005.

- [101] J. H. Richmond, "Simplified Calculation of Antenna Patterns, with Application to Radome Problems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 3, no. 4, pp. 9–12, Jul. 1955.
- [102] A. Rosen, M. A. Stuchly, A. Vander Vorst, "Applications of RF/microwaves in medicine," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 963–974, Mar. 2002.
- [103] S. Rosłonec, *Podstawy techniki antenowej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2006.
- [104] A. Rumiantsev, S. Schott, S. Kanev, "Method for calibration of a vectorial network analyzer," Zgłoszenie patentowe USA nr US020080125999, z dnia 19.11.2007.
- [105] D. K. Rytting, "Network Analyzer Accuracy Overview," *58th Conference Digest-Fall, ARFTG*, vol. 40, San Diego, CA, USA, Nov. 2001, pp. 1–13.
- [106] B. Sai, L. P. Ligthart, "GPR phase-based techniques for profiling rough surfaces and detecting small, low-contrast landmines under flat ground," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 42, no. 2, pp. 318–326, Feb. 2004.
- [107] S. M. Salvador, E. C. Fear, M. Okoniewski, J. R. Matyas, "Microwave imaging of the knee: On sensitivity, resolution and multiple tears detection." *13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting, ANTEM/URSI 2009.*, Toronto, ON, Feb. 15–18, 2009, pp. 1–4.
- [108] S. M. Salvador, E. C. Fear, M. Okoniewski, J. R. Matyas, "Microwave imaging of the knee: Application to ligaments and tendons," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, MTT '09.*, Boston, MA, USA, Jun. 7–12, 2009, pp. 1437–1440.
- [109] B. Scheers, M. Piette, A. Vander Vorst, "The detection of AP mines using UWB GPR," *Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, (Conf. Publ. No. 458)*, Oct. 12–14, 1998, pp. 50–54.
- [110] M. Sezgin, I. Tasdelen, "Buried object detection by using GPR," *Proceedings of the IEEE 12th Signal Processing and Communications Applications Conference*, pp. 599–602, Apr. 28–30, 2004.
- [111] S. M. Shrestha, I. Arai, T. Miwa, Y. Tomizawa, "Signal processing of ground penetrating radar using super resolution technique," *IEEE Radar Conference*, Atlanta, GA, May 1–3, 2001, pp. 300–305.
- [112] M. I. Skolnik, *Radar Handbook (2nd Edition)*, McGraw-Hill, 1990.

BIBLIOGRAFIA

- [113] D. Smith, M. Elsdon, M. Leach, M. Fernando, S. J. Foti, "3D Microwave Imaging for Medical and Security Applications," *International RF and Microwave Conference, RFM 2006*, Putra Jaya, Sep. 12–14, 2006, pp. 233–237.
- [114] W. Sörgel, W. Wiesbeck, "Influence of the Antennas on the Ultra-Wideband Transmission," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, no. 3, pp. 296–305, 2005.
- [115] F. Sterzer, "Microwave medical devices," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 65–70, Mar. 2002.
- [116] H. E. Stockman, B. Zarwyn, "Optical film sensors for RF holography," *Proc. IEEE*, vol. 56, no. 4, pp. 763–763, Apr. 1968.
- [117] K. Sturgess, L. Happ, J. Kurtz, M. Collins, "Results of a remote sensing experiment using a low frequency ultra-wideband SAR to investigate the phenomenology of landmines," *International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '96*, vol. 4, May 27–31, 1996, pp. 2027–2029.
- [118] D. N. Swingler, C. S. Nilsen, N. H. Farhat, "Comments on „computer simulation of frequency swept imaging”,” *Proc. IEEE*, vol. 65, no. 8, pp. 1223–1224, Aug. 1977.
- [119] J. Szabatin, *Podstawy teorii sygnałów*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 2000.
- [120] R. Szumny, "Metoda lokalizacji terminali radiowych wewnątrz budynków," Rozprawa doktorska, Wydział Elektroniki i Technik Informacyjnych, Politechnika Warszawska, 2008.
- [121] S. Takaichi, A. Mase, Y. Kogi, H. Hojo, K. W. Kim, "Simulation study and experiment of breast cancer detection using an ultrashort-pulse radar," *Asia-Pacific Microwave Conference, APMC 2008.*, Macau, Dec. 16–20, 2008, pp. 1–4.
- [122] T. E. Tice, J. H. Richmond, "Probes for Microwave Near-field Measurements," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 3, no. 3, pp. 32–34, Apr. 1955.
- [123] C.-H. Tseng, T.-H. Chu, "An effective usage of vector network analyzer for microwave imaging," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2884–2891, Sep. 2005.
- [124] S. Valle, L. Zanzi, M. Sghezzi, G. Lenzi, J. Friborg, "Ground penetrating radar antennas: theoretical and experimental directivity functions," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 39, no. 4, pp. 749–759, Apr. 2001.
- [125] P. van Genderen, L. Nicolaescu, J. Zijderfeld, "Some experience with the use of spiral antennas for a GPR for landmine detection," *International Radar Conference*, Sep. 3–5, 2003, pp. 219–223.

- [126] D. W. Winters, B. D. Van Veen, S. C. Hagness, "Time domain inverse scattering techniques for use in microwave imaging," Europejskie zgłoszenie patentowe, nr EP1845847, z dnia 08.02.2006, z pierwszeństwem z dnia 11.02.2005. Pełen tekst zgłoszenia: WO2006086529.
- [127] A. J. Witten, J. E. Molyneux, J. E. Nyquist, "Ground penetrating radar tomography: algorithms and case studies," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 32, no. 2, pp. 461–467, Mar. 1994.
- [128] R.-F. Xue, B. Yuan, J.-F. Mao, "Application of tomographic inverse scattering techniques to microwave imaging radars," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, Jul. 3–8, 2005, pp. 318–321.
- [129] A. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements," *Transactions on Antennas and Propagation, IEEE*, vol. 34, no. 1, pp. 30–45, Jan. 1986.
- [130] Y. Yashchyshyn, M. Bury, "Time Characterization Versus Classical Antenna Parameters in Ultra-wide Frequency Bands," *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science, TCSET 2006*, Lviv – Slavsk, Ukraine, Feb. 28– Mar. 4 2006, pp. 497–498.
- [131] Y. Yashchyshyn, J. Modelski, S. Malyshev, A. Chizh, M. Svirid, P. Wegrzyniak, "Near field antennas measurements using photonic antenna," *Microwave Conference, 2007. European*, Oct. 9–12, 2007, pp. 576–579.
- [132] Y. Yashchyshyn, M. Bury, "Propozycja uzupełnienia klasycznego zestawu parametrów anten w kontekście systemów UWB," *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej*, no. 1, 2007.
- [133] M. Zhao, J. D. Shea, S. C. Hagness, D. W. van der Weide, "Calibrated Free-space Microwave Measurements With an Ultrawideband Reflectometer-antenna System," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 675–677, Dec. 2006.
- [134] Z. Zhao, N. H. Farhat, "Tomographic microwave diversity image reconstruction employing unitary compression," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, no. 2, pp. 315–322, Feb. 1992.
- [135] T. P. Zieliński, *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 2007.
- [136] P. Ziętek, "Badanie propagacji sygnałów ultraszerokopasmowych," Praca magisterska, Wydział Elektroniki i Technik Informatycznych, Politechnika Warszawska, 2006.

Dodatki

Dodatek A

Wymiary oraz odpowiedzi impulsowe zestawów anten odbiorczych zastosowanych w systemie obrazującym

A.1 Anteny typu otwarty koniec falowodu

A.1.1 Projekt anteny

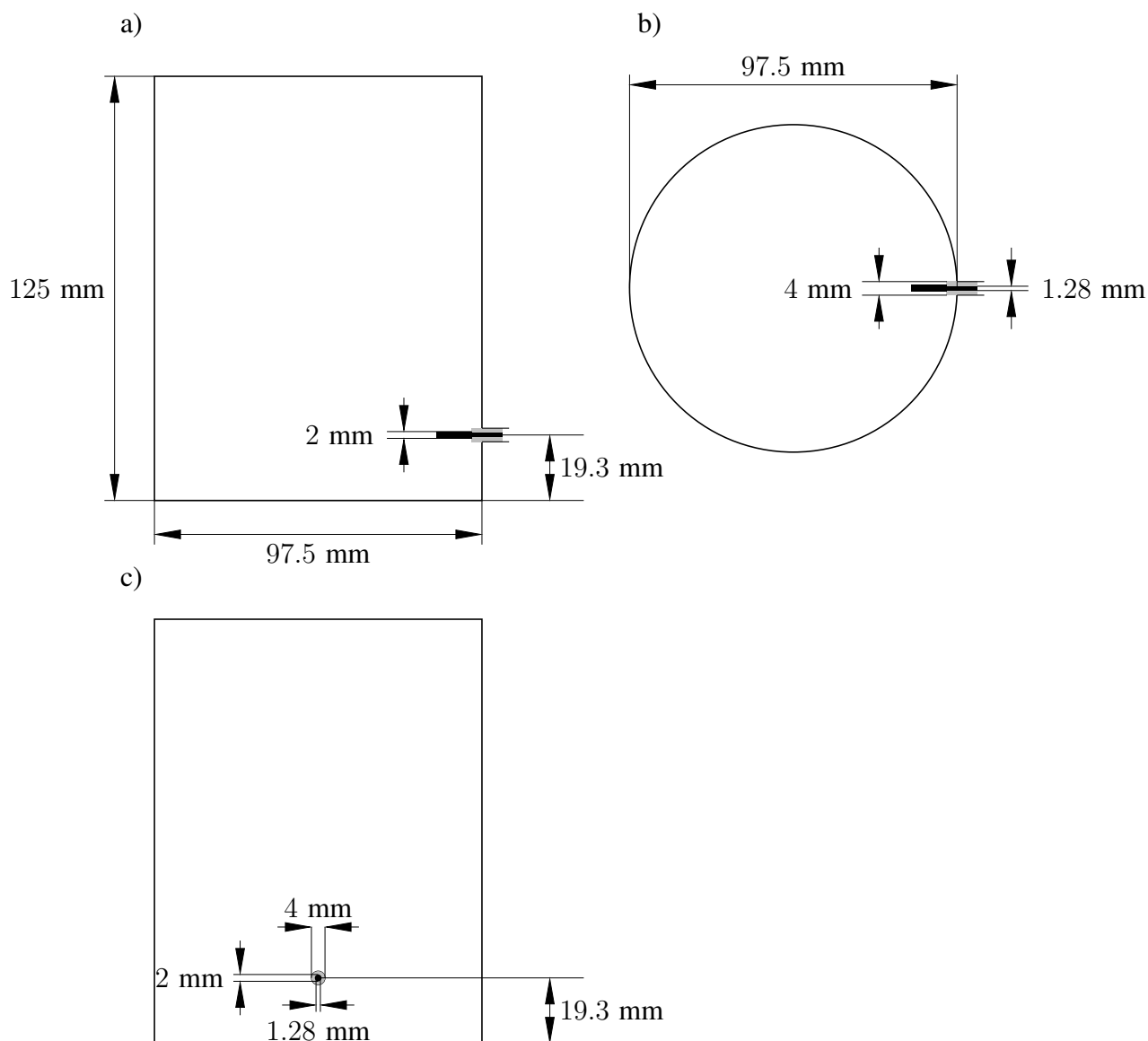
Antena typu otwarty koniec falowodu została wykonana z metalowego (pustego wewnątrz) walca zamkniętego z jednej strony metalową przegrodą. Do wnętrza cylindra wprowadzono przewód wewnętrzny gniazda SMA, przez nawiercony otwór. Część przewodu wewnętrznego (3 mm) była osłonięta dielektrycznym walcem o średnicy 4 mm. Nieosłoniętą część przewodu przedłużono i pogrubiono, nakładając na nią metalową tulejkę. Tulejka oraz przewód wewnętrzny zostały spojone przez lutowanie. Obudowa gniazda została przykręcona do metalowego walca za pomocą czterech wkrętów M2.

