



**AGH**

**AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE**

**WYDZIAŁ INFORMATYKI, ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI**

KATEDRA ELEKTRONIKI

## **PRACA DYPLOMOWA**

*Mikropaskowy układ antenowy pracujący w paśmie 2,4 GHz do  
zastosowań w systemie namiaru kierunku promieniowania*

*Microstrip antenna array operating at 2.4 GHz frequency range for applications  
in direction finding system*

Autorzy:

Kierunek studiów:

Typ studiów:

Opiekun pracy:

*Andrzej Kazimierz Dudek, Piotr Kanios*

*Elektronika i Telekomunikacja*

*Stacjonarne*

*prof. dr hab. inż. Krzysztof Wincza*

Kraków, 2021

### **Oświadczenie studenta**

Uprzedzony(-a) o odpowiedzialności karnej na podstawie art. 115 ust. 1 i 2 ustawy z dnia 4 lutego 1994 r. o prawie autorskim i prawach pokrewnych (t.j. Dz.U. z 2018 r. poz. 1191 z późn. zm.): „Kto przywłaszcza sobie autorstwo albo wprowadza w błąd co do autorstwa całości lub części cudzego utworu albo artystycznego wykonania, podlega grzywnie, karze ograniczenia wolności albo pozbawienia wolności do lat 3. Tej samej karze podlega, kto rozpowszechnia bez podania nazwiska lub pseudonimu twórcy cudzy utwór w wersji oryginalnej albo w postaci opracowania, artystyczne wykonanie albo publicznie zniekształca taki utwór, artystyczne wykonanie, fonogram, wideogram lub nadanie.”, a także uprzedzony(-a) o odpowiedzialności dyscyplinarnej na podstawie art. 307 ust. 1 ustawy z dnia 20 lipca 2018 r. Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce (Dz. U. z 2018 r. poz. 1668, z późn. zm.): „Student podlega odpowiedzialności dyscyplinarnej za naruszenie przepisów obowiązujących w uczelni oraz za czyn uchybiający godności studenta.”, oświadczam, że niniejszą pracę dyplomową wykonałem(-am) osobiście i samodzielnie i że nie korzystałem(-am) ze źródeł innych niż wymienione w pracy.

Jednocześnie Uczelnia informuje, że zgodnie z art. 15a ww. ustawy o prawie autorskim i prawach pokrewnych Uczelni przysługuje pierwszeństwo w opublikowaniu pracy dyplomowej studenta. Jeżeli Uczelnia nie opublikowała pracy dyplomowej w terminie 6 miesięcy od dnia jej obrony, autor może ją opublikować, chyba że praca jest częścią utworu zbiorowego. Ponadto Uczelnia jako podmiot, o którym mowa w art. 7 ust. 1 pkt 1 ustawy z dnia 20 lipca 2018 r. - Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce (Dz. U. z 2018 r. poz. 1668 z późn. zm.), może korzystać bez wynagrodzenia i bez konieczności uzyskania zgody autora z utworu stworzonego przez studenta w wyniku wykonywania obowiązków związanych z odbywaniem studiów, udostępniać utwór ministrowi właściwemu do spraw szkolnictwa wyższego i nauki oraz korzystać z utworów znajdujących się w prowadzonych przez niego bazach danych, w celu sprawdzania z wykorzystaniem systemu antyplagiatowego. Minister właściwy do spraw szkolnictwa wyższego i nauki może korzystać z prac dyplomowych znajdujących się w prowadzonych przez niego bazach danych w zakresie niezbędnym do zapewnienia prawidłowego utrzymania i rozwoju tych baz oraz współpracujących z nimi systemów informatycznych.

.....

(czytelny podpis studenta)





## Spis treści

<b>1. Wstęp</b>	7
1.1. Cel pracy i zakres pracy	7
1.1.1. Podział pracy	8
1.2. Metoda pomiaru odległości	9
1.3. Metoda pomiaru kąta padania wiązki odbitej	9
<b>2. Proces projektowania układu antenowego</b>	11
2.1. Projekt pojedynczego elementu promieniującego	11
2.1.1. Projekt linii transmisyjnej	11
2.1.2. Projekt elementu promieniującego	12
2.1.3. Symulacje elektromagnetyczne elementu promieniującego	13
2.2. Projekt układu antenowego	18
2.2.1. Wpływ odległości pomiędzy antenami odbiorczymi na parametry macierzy rozproszania i zakres kąta namiaru kierunku promieniowania	19
2.3. Wybór odpowiedniego rozłożenia anten odbiorczych	20
<b>3. Wykonanie układu antenowego i pomiary</b>	25
3.1. Pomiary parametrów macierzy rozproszania	26
3.2. Pomiary charakterystyk promieniowania oraz zakresu namiaru kierunku promieniowania	27
3.2.1. Charakterystyki promieniowania układu antenowego	28
3.2.2. Zakres kąta namiaru kierunku promieniowania	31
<b>4. Układ zasilania anteny nadawczej i podziału mocy zapewniającego sygnał referencyjny</b>	33
4.1. Koncepcja podziału mocy z wykorzystaniem dzielnika Wilkinsona	34
4.2. Koncepcja podziału mocy z wykorzystaniem sprzęgacza mikropaskowego	36
4.3. Wyniki symulacji elektromagnetycznej układu zasilania i podziału mocy	37
4.4. Pomiary parametrów macierzy rozproszania układu zasilania i podziału mocy	40
<b>5. Zakończenie</b>	43
5.1. Dalsze możliwości rozwoju systemu radarowego wykorzystującego zaprojektowany układ antenowy	43



# 1. Wstęp

Wraz ze wzrostem liczby urządzeń i pojazdów autonomicznych rośnie zapotrzebowanie na układy sensorowe. Systemy, w skład których wchodzi urządzenia sensorowe wykorzystują je do przeprowadzania pomiarów, dzięki którym mogą być podejmowane dalsze decyzje dotyczące działania całego systemu. Wśród takich układów sensorowych możemy wyróżnić systemy radarowe, które służą między innymi do określania prędkości obiektów, kierunku ich przemieszczania się, a także położenia w przestrzeni. Z uwagi na takie możliwości radary mają wiele zastosowań, wykorzystywane są w takich dziedzinach jak lotnictwo [1], żegluga [2], branża samochodowa [3], astronomia [4], geologia [5], medycyna [6], czy zastosowaniach z zakresu inteligentnego domu [7].