Zwymiarowaną antenę typu otwarty koniec falowodu przedstawiono na rys. A.1 w przekroju podłużnym i poprzecznym, w płaszczyźnie przecinającej gniazdo zasilające. Fotografię tej anteny można znaleźć w rozdziale 3.5.1 na rys. 3.8.

A.1.2 Odpowiedzi impulsowe

Pomiary odpowiedzi impulsowych 6 anten typu otwarty falowód zostały przeprowadzone techniką trzyantenową opisaną w rozdziale 3. W trakcie eksperymentu zostały zmierzone

DODATEK A. WYMIARY ORAZ ODPOWIEDZI IMPULSOWE ZESTAWÓW ANTEN
ODBIORCZYCH ZASTOSOWANYCH W SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM



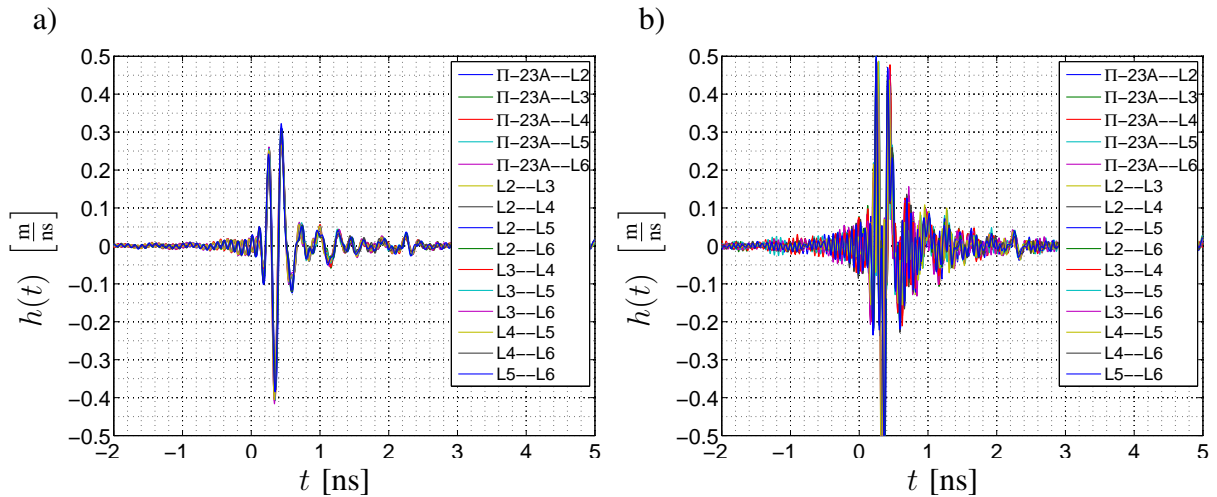
Rys. A.1 Antena typu otwarty koniec falowodu: a) przekrój podłużny, b) przekrój poprzeczny, c) widok z boku

odpowiedzi impulsowe łączy antenowych zestawione ze wszystkich par anten spośród 6 anten typu otwarty falowód i rożka $\Pi 6-23A$, rozstawionych w odległości około 2.5 m¹. Uzyskana w ten sposób redundancja (15 wyników uzyskanych w pomiarach z różnymi egzemplarzami anten) pozwoliła na oszacowanie statystycznego błędu pomiarowego oraz na wprowadzenie uśrednień służących jego zredukowaniu. Na rysunku A.2

¹Pary anteny typu otwarty falowód rozstawione były w odległości 2.6 m natomiast pary $\Pi 6-23A$ – otwarty falowód rozstawione były w odległości 3 m. Za punkt odniesienia anteny przyjęty został jej środek fazowy.

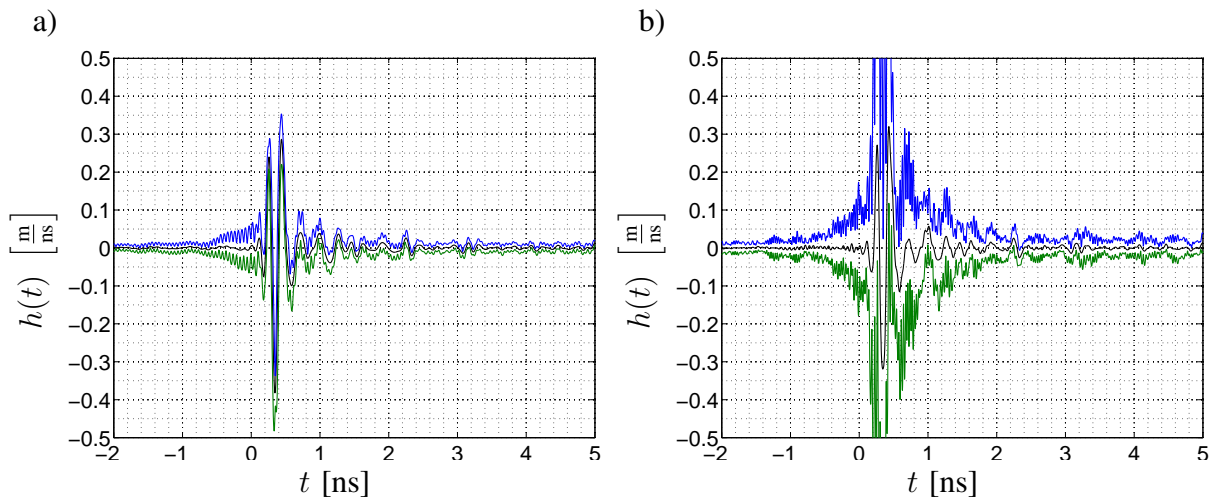
A.1. ANTENY TYPU OTWARTY KONIEC FALOWODU

zostały przedstawione wyniki pomiarów odpowiedzi impulsowej anteny typu otwarty falowód oznaczonej jako L1. W legendzie zaznaczono identyfikatory pozostałych dwóch anten, wykorzystanych do uzyskania przedstawionego wyniku w technice trzyantenowej. Na podstawie piętnastu przebiegów przedstawionych na rys. A.2 wyznaczono przebieg średni



Rys. A.2 Rodzina zmierzonych przebiegów odpowiedzi impulsowej anteny L1 typu otwarty falowód, wyznaczona w paśmie: a) $2 \div 10$ GHz, b) $1 \div 18$ GHz

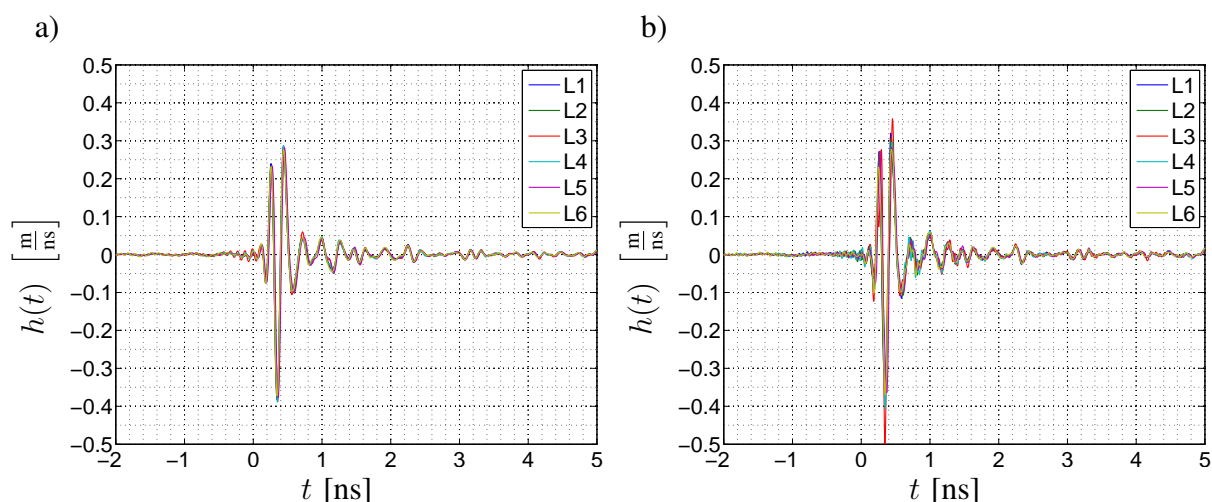
oraz przebieg trzysigmowego przedziału ufności metody pomiarowej – rys. A.3.



Rys. A.3 Uśredniona odpowiedź impulsowa anteny L1 typu otwarty falowód (granice przedziału ufności na poziomie 3σ) wyznaczona w paśmie: a) $2 \div 10$ GHz, b) $1 \div 18$ GHz

DODATEK A. WYMIARY ORAZ ODPOWIEDZI IMPULSOWE ZESTAWÓW ANTEN ODBIORCZYCH ZASTOSOWANYCH W SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM

Rozrzut wyników uzyskanych dla pozostałych anten typu otwarty falowód był na tyle niewielki, że zamieszczanie wszystkich wyników na osobnych wykresach byłoby bezcelowe. Istotny natomiast może być rozrzut odpowiedzi impulsowych wykonanych anten. Uśrednione przebiegi uzyskane dla wszystkich egzemplarzy w obu pasmach częstotliwości zestawione są na rys. A.4, na którym kolorem zielonym zaznaczono dolną granicę przedziału 3σ natomiast górną niebieskim.



Rys. A.4 Przebiegi odpowiedzi impulsowych zestawu anten typu otwarty falowód, zmierzone w paśmie: a) $2 \div 10$ GHz, b) $1 \div 18$ GHz

A.2 Anteny Vivaldi

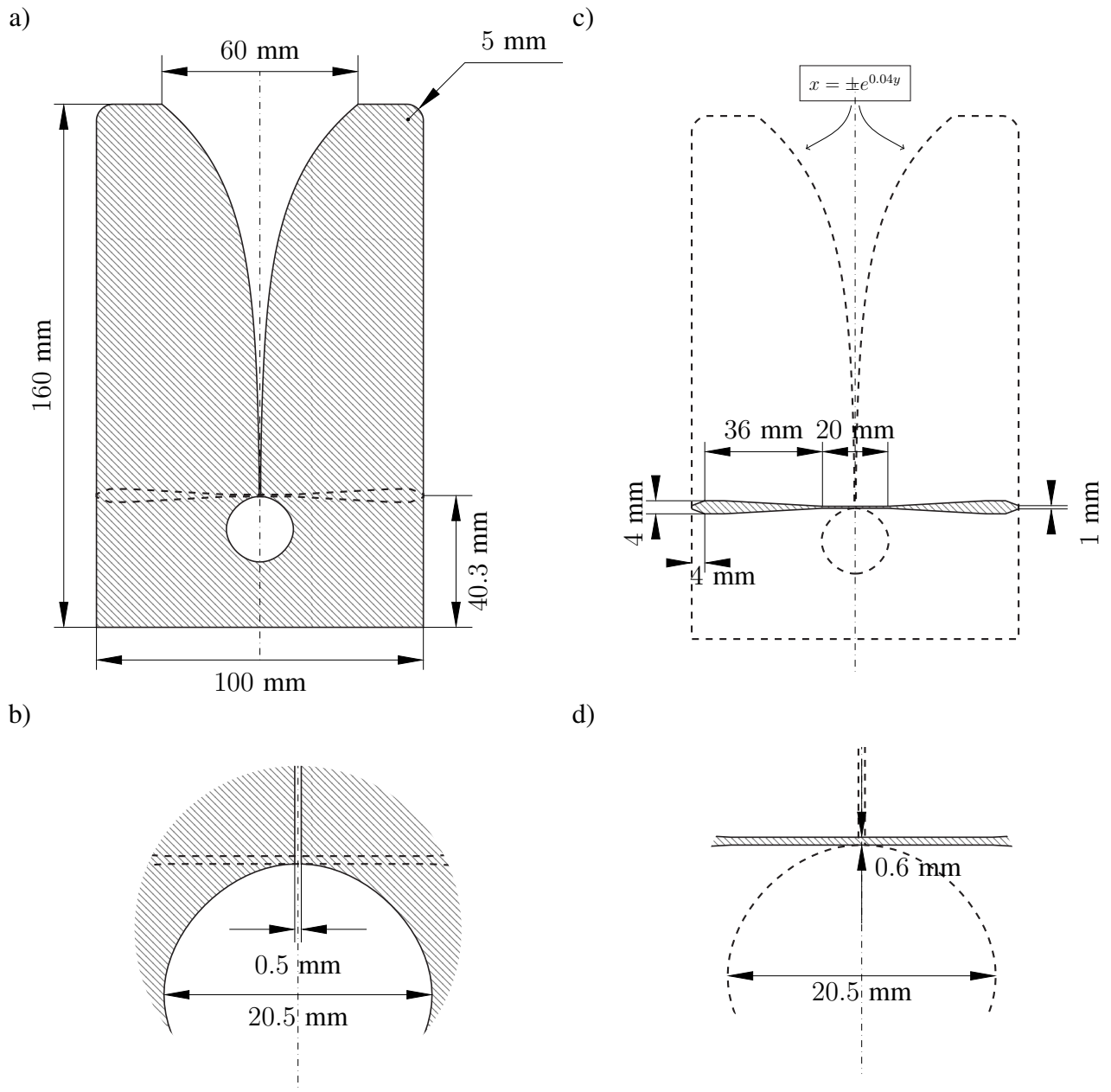
A.2.1 Projekt anteny

Planarna antena typu Vivaldi, zaprojektowana w ramach pracy inżynierskiej [64], została zrealizowana na laminacie mikrofalowym firmy Rogers RO3003 o parametrach:

- przenikalność elektryczna² $\epsilon_{rl} = 3.015$,
- tangens kąta stratności²: $\text{tg } \delta_l = 0.0013$,
- grubość laminatu $h_l = 1.508$ mm,
- grubość warstwy miedzi $d_l = 35\mu\text{m}$.

Na górnej warstwie laminatu została wytrawiona struktura promieniująca, natomiast na dolnej sprzężona z nią linia zasilająca. Obie warstwy są symetryczne względem osi anteny. Oba końce

²Dane producenta; pomiar metodą IPC-TM-650 2.5.5.5 @10 GHz, @23°C.



Rys. A.5 Warstwy metalizacji planarnej anteny Vivaldi: a) w widoku z góry, b) miejsce pobudzenia w powiększeniu, c) w widoku z dołu, d) miejsce pobudzenia w powiększeniu, w widoku z dołu

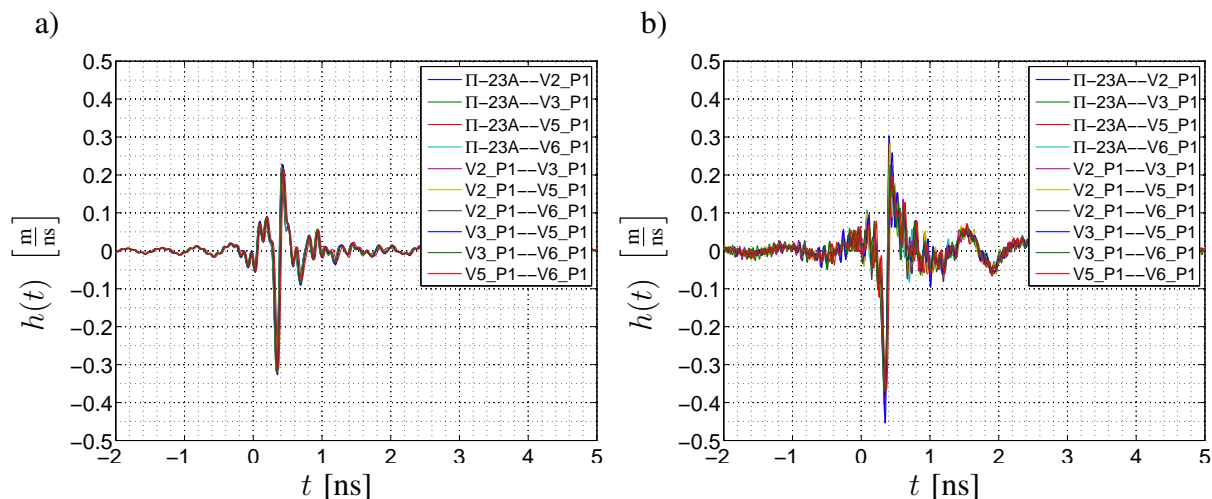
DODATEK A. WYMIARY ORAZ ODPOWIEDZI IMPULSOWE ZESTAWÓW ANTEN ODBIORCZYCH ZASTOSOWANYCH W SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM

linii zasilającej zostały zakończone gniazdami, wobec czego antena jest zaopatrzona w dwa wejścia. Dla potrzeb pomiarów w systemie obrazującym, realizowanych w ramach niniejszej pracy, jedno z nich było zawsze zakończone dopasowanym obciążeniem. Takie rozwiązanie wiąże się ze znaczną redukcją sprawności anteny, ale umożliwia niemal całkowite wytłumienie odbić wynikających z nieidealnego sprzężenia. Dzięki temu zafalowania pojawiające się w odpowiedzi impulsowej, po dwóch głównych ekstremach zostają zredukowane i skracają się czas jej trwania.

Obie warstwy metalizacji przedstawione są na rys. A.5 (a i c), przy czym miejsce pobudzenia, w którym struktura anteny sprzęga się z linią zasilającą jest ukazane również w powiększeniu (c i d).