## 1.1. Cel pracy i zakres pracy

Celem pracy jest zaprojektowanie, wykonanie i przeprowadzenie pomiarów układu antenowego dla systemu radarowego służącego do namiaru kierunku promieniowania oraz określania odległości, a także układu zasilania anteny nadawczej i podziału mocy zapewniającego sygnał referencyjny. Układ powinien pracować na częstotliwości 2.4 GHz i charakteryzować się wąskim pasmem pracy. W skład układu będą wchodzić cztery anteny odbiorcze i jedna antena nadawcza, umieszczone na jednej płaszczyźnie. Anteny odbiorcze zlokalizowane będą w wierzchołkach kwadratu, natomiast antena nadawcza znajdować się będzie na przecięciu przekątnych tego kwadratu. Dzięki zastosowaniu takiego rozwiązania, w którym anteny odbiorcze będą ustawione w równych odległościach uzyskamy tak samo szerokie kąty widzenia zarówno w azymucie jak i w elewacji. Drugim celem jest zaprojektowanie, wykonanie i przeprowadzenie pomiarów układu zasilania anteny nadawczej z podziałem mocy. Układ również powinien pracować w paśmie 2.4 GHz oraz charakteryzować się równym podziałem mocy, a także takim samym przesunięciem fazowym sygnałów we wrotach wyjściowych.

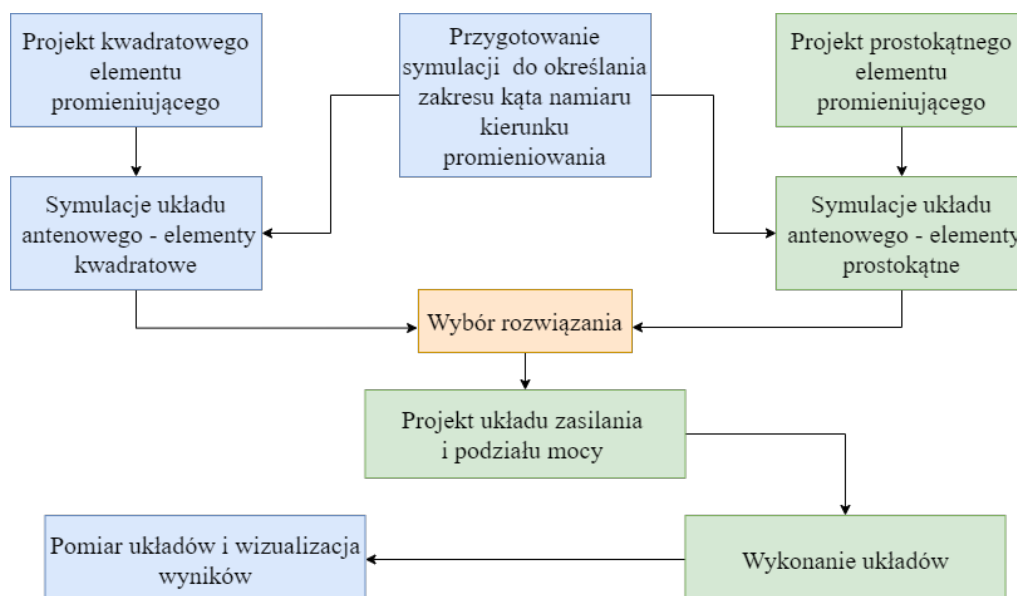
Powstający system radarowy można zaklasyfikować jako radar FMCW (ang. „*Frequency-Modulated Continuous Wave*” - radar z falą ciągłą modulowaną częstotliwościowo). Radar taki jest w stanie określać odległość w jakiej znajduje się cel, co zostanie przedstawione w podrozdziale 1.2, a także kąt pod jakim znajduje się cel względem układu, co zostanie omówione w

podrozdziale 1.3. Ponadto, należy podkreślić, że taki system radarowy stanowi bazę do projektowania bardziej złożonych rozwiązań. Przykładem zastosowania takiego radaru może być między innymi system rozpoznawania gestów użytkownika.

W dalszej części pracy zostanie szczegółowo omówiony proces projektowania układu antenowego i wyników symulacji pełnofalowych elementów promieniujących opisanych w rozdziale 2. Natomiast w rozdziale 3 zostanie przedstawiony proces wykonania układu, pomiarów i porównane zostaną wyniki pomiarów z wynikami symulacji. Rozdział 4 dotyczyć będzie układu zasilania z podziałem mocy, a w rozdziale 5 znajdować się będzie podsumowanie pracy oraz otrzymanych wyników.

### 1.1.1. Podział pracy

Ze względu na dużą złożoność praca została podzielona pomiędzy dwóch dyplomantów. Projektowaniem układu antenowego z wykorzystaniem promienników kwadratowych, przygotowaniem symulacji zakresu namiaru kierunku promieniowania, pomiarami i ich wizualizacją zajął się Andrzej Dudek. Natomiast projektowaniem układu z wykorzystaniem promienników prostokątnych, projektowaniem układu zasilania i wykonaniem układów zajął się Piotr Kanios. Proces pracy został przedstawiony na rysunku 1.1. Autorem rozdziału 3 oraz podrozdziałów 1.3, 2.2, 4.4 jest Andrzej Dudek, natomiast autorem rozdziału 4 oraz podrozdziałów 1.2, 2.1.1, 2.1.2 jest Piotr Kanios. Pozostała część rozdziału 1, rozdział 5 oraz podrozdział 2.1.3 jest pracą wspólną.



**Rys. 1.1.** Schemat podziału pracy pomiędzy dyplomantami. Pola zaznaczone kolorem niebieskim zawierają części pracy realizowane przez Andrzeja Dudka, a pola zaznaczone kolorem zielonym części pracy realizowane przez Piotra Kaniosa. Wybór rozwiązania został dokonany wspólnie.