A.2.2 Odpowiedzi impulsowe

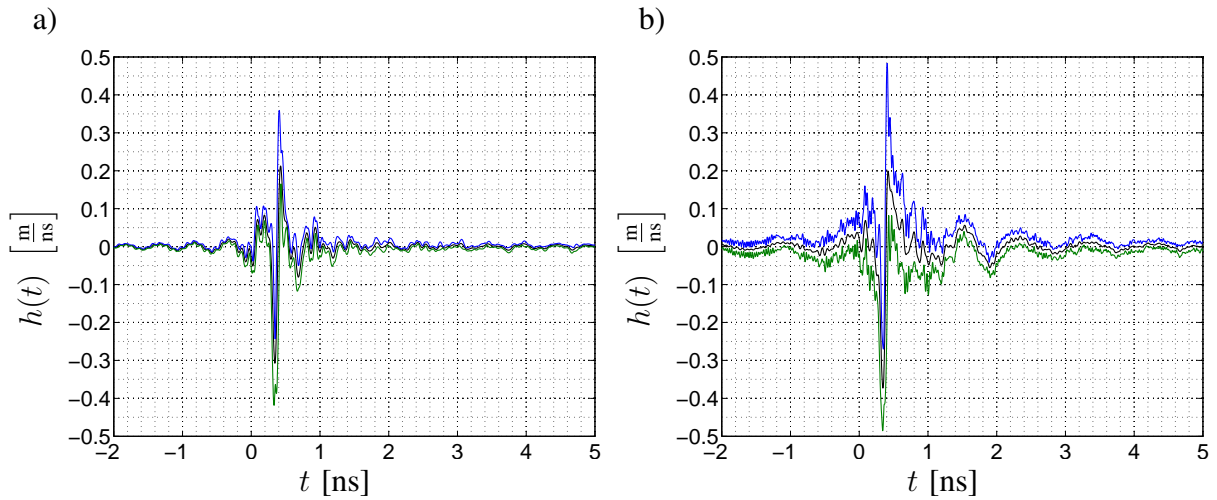
Na rysunku A.6 zostały przedstawione wyniki pomiarów odpowiedzi impulsowej planarnej anteny typu Vivaldi (egzemplarza oznaczonego przez „V1”). W legendzie do rysunku wskazano oznaczenia pozostałych dwóch anten, wykorzystanych do uzyskania określonego wyniku w technice trzyantenowej. Na podstawie piętnastu przebiegów przedstawionych



Rys. A.6 Rodzina zmierzonych przebiegów odpowiedzi impulsowej planarnej anteny V1 typu Vivaldi, wyznaczona w pałmi: a) $2 \div 10$ GHz, b) $1 \div 18$ GHz

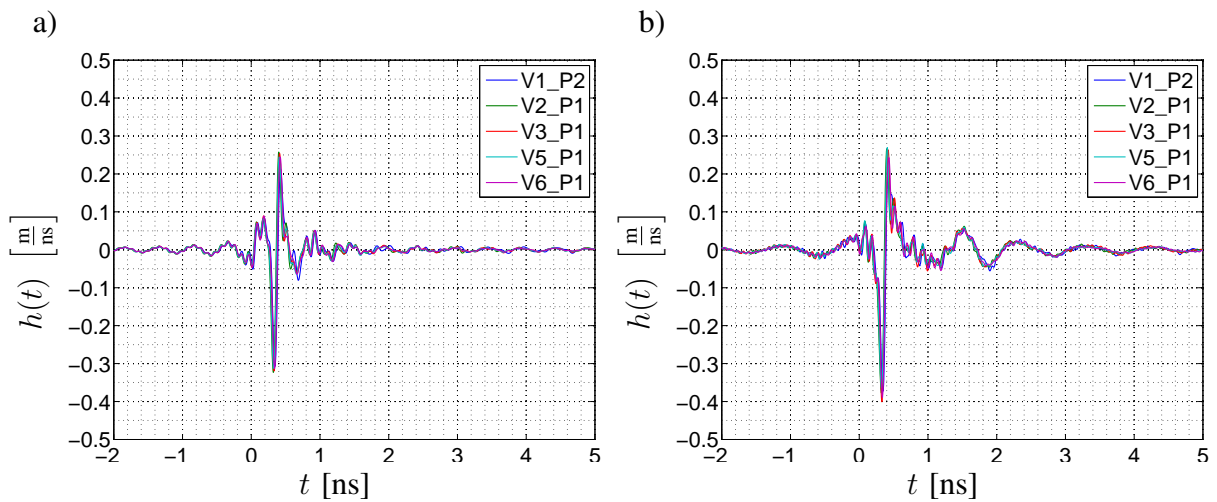
na rys. A.6 wyznaczono przebieg średni oraz przebieg granic trzysigmowego przedziału ufności dla metody pomiarowej – rys. A.7.

Również w przypadku planarnych anten typu Vivaldi rozrzut odpowiedzi impulsowych poszczególnych egzemplarzy w kolejnych pomiarach był na tyle niewielki, że zamieszczanie



Rys. A.7 *Uśredniona odpowiedź impulsowa anteny L1 typu otwarty falowód (granice przedziału ufności na poziomie 3σ) wyznaczone w paśmie: a) $2 \div 10$ GHz, b) $1 \div 18$ GHz*

wszystkich przebiegów na osobnych wykresach byłoby bezcelowe. Natomiast uśrednione przebiegi uzyskane dla wszystkich egzemplarzy w obu pasmach częstotliwości są zestawione na rys. A.8.



Rys. A.8 *Przebiegi odpowiedzi impulsowych zestawu planarnych anten typu Vivaldi, zmierzone w paśmie: a) $2 \div 10$ GHz, b) $1 \div 18$ GHz*

Dodatek B

Przykładowa implementacja algorytmu odtwarzania obrazu w wielokanałowym systemie obrazującym – model dokładny

Na implementację niniejszego algorytmu składają się dwa pliki źródłowe języka C oraz jeden plik nagłówkowy:

- obrazek.h
- obrazek_dimpm.c
- obrazek_dimpm_bib.c

Kompilacja była realizowana z poziomu środowiska Matlab, poleceniem:

```
mex obrazek_dimpm.c obrazek_dimpm_bib.c
```

Plik nagłówkowy: obrazek.h

```
# include <stdlib.h>
# include <stdio.h>
# include <time.h>
# include <math.h>

const double PI=3.14159265358979;

//Generuje wektory cosinusów i sinusów kątów o długości N.
//próbki funkcji kątów są obliczane w oparciu o założenie, że TH1=1deg a
//deltaTH = 360/N;
void FTH(double *s, double *c, int N);

//Funkcja główna do liczenia obrazka
```

DODATEK B. PRZYKŁADOWA IMPLEMENTACJA ALGORYTMU ODTWARZANIA OBRAZU W WIELOKANAŁOWYM SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM – MODEL DOKŁADNY

```
void sobrazek ( double *, double *, int, int, int, double *, double *,  
               double *, double *); //funkcja główna
```

Przekazywanie danych: obrazek_dimpm.c

```
#include "mex.h"  
#include "obrazek.h"  
  
/* The gateway routine */  
void mexFunction(int nlhs, mxArray *plhs[],  
                int nrhs, const mxArray *prhs[])  
{  
    double *x, *img, *s, *c, *Tx, *Rx, *fs, d, *C;  
    int status, mrows, ncols, m, n, elements, NOdb;  
    char * ch[50];  
  
    if (nrhs != 5)  
        mexErrMsgTxt("5 inputs required.");  
    if (nlhs != 1)  
        mexErrMsgTxt("One output required.");  
    if (!mxIsDouble(prhs[0]) || mxIsComplex(prhs[0])) {  
        mexErrMsgTxt("Input x must be a real matrix.");  
    }  
  
    x = mxGetPr(prhs[0]);  
    elements = mxGetNumberOfElements(prhs[0]);  
    mrows = mxGetM(prhs[0]);  
    ncols = mxGetN(prhs[0]); //funkcja mxGetN składa wszystkie wymiary ponad 2  
        w liczbę kolumn  
  
    C = mxGetPr(prhs[1]);  
    if ( ( mxGetM(prhs[1]) != 1 ) && ( mxGetN(prhs[1]) != 1 ) ) /* || ( mxGetM(  
        prhs[1]) == 1 ) && ( mxGetN(prhs[1]) == 1 ) ) */  
    {  
        mexErrMsgTxt("C must be one-dimensional!");  
    }  
    NOdb = ( mxGetM(prhs[1]) > 1 ) ? mxGetM(prhs[1]) : mxGetN(prhs[1]);  
  
    ncols = ncols/NOdb; //funkcja mxGetN składa wszystkie wymiary ponad 2 w  
        liczbę kolumn  
    d = ( C[0] <= ( (double)mrows-C[0] ) ) ? (C[0]) : ((double)mrows-C[0]);  
    Tx = mxGetPr(prhs[2]);  
    Rx = mxGetPr(prhs[3]);  
    fs = mxGetPr(prhs[4]);  
  
    plhs[0] = mxCreateDoubleMatrix(d,d, mxREAL);  
    img = mxGetPr(plhs[0]);  
  
    sobrazek ( x, img, mrows, ncols, NOdb, C, Tx, Rx, fs);  
}
```