## 1.2. Metoda pomiaru odległości

W radarach FMCW przy pomiarze odległości wykorzystuje się modulację częstotliwości. Sygnał odbity od celu jest odbierany i porównywany z sygnałem doprowadzonym do anteny nadawczej. Na tej podstawie wyznaczana jest różnica częstotliwości pomiędzy sygnałami, a dzięki znanej funkcji zmiany częstotliwości wyznaczana jest odległość w jakiej znajduje się cel. Sposób obliczania odległości został przedstawiony wzorem 1.1. Jeżeli modulacja częstotliwości nadawanej fali elektromagnetycznej w jednym okresie zmienia się liniowo to wzór 1.1 można uprościć do wzoru 1.2.

$$R = \frac{c|\Delta t|}{2} = \frac{c|\Delta f|}{2\left|\frac{df}{dt}\right|} \quad (1.1)$$

$$R = \frac{cT|\Delta f|}{2(f_{max} - f_{min})} \quad (1.2)$$

gdzie:

$R$  – odległość pomiędzy układem, a obiektem odbijającym falę elektromagnetyczną,

$c$  – prędkość światła,

$\Delta f$  – zmierzona różnica częstotliwości pomiędzy sygnałem nadawanym a odebrany,

$\frac{df}{dt}$  – zmiana częstotliwości na jednostkę czasu,

$T$  – czas zmiany częstotliwości z  $f_{min}$  do  $f_{max}$ ,

$f_{max}$  – maksymalna częstotliwość,

$f_{min}$  – minimalna częstotliwość.

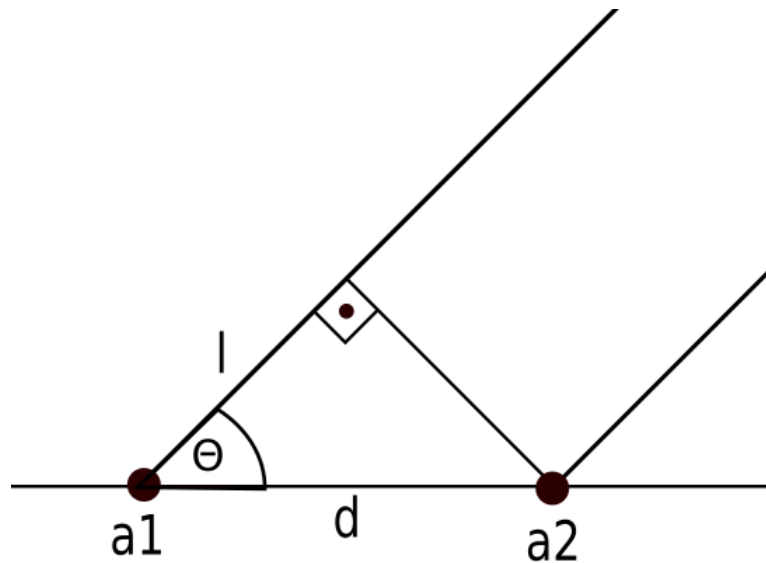
## 1.3. Metoda pomiaru kąta padania wiązki odbitej

W systemach określania położenia obiektu względem układu namiaru kierunku wykorzystuje się założenie, że fale odbite od celu, które odbierane są przez anteny odbiorcze, są równoległe względem siebie. Sytuację taką przedstawiono na rysunku 1.2.

$$l = d \cos \Theta \quad (1.3)$$

$$\Theta = \arccos \frac{l}{d} \quad (1.4)$$

Znając odległość pomiędzy antenami odbiorczymi systemu i wiedząc jaka jest różnica faz pomiędzy odbieranymi sygnałami, można wyznaczyć kąt padania tych wiązek, na podstawie



**Rys. 1.2.** Równoległe fale odbierane przez anteny odbiorcze a1 i a2 padające pod kątem  $\Theta$ .

wzorów (1.3) i (1.4). Dzięki zastosowaniu dwu-wymiarowego układu anten odbiorczych możemy określić kąt azymutu i elewacji sygnału odbitego, a więc mamy możliwość określenia kierunku w jakim znajduje się cel względem naszego układu.

## 2. Proces projektowania układu antenowego

Projektowanie układu rozpoczęło się od wyboru typu elementu promieniującego, z którego będzie zbudowany układ. Zdecydowano się na wykonanie promiennika w technologii mikropaskowej zasilanego mikropaskową linią transmisyjną. Antena taka charakteryzuje się wąskim pasmem pracy, łatwością wykonania w technologii wykorzystującej fotolitografię, a także prostotą zapewnienia odpowiedniego dopasowania poprzez wybór punktu zasilania linią mikropaskową [8]. Kolejnym atutem takiego rozwiązania jest łatwość późniejszej integracji układu antenowego z kolejnymi blokami radaru [8]. Jednak proponowane rozwiązanie posiada również wady, którymi między innymi są promienowanie z obwodów zasilających promiennik oraz niewielki zysk energetyczny wynikający ze sprawności anteny [8]. Układ antenowy wykonano na podłożu Arlon 25N o grubości 60 mils, który charakteryzuje się przenikalnością  $\epsilon_r = 3.38$  oraz tangensem kąta strat  $\tan \delta = 0.0025$  dla częstotliwości 10 GHz.

W dalszej części rozdziału przedstawiono projektowanie pojedynczego promiennika, omówienie całego układu antenowego, a także wybór wersji projektu, która została wykonana.

### 2.1. Projekt pojedynczego elementu promieniującego

#### 2.1.1. Projekt linii transmisyjnej

Projektowanie pojedynczego promiennika rozpoczęto od określenia szerokości linii zasilającej, której impedancja charakterystyczna jest równa  $50 \Omega$ . Ponieważ szerokość linii jest większa niż grubość laminatu, jej impedancję charakterystyczną można wyznaczyć na podstawie zależności przedstawionych wzorami 2.1 i 2.2 [9].

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \cdot \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right)} \quad (2.1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1.0}{2} + \frac{\epsilon_r - 1.0}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \right] \quad (2.2)$$

gdzie:

$Z_0$  – impedancja charakterystyczna linii transmisyjnej,

$\varepsilon_{eff}$  – efektywna stała dielektryczna,

$W$  – szerokość linii transmisyjnej,

$h$  – grubość warstwy dielektrycznej,

$\varepsilon_r$  – stała dielektryczna laminatu.

Dla szerokości  $W = 3.54$  mm uzyskano wartość impedancji charakterystycznej  $Z_0 = 50.1 \Omega$ . Podczas etapu projektowania linii wstępnie ustalono jej długość jako  $\frac{\lambda}{4}$  dla częstotliwości środkowej pasma pracy anteny. Następnie podczas wykonywania symulacji pełnofalowych długość linii powinna zostać zmodyfikowana w taki sposób, aby skompensować część urojoną impedancji wejściowej [10]. Jednak ze względu na późniejsze łączenie układu antenowego z kolejnymi blokami systemu radarowego takimi jak korelatory i dzielniki mocy, zdecydowano się na dobór długości linii pozwalający na połączenie tych elementów układu. Natomiast dobór głębokości wcięcia, a więc punktu zasilania promiennika został początkowo dobrany teoretycznie [11], a następnie wyznaczony w części symulacyjnej.