Biblioteka realizująca algorytm odtwarzania obrazu:
obrazek_dimpm_bib.c

```
#include "obrazek.h"
```

```

//obliczanie drogi impulsu
double d_R(double x, double y, double *Tx, double *Rx, double *fs)//
    obliczanie różnicy pomiędzy drogą przebytą przez impuła a drogą antena
    nadawcza-oś obrotu-antena odbiorcza
{
    double fsdoc = *fs /299792458; //czestotliwosc probkowania / predkosc
    swiatla
    double xt=Tx[0]*fsdoc ,yt=Tx[1]*fsdoc;//współrzędne anteny nadawczej
    wyrażone w odstępach pomiędzy próbkami sygnału w dziedzinie czasu
    double xr=Rx[0]*fsdoc ,yr=Rx[1]*fsdoc;//współrzędne anteny odbiorczej
    wyrażone w odstępach pomiędzy próbkami sygnału w dziedzinie czasu
    double zt=Tx[2]*fsdoc;//0.2; //a gdzie fsdoc!!!!!!!
    double zr=Rx[2]*fsdoc;//0.25;

    return ( sqrt ( (xt-x)*(xt-x) + (yt-y)*(yt-y) + zt*zt) + sqrt ( (xr-x)*(xr-
        x) + (yr-y)*(yr-y) + zr*zr) - sqrt ( xt*xt + yt*yt + zt*zt) - sqrt ( xr*
        xr + yr*yr + zr*zr) );
}
//Generuje wektory cosinusów i sinusów kątów o długości N.
//próbki funkcji kątów są obliczane w oparciu o założenie , że TH1=1deg a
    deltaTH = 360/N;
void FTH(double *c, double *s, int N)
{
    int ith;
    double incr_th;
    double ds,dc;
    //incr_th = 2*PI/N;//obsłużyć 361 721
    incr_th = ( (N == 721) || (N==361) ) ? ( 2*PI/( N-1 ) ) : (2*PI/N);//
    Wyznaczanie różnicy pomiędzy sąsiednimi kątami. W szczególnych
    przypadkach, gdy N=721 lub N=361 przyjmuje się, że pierwszy kąt jest
    równy ostatniemu.
    ds = sin(incr_th);
    dc = cos(incr_th);
    s[0]=sin(0);
    c[0]=cos(0);
    for (ith = 1; ith < N; ++ith)
    {
        s[ith] = s[ith-1]*dc + c[ith-1]*ds;
        c[ith] = c[ith-1]*dc - s[ith-1]*ds;
    }
}
void sobrazek ( double *x, double *img, int M, int N, int NOdb, double *C,
    double *Tx, double *Rx, double *fs)
{
    int m = 0, n = 0; //liczniki po macierzy surowych danych
    int ix = 0, iy = 0; //liczniki
    int m4 = 0; //zmienna pomocnicza

    int r = ( C[0] <= ( (double)M-C[0] ) ) ? (C[0]) : (M-C[0]);

    double sum; //zmienna pomocnicza dla obliczania sumy próbek
    odowiadających czasowi t==0
    double img_max=0; //maksymalna wartość macierzy obrazu przed
    normalizacją
    double *pimg; //wskaźnik pomocniczy
    double *c, *s; //na wektory sinusów i cosinusów theta
    double delta;
    double wsp[1];

```

DODATEK B. PRZYKŁADOWA IMPLEMENTACJA ALGORYTMU ODTWARZANIA OBRAZU
W WIELOKANAŁOWYM SYSTEMIE OBRAZUJĄCYM – MODEL DOKŁADNY

```

double rho;
int odb; //indeks odbiornika
c = malloc( sizeof (double) * N); //alokacja
    pamięci na cos(th)
s = malloc( sizeof (double) * N); //alokacja
    pamięci na sin(th)

FTH(c,s,N); //generacja sinusów i kosinusów kątów

//Główna pętla
pimg = img;
m4=r/2; //ustawianie połowy
for (ix = 0; ix < r; ix++) //pętla po x obrazu
for (iy = r-1; iy>=0 ; iy--) //pętla po y obrazu
{
    sum = 0; //ustawiamy sumę na zero w
    bieżącym przebiegu
    *pimg = 0;
    rho = sqrt ( (ix-m4)*(ix-m4) + (iy-m4)*(iy-m4) );
    if ( m4 > (int) ( rho ) ) //czy wpadamy w koło (nie jesteśmy
    gdzieś w rogu poza oknem)
    {
        for (n = 0; n < N; ++n) //petla po
        kątach
        for ( odb = 0; odb < NOdb; odb++){ //pętla po
        odbiornikach
            delta = d_R( ( ix - m4 ) * c[n] - ( iy - m4 ) * s[n] , (
            ix - m4 ) * s[n] + ( iy - m4 ) * c[n], Tx, &(Rx[3*odb
            ]), fs );
            sum+= ( x [odb*M + (N - n - 1) * M * NOdb + (C[odb] + (
            int)delta) ] );
        }
        *pimg = sum;
        img_max = max ( abs( sum ), img_max );
    }
    pimg++;
}

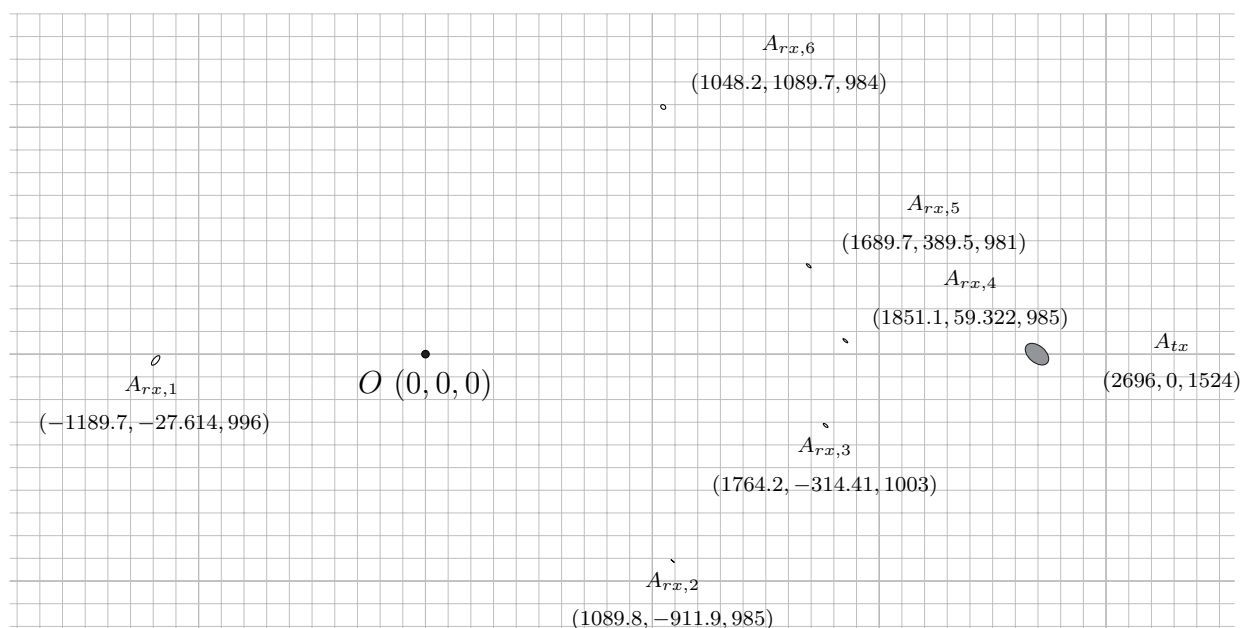
for (ix = 0; ix < r; ix++) //pętla po x obrazu
for (iy = r-1; iy>=0 ; iy--) //pętla po y obrazu
{
    rho = sqrt ( (ix-m4)*(ix-m4) + (iy-m4)*(iy-m4) );
    img[iy + r*ix] = ( m4 > (int)( rho ) ) ? (img[iy + r*ix]+img_max)/
    img_max/2 : 1;
}
free (s);
free (c);
}

```


Dodatek C

Rozmieszczenie anten w wielokanałowym układzie pomiarowym

Na rysunku C.1 przedstawiono rozmieszczenie statywów anten w sześciokanałowym układzie pomiarowym. Anteny odbiorcze $A_{rx,2} \div A_{rx,6}$ zostały zastosowane w pięciokanałowym systemie obrazującym. Antena $A_{rx,4}$ stanowiła antenę odbiorczą w układzie jednokanałowym.



Rys. C.1 Rozmieszczenie anten w wielokanałowym układzie pomiarowym

DODATEK C. ROZMIESZCZENIE ANTEN W WIELOKANAŁOWYM UKŁADZIE POMIAROWYM

Położenie statywów względem punktu O , w którym oś obrotu przebija powierzchnię platformy obrotowej wyznaczono za pomocą poziomnicy i dalmierza laserowego. Jako drugi punkt odniesienia zastosowano antenę $A_{rx,2}$, a wyniki pomiaru obrócono tak, aby antena nadawcza leżała na poziomej osi OX . Anteny zaznaczono na rys. C.1 za pomocą elips wyznaczonych przez oszacowanie błędu pomiaru. Współrzędne podane w nawiasach są wyrażone w milimetrach. Maksymalny błąd pomiaru jest szacowany na 30 mm. Oczko siatki na rysunku stanowi kwadrat o boku 100 mm.

Dodatek D

Wpływ niestabilności podstawy czasu na kalibrację systemu

W zestawionym systemie pomiarowym (zarówno wielo-, jak i jednokanałowym) zaobserwowano niestabilność podstawy czasu rzędu 1 % w skali kilku godzin. W związku z tym że pomiar pojedynczego obiektu trwa 36 minut, zjawisko to ma istotne znaczenie dla możliwości skalibrowania układu pomiarowego przez dekonwolucję przebiegu kalibracyjnego lub odpowiedzi impulsowych anten.

Autor w toku prac zmierzył zarówno odpowiedzi impulsowe zastosowanych anten, jak i przebieg kalibracyjny $s_t(t)$ uzyskany w warunkach bezpośredniej transmisji z anteny nadawczej do odbiorczej. Próba przeprowadzenia dekonwolucji przebiegu $s_t(t)$ z surowych danych pomiarowych poprzez dzielenie w dziedzinie częstotliwości się nie powiodła; wynikiem dzielenia i transformacji do dziedziny czasu była macierz przebiegów szumowych. Jedną z możliwych przyczyn tego zjawiska autor dopatrywał się w fakcie, że przebiegi zapisane w macierzy surowych danych pomiarowych są znacznie silniej zaszumione niż przebieg $s_t(t)$ (są to sygnały odbite, więc podlegają mnożeniu przez RCS obiektu oraz dwukrotnie tłumieniu wolnej przestrzeni). W związku z tym, zastosowanie prostego dzielenia w dziedzinie częstotliwości może powodować sztuczne zwiększenie poziomu szumów. Analogiczny problem pojawia się przy implementacji korektora kanałowego w systemie radiokomunikacyjnym [53]. Problem ten nie powinien jednak dotyczyć dekonwolucji samej odpowiedzi impulsowej anteny odbiorczej $h_{rx}(t)$. Tymczasem próba jej przeprowadzenia również się nie powiodła. Ze względu na niedoskonałość zastosowanych anten, w zakresie

DODATEK D. WPLYW NIESTABILNOŚCI PODSTAWY CZASU NA KALIBRACJĘ SYSTEMU

pasma impulsu pomiarowego ($1 \div 18$ GHz) transmitancja pomiędzy zaciskami anteny nadawczej i odbiorczej ma kilka rozpoznawalnych minimów.