### 2.1.2. Projekt elementu promieniującego

Na etapie projektowania promiennika należy wybrać sposób w jaki zostanie osiągnięte dopasowanie impedancyjne promiennika do linii zasilającej, aby osiągnąć jak najmniejsze straty odbiciowe. Możliwymi rozwiązaniami było zastosowanie promiennika bez wcięć i uzyskanie dopasowania poprzez dobór odpowiedniej długości linii zasilającej, zastosowanie transformatora ćwierćfalowego pomiędzy linią a promiennikiem lub zastosowanie promiennika z wcięciem zmieniającym położenie punktu zasilania. Zdecydowano się na wybór ostatniego rozwiązania. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość zdeterminowania położenia wrót wejściowych już na początkowym etapie projektowania. Takie rozwiązanie wprowadza również dodatkową pojemność do układu, która pozwoli zredukować wpływ indukcyjności pasożytniczej wprowadzonej przez zastosowanie męskiego złącza SMA [12].

Kolejnym etapem projektowania było wyznaczenie wymiarów promiennika dla częstotliwości środkowej równej  $f_0 = 2.4$  GHz oraz początkowych wymiarów wcięć, których celem jest dopasowanie anteny do impedancji charakterystycznej  $50 \Omega$ . W wyniku obliczeń wymiarów promiennika uzyskano szerokość równą  $W_p = 42.23$  mm oraz długość równą  $L = 33.56$  mm [10] dla promiennika prostokątnego, natomiast szerokość  $W_p = L = 33.56$  mm dla promiennika kwadratowego. Szerokość wcięcia dopasowującego ustalono na  $g = 2.077$  mm dla promiennika prostokątnego oraz  $g = 2.23$  mm dla promiennika kwadratowego, co stanowi odpowiednio  $\frac{W_p}{20}$  i  $\frac{W_p}{15}$  [11]. Głębokość wcięcia dopasowującego wynosi  $y = 12.31$  mm dla promiennika kwadratowego [10] oraz  $y = 10.89$  mm dla promiennika prostokątnego jako  $y = 0.325L$

[11]. Podane wymiary przedstawiono także w tabeli 2.1 Tak zaprojektowany promienniki poddano symulacjom pełnofalowym z wykorzystaniem środowiska HFSS.

**Tabela 2.1.** Wymiary teoretyczne przyjęte w projekcie

Wymiary projektowe	Kwadratowy promiennik wartości teoretyczne	Prostokątny promiennik wartości teoretyczne
Szerokość linii transmisyjnej	3.54 mm	3.54 mm
Szerokość promiennika	33.56 mm	42.23 mm
Długość promiennika	33.56 mm	33.56 mm
Szerokość wcięcia	2.23 mm	2.077mm
Głębokość wcięcia	12.31 mm	10.89mm

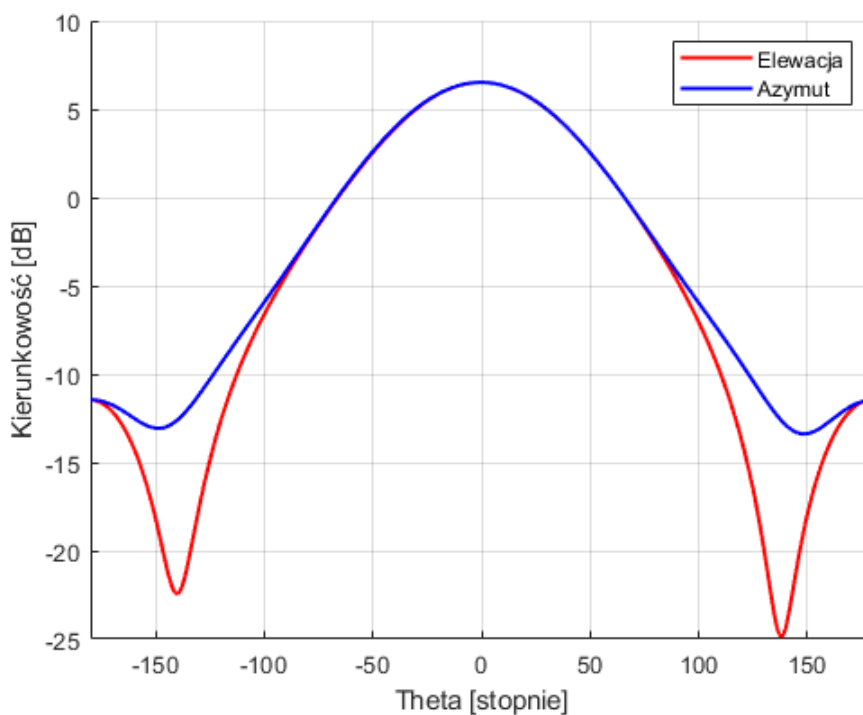
### 2.1.3. Symulacje elektromagnetyczne elementu promieniującego

W trakcie symulacji zmieniano wartości przedstawione w tabeli 2.1, w celu uzyskania jak najlepszego dopasowania impedancyjnego anteny, co było równoważne z uzyskaniem parametru  $S_{11}$  na jak najniższym poziomie dla częstotliwości  $f_0$ . Ostateczne wymiary wyznaczone w symulacjach wraz z ich porównaniem z wartościami teoretycznymi przedstawiono w tabeli 2.2.

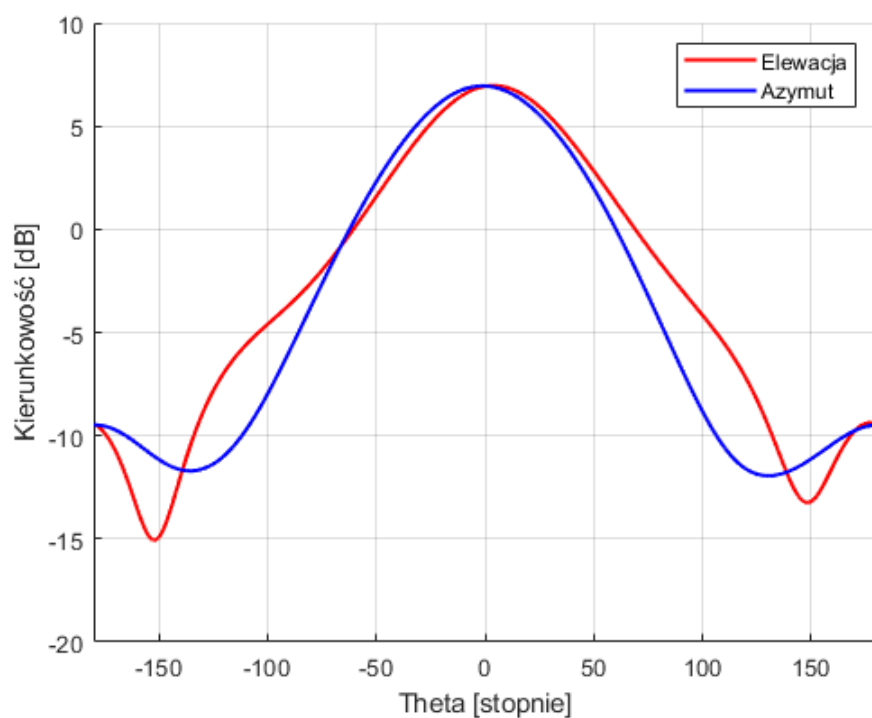
Wynikiem symulacji było uzyskanie maksymalnego zysku kierunkowego  $G_k = 6.51$  dB dla promiennika kwadratowego oraz  $G_p = 6.96$  dB dla promiennika prostokątnego, co dokładnie przedstawiono na rysunkach 2.1 i 2.2. Dopasowania impedancyjne promienników przedstawiono natomiast na rysunkach 2.3 i 2.4. Można zauważyć, że w symulacji najlepsze dopasowanie impedancyjne dla promiennika kwadratowego osiągnięto dla częstotliwości  $f_0 = 2.42$  GHz. Takie przesunięcie częstotliwości środkowej zastosowano dlatego, że po wykonaniu promiennika zaprojektowanego dla częstotliwości  $f_0 = 2.4$  GHz i wykonaniu pomiarów okazało się, że rzeczywista częstotliwość, dla której uzyskuje się najlepsze dopasowanie impedancyjne jest niższa niż ta, dla której projektowano promiennik. Z tego względu postanowiono przeskalować wymiary promiennika i pomnożono je przez współczynnik  $\frac{f_p}{f_0}$ , gdzie  $f_p$  to częstotliwość wyznaczona na podstawie pomiarów, a  $f_0$  to częstotliwość docelowa. Wartości przedstawione w tabeli 2.2 dla promiennika kwadratowego po symulacji są już przeskalowane.

Tabela 2.2. Porównanie wymiarów uzyskanych w symulacji EM z wymiarami teoretycznymi

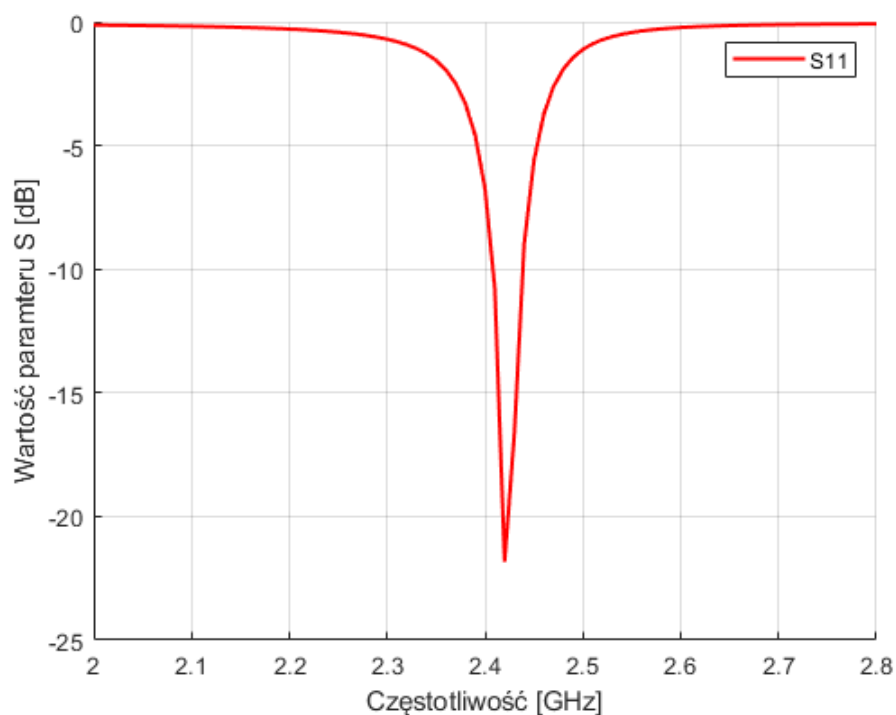
Wymiary projektowe	Kwadratowy Promiennik - teoria	Kwadratowy Promiennik - symulacje	Prostokątny promiennik - teoria	Prostokątny Promiennik - symulacje
Szerokość linii transmisyjnej	3.54 mm	3.44 mm	3.54 mm	3.54 mm
Szerokość promiennika	33.56 mm	33.37 mm	42.23 mm	42.2 mm
Długość promiennika	33.56 mm	33.37 mm	33.56 mm	33.3 mm
Szerokość wcięcia	2.23 mm	2.12 mm	2.077 mm	2.11mm
Głębokość wcięcia	12.31 mm	12.39 mm	10.89 mm	10.99 mm