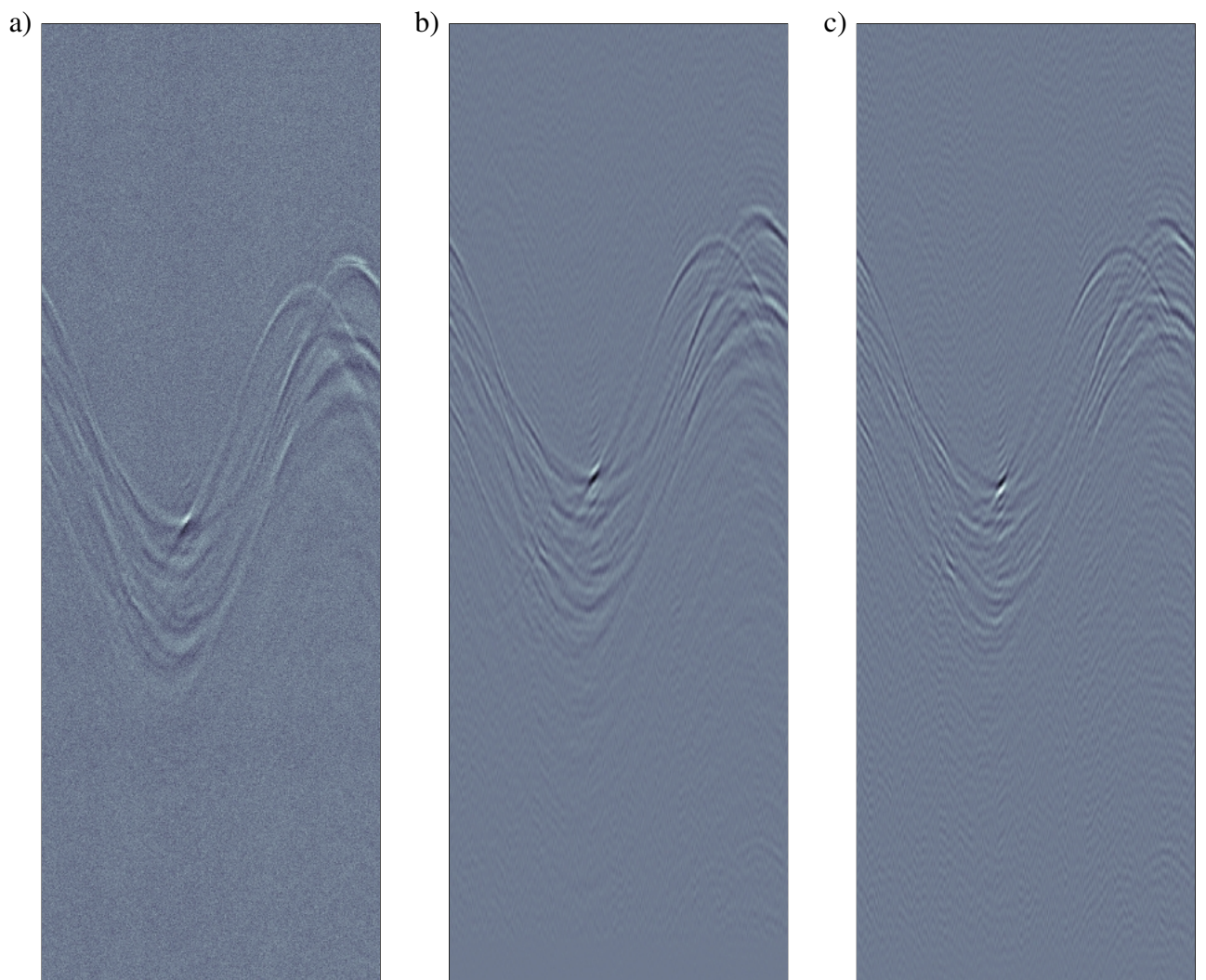
Zgodnie z twierdzeniem o zmianie skali [119] a -krotna zmiana skali w dziedzinie czasu wiąże się z $\frac{1}{a}$ -krotną zmianą skali w dziedzinie częstotliwości (oraz a -krotną zmianą widmowej gęstości mocy sygnału). W sytuacji, gdy w widmie danych pomiarowych znajdują się wąskie i głębokie minima odchyłka współczynnika $a = 1 \pm 0.01$ powoduje przemieszczanie się tych minimów o dziesiątki a nawet setki próbek. Wskutek tego dekonwolucja przez dzielenie w dziedzinie częstotliwości traci sens.

Porównując położenie minimów w widmie danych pomiarowych z położeniem analogicznych minimów w widmie ($S_t(\omega)$) sygnału $s_t(t)$ oraz transmitancji anteny odbiorczej $H_{rx}(\omega)$, można oszacować wartość współczynników skali a odróżniających poszczególne pomiary. Przyjmując, że w trakcie 36 min trwania procedury pomiarowej zmiana podstawy czasu była zaniedbywalna, można sztucznie zmienić skalę czasu dekonwolucowanych przebiegów tak, aby odpowiadały skali czasu surowych danych pomiarowych. Po takiej operacji można podjąć próbę dekonwolucji przez dzielenie w dziedzinie częstotliwości.

Rozumowanie to zostało zbadane na przykładzie pomiarów wybranego obiektu. Na rysunku D.1 przedstawiono echogramy danych pomiarowych przed operacją dekonwolucji, oraz po dekonwolucji przebiegów $s_t(t)$ i $h_{rx}(t)$.

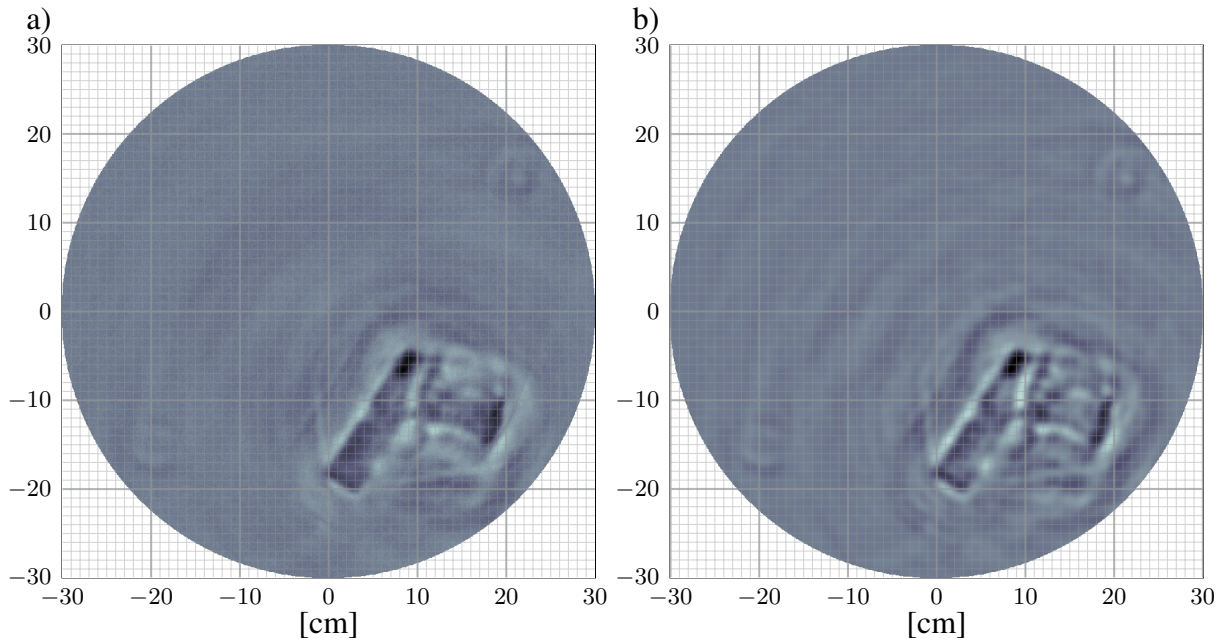
Obrazy otrzymane w wyniku działania algorytmu obrazującego na tych danych pomiarowych przedstawiono na rysunkach D.2 i D.3. Na rysunku D.2 a) pokazano również obraz odtworzony na podstawie surowych danych pomiarowych po wstępnym przetwarzaniu (patrz rozdział 5), bez dodatkowych zabiegów. Ponieważ dekonwolucja wymaga wprowadzenia filtracji częstotliwości poza pasmem impulsu, na rys. D.2 b) pokazano obraz uzyskany na podstawie surowych danych pomiarowych poddanych takiej filtracji. Natomiast na rys. D.3 pokazano obrazy uzyskane po dekonwolucji odpowiedzi impulsowej anteny odbiorczej oraz po dekonwolucji przebiegu kalibracyjnego.

Z porównania rys. D.2 z rys. D.3 wynika, że efektem dekonwolucji było wyostrenie granic obiektów na obrazie. Jest to szczególnie dobrze widoczne na przykładzie osłony spustu obrazowanego pistoletu.