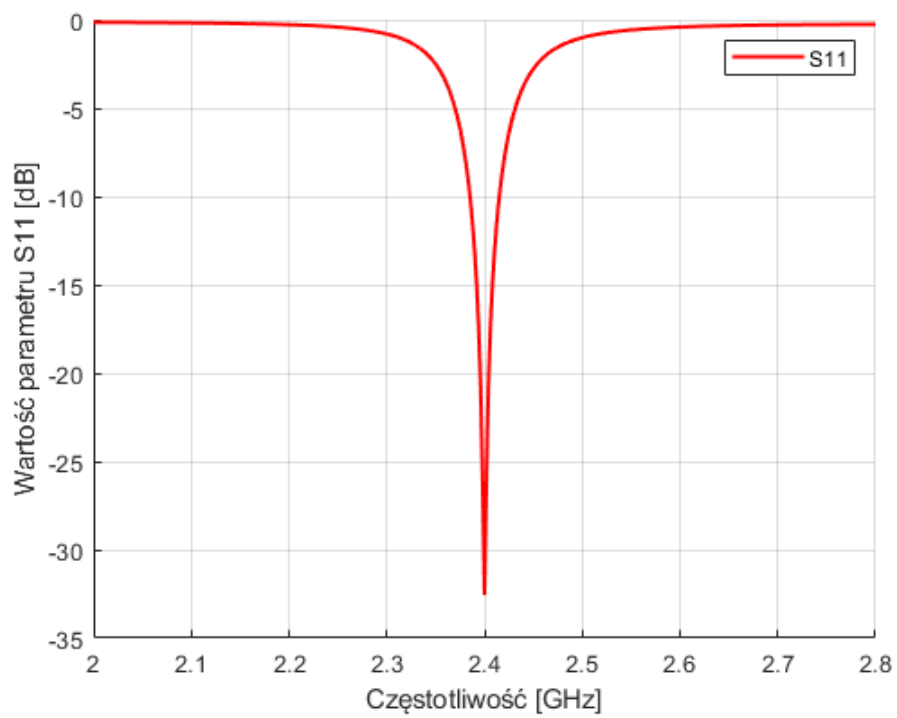
Rys. 2.1. Kierunkowość promiennika kwadratowego. Wyniki symulacji EM.



Rys. 2.2. Kierunkowość promiennika prostokątnego. Wyniki symulacji EM.



Rys. 2.3. Dopasowanie impedancyjne promiennika kwadratowego. Wyniki symulacji EM.



**Rys. 2.4.** Dopasowanie impedancyjne promiennika prostokątnego. Wyniki symulacji EM.



**Tabela 2.3.** Podstawowe parametry promienników uzyskane w wyniku symulacji elektromagnetycznej w środowisku HFSS

	<b>Kwadratowy promiennik</b>	<b>Prostokątny promiennik</b>
Szczytowe wzmocnienie	4.51 dBi	4.88 dBi
kąt połowy mocy elewacji	86.81 °	75.86 °
kąt połowy mocy azymutu	86.36 °	77.61 °
Część rzeczy- wista impedacji widziana z zacisków	50.8 $\Omega$	47.7 $\Omega$
Część uro- jona impedacji widziana z zacisków	-6.97j $\Omega$	-0.09j $\Omega$
Moc dostar- czona do układu	10 mW	10 mW
Moc zaakcep- towana przez układ	9.94 mW	9.99 mW
Moc wypromie- niowana przez układ	8.8 mW	8.46 mW
Efektywność radiacyjna	88.74 %	84.71 %
stosunek F/B	61.18	48.27

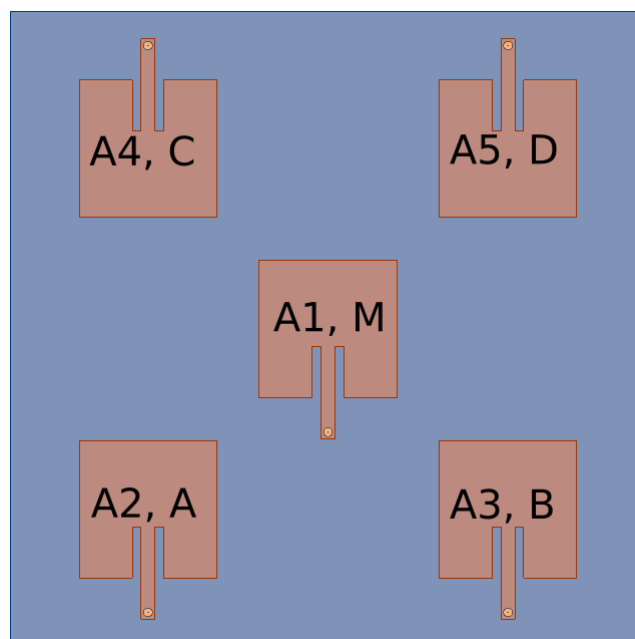
W dalszej części symulacji zostały wyznaczone kolejne parametry opisujące promienniki dla ich częstotliwości środkowej przy pobudzeniu na zaciskach wynoszącym 10 mW. Wyniki zostały zamieszczone w tabeli 2.3. W przedstawionych wynikach znajdują się charakterystyczne moce. Moc dostarczona do układu jest to moc, która jest dostarczana bezpośrednio do wejścia anteny. Moc zaakceptowana przez układ jest to moc, która została odebrana przez promiennik, pozostała jej część jest odbijana od wejścia (ang. „*Reflection coefficient*”). Natomiast moc wypromieniowana przez układ jest to moc zaakceptowana pomniejszona o jej wartość rozproszoną na promienniku (ang. „*Internal loss*”). Efektywność radiacyjna jest to procentowa wartość stosunku mocy wypromieniowanej do mocy zaakceptowanej. Wartości mocy zawarte w tabeli wpływają na podstawowe parametry anteny. Osiągany zysk (ang. „*Relized Gain*”) spada, gdy antena jest słabo dopasowana- zbyt duża wartość parametru  $S_{11}$ . Natomiast spadek dopasowania nie wpływa na kierunkowość (ang. „*Directivity*”). Straty wewnętrzne promiennika wpływają na osiągnięty zysk, podczas gdy nie wpływają na kierunkowość. W celu zoobrazowania wpływu przedstawiono przykładowe wartości parametrów w tabeli 2.4 dla kąta elewacji  $\theta = 0^\circ$ . Z wyżej wymienionych zależności i faktu, że zysk jest odwrotnie proporcjonalny do mocy zaakceptowanej, a kierunkowość do mocy wypromieniowanej, postanowiono zmienić gęstość siatki używanej w czasie symulacji do wartości  $0.1 \lambda_0$ , aby sprawność anteny w symulacjach wynosiła poniżej 100%, co implikuje większą wiarygodność wyników uzyskanych w symulacjach.

**Tabela 2.4.** Pozostałe parametry promienników świadczące o wiarygodności symulacji

	<b>Kwadratowy promiennik</b>	<b>Prostokątny promiennik</b>
Wzmocnienie	4.514 dB	6.865 dB
Realizowane wzmocnienia	4.488 dB	6.861 dB
Kierunkowość	5.098 dB	7.685 dB

## 2.2. Projekt układu antenowego

Po zaprojektowaniu promiennika kolejnym zadaniem było zaprojektowanie całego układu antenowego. Zgodnie z informacjami przedstawionymi w rozdziale 1 zdecydowano się na rozmieszczenie anteny nadawczej i odbiorczych na wspólnej płaszczyźnie. Schemat rozwiązania wraz z numeracją wrót i przyjętymi nazwami anten przedstawiono na rysunku 2.5.



Rys. 2.5. Schemat układu antenowego wraz z oznaczeniami.

Dla takiego rozwiązania zmieniano odległość pomiędzy antenami odbiorczymi od wartości  $0.6 \lambda_0$  do wartości  $0.9 \lambda_0$  z krokiem równym  $0.1 \lambda_0$ , gdzie  $\lambda_0$  jest długością fali dla częstotliwości  $f_0$  i badano jaki zakres namiaru kierunku ma układ w azymucie. Na tym etapie pominięto badanie tego zakresu dla elewacji, gdyż oddalenie elementów odbiorczych, pomiędzy którymi liczona jest faza różnicowa jest jednakowe, a więc zakres namiaru kierunku promieniowania w elewacji powinien być równy zakresowi w azymucie. Zakresem namiaru kierunku promieniowania nazywamy przedział kątów padania fali elektromagnetycznej, dla którego faza różnicowa pomiędzy badanymi wrotami jest funkcją monotoniczną. Badanymi parami wrót, dla których jest wyznaczana faza różnicowa w azymucie są wrota A i B oraz wrota C i D. Natomiast w dalszej części będzie badana faza różnicowa w elewacji i będą to pary wrót A i C oraz B i D.

Innymi parametrami, na które zwrócono szczególną uwagę na etapie projektowania było dopasowanie anteny nadawczej, czyli parametr  $S_{11}$ , a także izolacje pomiędzy antenami, czyli parametry  $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$ ,  $S_{15}$ .

### 2.2.1. Wpływ odległości pomiędzy antenami odbiorczymi na parametry macierzy rozproszania i zakres kąta namiaru kierunku promieniowania

Biorąc pod uwagę sam zakres namiaru kierunku promieniowania najlepszym rozwiązaniem byłoby rozmieszczenia anten najbliżej siebie. W takim przypadku uzyskałoby się największą dokładność pomiarową celu. Jednak im bliżej siebie umiejscowione są anteny odbiorcze, tym mniejsza odległość dzieli je od anteny nadawczej. Wpływa to negatywnie na dopasowanie, a

także na izolację pomiędzy promiennikami. W związku z tym należało wybrać kompromis pomiędzy szerokością zakresu namiaru kierunku promieniowania, a dopasowaniem anteny nadawczej i izolacjami pomiędzy promiennikami. W tabelach 2.5 oraz 2.6 przedstawiono uzyskane w symulacjach wartości zakresu namiaru kierunku promieniowania, dopasowania anteny nadawczej i izolacji pomiędzy promiennikami.

**Tabela 2.5.** Zakres kąta namiaru kierunku promieniowania, wartość  $S_{11}$  oraz wartość izolacji w zależności od rozstawu anten odbiorczych dla układu z wykorzystaniem promienników kwadratowych.

Odległość pomiędzy antenami odbiorczymi	Zakres widzenia	Wartość $S_{11}$	Wartość izolacji
$0.6 \lambda_0$	$[-52^\circ, 52^\circ]$	-15 dB	-15 dB
$0.7 \lambda_0$	$[-45^\circ, 45^\circ]$	-16 dB	-18 dB
$0.8 \lambda_0$	$[-39^\circ, 39^\circ]$	-22 dB	-23 dB
$0.9 \lambda_0$	$[-34^\circ, 34^\circ]$	-20 dB	-25 dB

**Tabela 2.6.** Zakres kąta namiaru kierunku promieniowania, wartość  $S_{11}$  oraz wartość izolacji w zależności od rozstawu anten odbiorczych dla układu z wykorzystaniem promienników prostokątnych.

Odległość pomiędzy antenami odbiorczymi	Zakres widzenia	Wartość $S_{11}$	Wartość izolacji
$0.6\lambda_0$	$[-51^\circ, 51^\circ]$	-24 dB	-15 dB
$0.7\lambda_0$	$[-44^\circ, 44^\circ]$	-38 dB	-19 dB
$0.8\lambda_0$	$[-40^\circ, 38^\circ]$	-24 dB	-21 dB
$0.9\lambda_0$	$[-34^\circ, 34^\circ]$	-22 dB	-23 dB

## 2.3. Wybór odpowiedniego rozłożenia anten odbiorczych

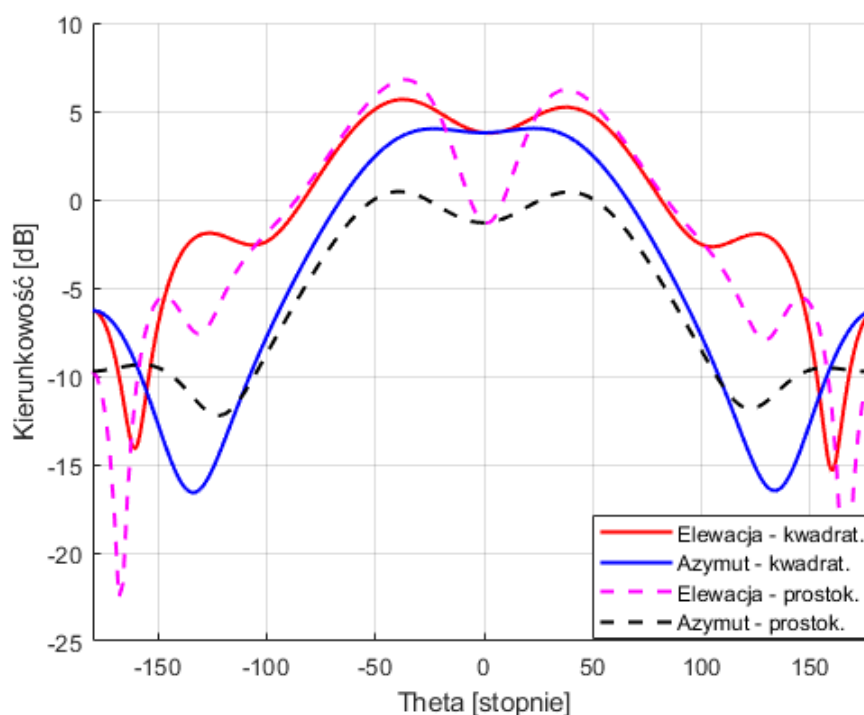
Na podstawie informacji zawartych w tabelach 2.5 oraz 2.6 zdecydowano, że zakres kąta namiaru kierunku promieniowania dla rozmieszczenia anten odbiorczych w odległości  $0.7 \lambda_0$  jest odpowiedni do zastosowania w systemie radarowym. Ponadto stwierdzono, że zarówno dopasowanie impedancyjne jak i izolacja pomiędzy promiennikami są zadowalające.