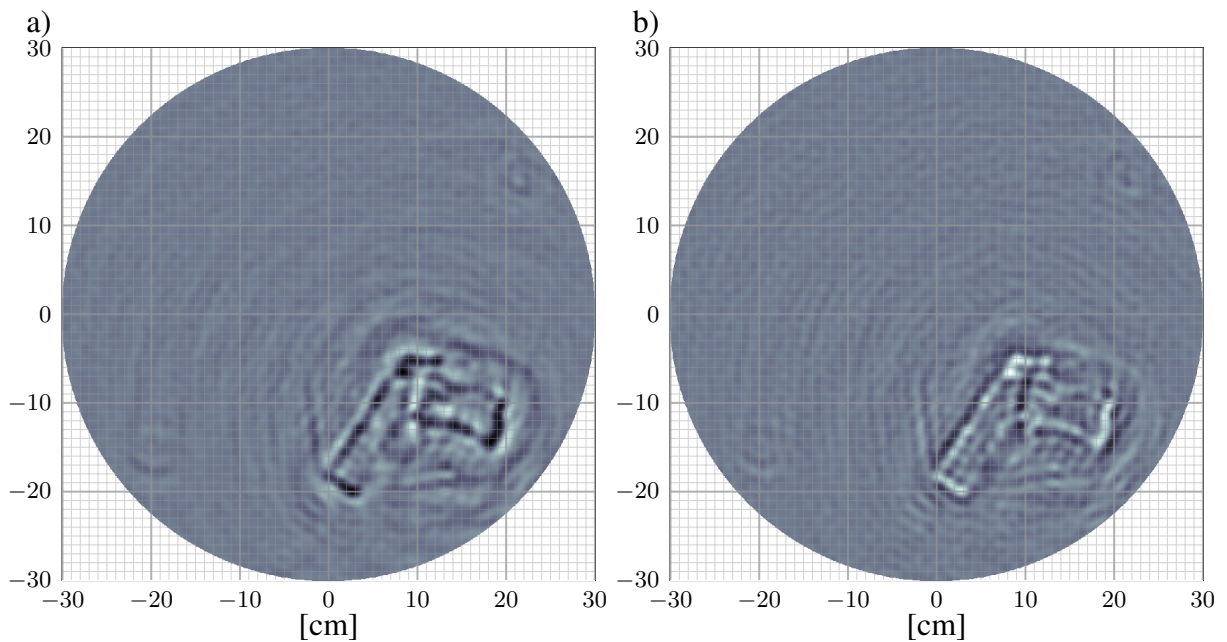


Rys. D.1 *Echogramy surowych danych pomiarowych: a) po wstępnym przetwarzeniu; b) po wstępnym przetwarzeniu i dekonwolucji odpowiedzi impulsowej macierzy odbiorczej; c) po wstępnym przetwarzeniu i dekonwolucji przebiegu kalibracyjnego $s_t(t)$*

DODATEK D. WPLYW NIESTABILNOŚCI PODSTAWY CZASU NA KALIBRACJĘ SYSTEMU



Rys. D.2 *Obraz otrzymany z danych pomiarowych: a) bez dodatkowego przetwarzania b) po filtracji*



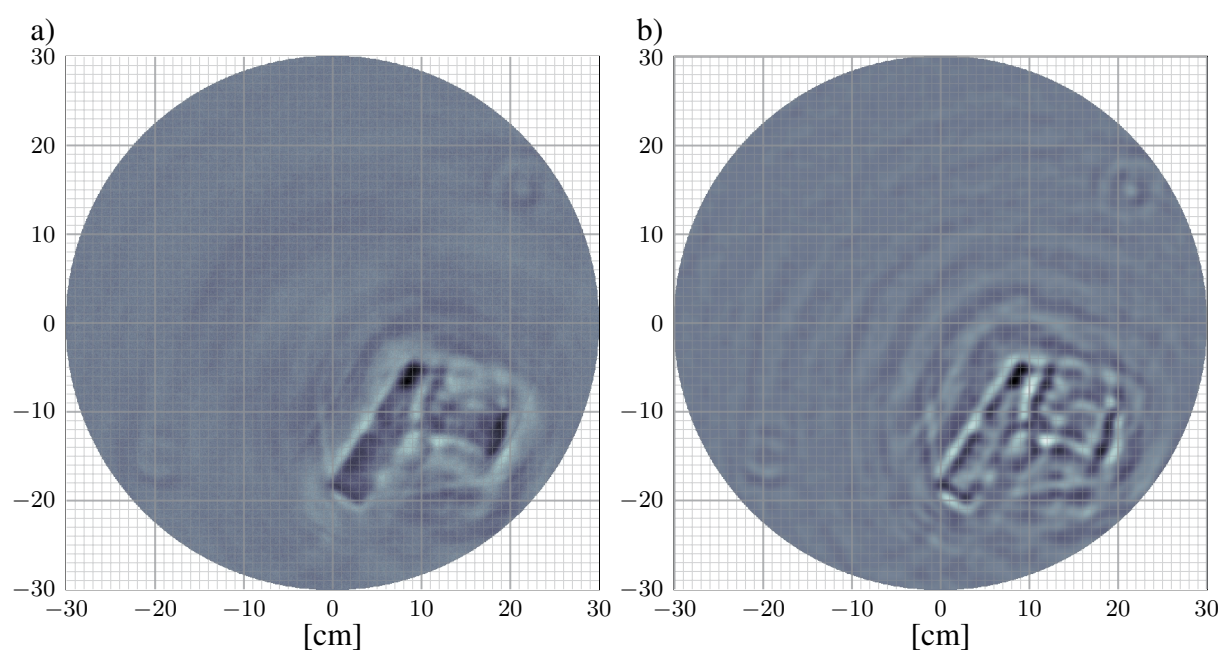
Rys. D.3 *Obraz otrzymany z danych pomiarowych: a) po dekonwolucji odpowiedzi impulsowej anteny odbiorczej b) po dekonwolucji przebiegu kalibracyjnego $s_t(t)$*

Dodatek E

Ograniczenie pasma sygnału pomiarowego do definicji UWB zaproponowanej przez FCC

Ze względu na możliwość praktycznego zastosowania omawianej techniki, interesująca jest weryfikacja, jaki wpływ na jakość obrazu ma ograniczenie pasma sygnału pomiarowego do wartości wskazanych w regulacjach prawnych. Regulacje te mają zasięg terytorialny. W chwili obecnej najszersze pasmo przewidziane na systemy UWB to 3.1 GHz ÷ 10.6 GHz. Na rysunku E.1 przedstawiono zestawienie obrazów uzyskanych za pomocą całego widma impulsu pomiarowego systemu oraz po ograniczeniu do zakresu częstotliwości 3.1 GHz ÷ 10.6 GHz. Widać, że pomimo pewnej degradacji obrazu przedmiot jest nadal rozpoznawalny.

DODATEK E. OGRANICZENIE PASMA SYGNAŁU POMIAROWEGO DO DEFINICJI UWB
ZAPROPONOWANEJ PRZEZ FCC



Rys. E.1 *Obraz otrzymany z danych pomiarowych: a) bez dodatkowego przetwarzania b) po filtracji (3.1 GHz ÷ 10.6 GHz)*

Dodatek F

Przetwarzanie danych pomiarowych za pomocą algorytmu CLEAN

Algorytm CLEAN w swojej początkowej postaci był stosowany do detekcji obiektów i usuwania zniekształceń z obrazów radioastronomicznych [13]. Okazał się również przydatny w zastosowaniach radiolokacyjnych [70, 72] oraz w analizie ultraszerokopasmowych kanałów propagacyjnych [81, 100, 136]. W związku ze znaczną liczbą zastosowań w literaturze pojawiają się liczne warianty algorytmu CLEAN. W omawianych tutaj badaniach zastosowane zostały dwa z nich.

F.1 Detekcja czasu nadejścia sygnału za pomocą algorytmu CLEAN

Wariant algorytmu CLEAN przeznaczony do detekcji czasów nadejścia składowych wielodrogowych w kanale radiowym przedstawiono w [100].

Oznaczenia :

- $h_c(t)$ – odpowiedź toru na pobudzenie sygnałem z generatora (uzyskiwana w pomiarze z dwiema antenami ustawionymi naprzeciw siebie);
- $s(t)$ – dane pomiarowe po wstępnym przetwarzaniu (kolumna macierzy surowych danych pomiarowych, por. rozdział 5);

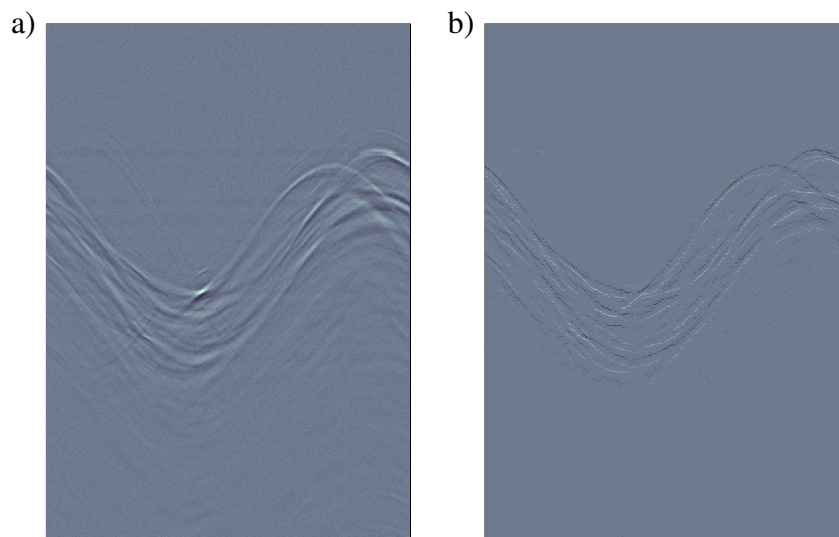
DODATEK F. PRZETWARZANIE DANYCH POMIAROWYCH ZA POMOCĄ ALGORYTMU CLEAN

- $r_{hh}(\tau)$ – funkcja autokorelacji przebiegu $h_c(t)$ (znormalizowana do $\max_{\tau} r_{hh}(\tau) = 1$, na początku działania algorytmu);
- $r_{sh}(\tau)$ – funkcja korelacji wzajemnej przebiegów $s(t)$ i $h_c(t)$ (znormalizowana do $\max_{\tau} r_{sh}(\tau) = 1$, na początku działania algorytmu);
- $s'_i(t)$ – wynik działania algorytmu; oczyszczona kolumna macierzy surowych danych pomiarowych.

Algorytm przetwarzania kolumny danych pomiarowych:

1. Przyjąć $s'_0(t) = 0$, $r_{sh,1}(\tau) = r_{sh}(\tau)$, $i = 1$;
2. Znaleźć maksimum funkcji $r_{max,i} = \max_{\tau} r_{sh,i}(\tau)$ oraz argument $\tau_i = \arg \max_{\tau} r_{sh,i}(\tau)$;
3. Przyporządkować $s'_i(t) = s'_{i-1}(t) + r_{max,i} \cdot \delta(t - \tau_i)$;
4. Wykonać odejmowanie: $r_{sh,i+1}(\tau) = r_{sh,i}(\tau) - r_{hh}(\tau - \tau_i)$;
5. Jeżeli osiągnięto kryterium stopu, to zakończyć; w.p.p. zwiększyć i o 1 i wrócić do punktu 2.

Jako kryterium stopu można zastosować liczbę iteracji lub brak korelacji powyżej określonego progu. W wyniku działania algorytmu uzyskuje się przebieg delt Diraca ważonych wartościami kolejnych maksimumów w funkcji korelacji wzajemnej przebiegów $s(t)$ i $h_c(t)$.



Rys. F.1 Echogram danych pomiarowych: a) po wstępnym przetworzeniu; b) po dodatkowym zastosowaniu algorytmu CLEAN: wariant F.1

Porównanie echogramów danych pomiarowych przed i po zastosowaniu algorytmu przedstawiono na rys. F.1. Można zaobserwować, że hodografy pozostawione przez

F.2. DEKONWOLUCJA ODPOWIEDZI IMPULSOWEJ TORU ZA POMOCĄ ALGORYTMU CLEAN

poszczególne punkty odbijające zostały zastąpione liniami tak cienkimi, że ledwie widocznymi.

F.2 Dekonwolucja odpowiedzi impulsowej toru za pomocą algorytmu CLEAN

Algorytm CLEAN w tym zastosowaniu wykorzystywany jest do dekonwolucji odpowiedzi impulsowej toru (w tym anten) z danych pomiarowych. Przebiega on niemal bez zmian w stosunku do wersji F.1 z tym zastrzeżeniem, że zamiast tworzyć funkcję złożoną z samych delt Diraca, w wynikowym sygnale umieszcza się kopie impulsu pomiarowego.

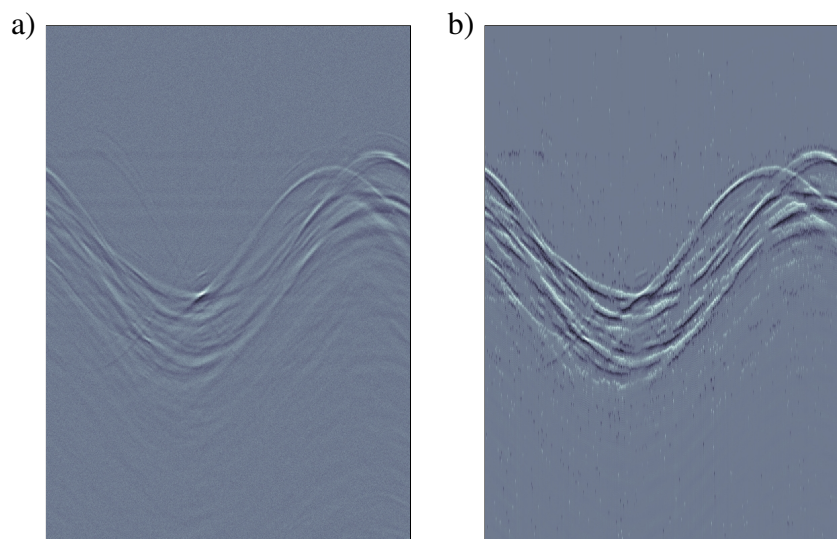
Przyjmuje się następujące oznaczenia:

- $p(t)$ – przebieg impulsu pomiarowego (zmierzony za pośrednictwem przewodów w.cz. i tłumików – został przedstawiony w rozdziale 5, na rys. 5.2 a);
- $s(t)$ – dane pomiarowe po wstępnym przetwarzaniu (kolumna macierzy surowych danych pomiarowych, por. rozdział 5);
- $r_{pp}(\tau)$ – funkcja autokorelacji impulsu pomiarowego $p(t)$, znormalizowana do $\max_{\tau} r_{pp}(\tau) = 1$;
- $r_{sp}(\tau)$ – funkcja korelacji wzajemnej przebiegów $s(t)$ i $p(t)$, znormalizowana do $\max_{\tau} r_{sp}(\tau) = 1$;
- $s'_i(t)$ – wynik działania algorytmu; oczyszczona kolumna macierzy surowych danych pomiarowych.

Przebieg algorytmu przetwarzania kolumn macierzy danych pomiarowych:

1. Przyjąć $s'_0(t) = 0$, $r_{sh,1}(\tau) = r_{sh}(\tau)$, $i = 1$;
2. Znaleźć maksimum funkcji $r_{max,i} = \max_{\tau} r_{sh,i}(\tau)$ oraz argument $\tau_i = \arg \max_{\tau} r_{sh,i}(\tau)$;
3. Przyporządkować $s'_i(t) = s'_{i-1}(t) + r_{max,i} \cdot p(t - \tau_i)$;
4. Wykonać odejmowanie: $r_{sh,i+1}(\tau) = r_{sh,i}(\tau) - r_{pp}(\tau - \tau_i)$;
5. Jeżeli osiągnięto kryterium stopu, to zakończyć; w.p.p. zwiększyć i o 1 i wrócić do punktu 2.

Porównanie echogramu danych pomiarowych przed i po zastosowaniu algorytmu przedstawiono na rys. F.2. W tym przypadku można zaobserwować jedynie nieznaczne zmniejszenie szerokości hodografów. Tło hodografów jest jednak wyraźnie mniej zaszumione.



Rys. F.2 *Echogram danych pomiarowych: a) po wstępnym przetworzeniu; b) po dodatkowym zastosowaniu algorytmu CLEAN: wariant F.2*

F.3 Odtworzone obrazy

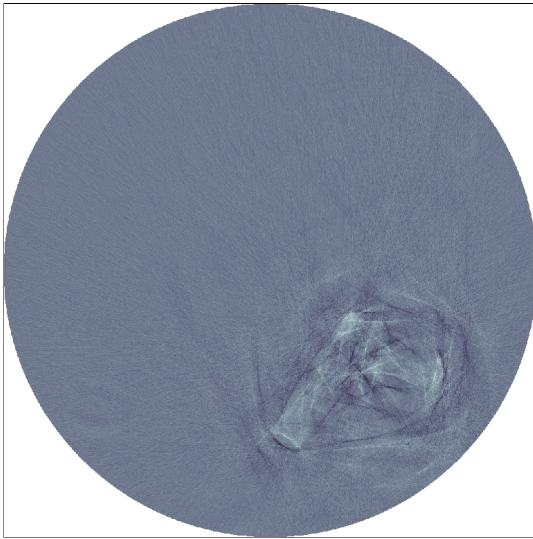
Obrazy odtworzone na podstawie danych przetworzonych algorytmem w obu wariantach zestawiono na rys. F.3. Wynik działania wariantu F.1 algorytmu (rys. F.3 a) stanowi obraz składający się z samych krawędzi. Widać wyraźnie, że część z nich stanowi zakłócenie i jedynie zaciemnia obraz. Ich liczba zależy od wybranego kryterium stopu algorytmu. Wybór optymalnego kryterium będzie przedmiotem dalszych badań.

Zastosowanie wariantu F.2 algorytmu CLEAN pozwoliło uzyskać w obrazie efekt wyostrenia krawędzi analogiczny do uzyskanego metodami dekonwolucji zaprezentowanymi w dodatku D. W na obu obrazach widać ślad plastikowego pudełka (dwie prostopadłe linie przy lufie odtworzonego pistoletu), w którym obiekt był umieszczony w trakcie pomiarów. Eliminacja przez odejmowanie danych pomiarowych uzyskanych dla samego pudełka nie powiodła się do końca ze względu na fakt, że ulegało nieznacznemu odkształceniu, przy umieszczeniu w nim obiektu.

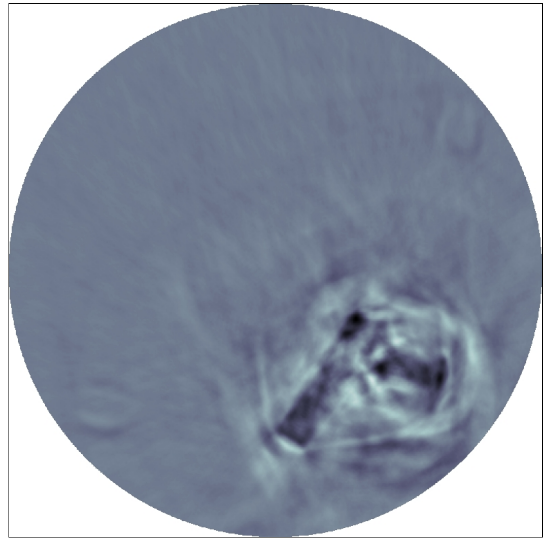
Zamieszczone tutaj obrazy stanowią jedynie wyniki wstępnych eksperymentów z zastosowaniem algorytmu CLEAN do przetwarzania danych pomiarowych. Planowane są dalsze prace w tej dziedzinie.

F.3. ODTWORZONE OBRAZY

a)



b)



Rys. F.3 *Obraz otrzymany z danych pomiarowych przetworzonych algorytmem CLEAN w wariacie: a) F.1; b) F.2*