Pomimo gorszego dopasowania impedancyjnego zdecydowano się za wykonanie układu składającego się z promienników kwadratowych ze względu na bardziej jednolitą charakterystykę kierunkowości niż w układzie z promiennikami prostokątnymi (rys 2.6). Pozwalało to również na wykonanie mniejszej struktury, z racji na mniejsze wymiary promienników. Jednocześnie zastosowanie promienników kwadratowych pozwala na nieznaczne poszerzenie zakresu kierunku namiaru promieniowania, jednak sprawia, że zarówno antena nadawcza jak i

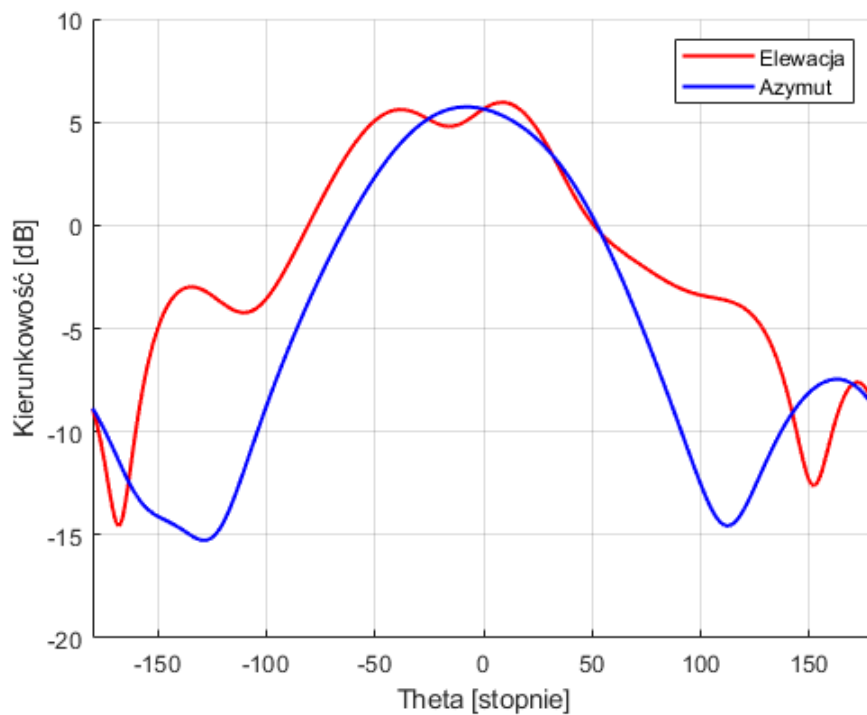
odbiorcze charakteryzują się mniejszym zyskiem energetycznym. Nie jest to jednak wadą, gdyż docelowy system radarowy nie musi charakteryzować się dużym zasięgiem.

Przy wyborze rozstawu anten uwzględniono jego wpływ na charakterystyki promieniowania anteny nadawczej i anten odbiorczych przedstawione na rysunkach 2.6 - 2.10. Zauważono, że kąt połowy mocy dla anteny nadawczej wynosi odpowiednio  $135^\circ$  dla elewacji i  $120^\circ$  dla azymutu. Natomiast kąt połowy mocy dla anten odbiorczych wynosi  $99^\circ$  dla elewacji i  $88^\circ$  dla azymutu.

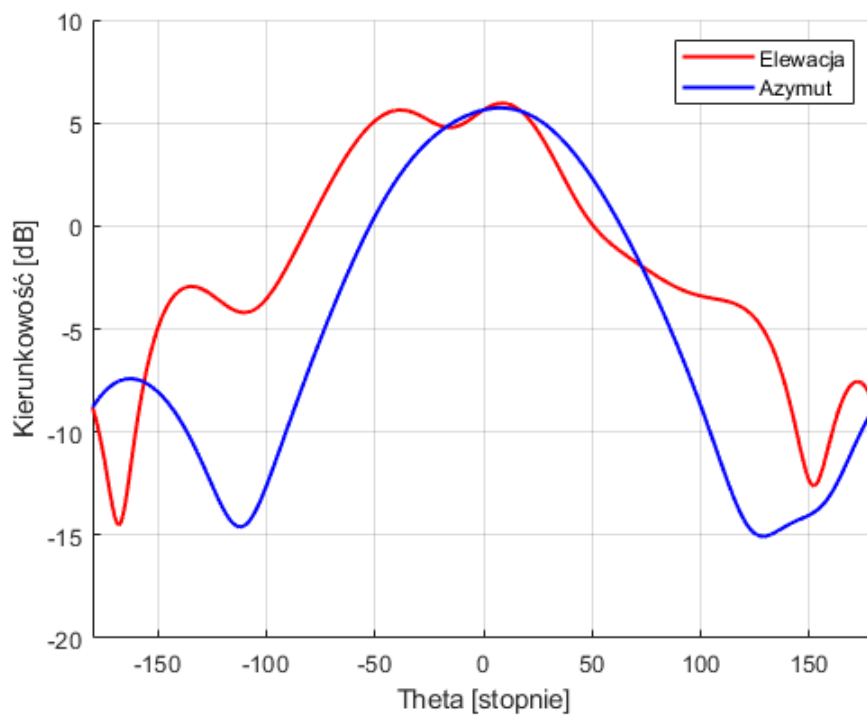
Dodatkowo przeprowadzono symulację, której celem było zbadanie zakresu kąta namiaru kierunku promieniowania w elewacji. Okazało się, że zgodnie z założeniami jest taki sam dla azymutu jak i dla elewacji, chociaż charakterystyki fazy różnicowej różnią się między sobą. Wynika to z faktu, że wyprowadzenia wrót anten odbiorczych A i B skierowane są przeciwnie do wyprowadzeń wrót anten odbiorczych C i D. Jednak, jeżeli zastosuje się przesunięcie fazy różnicowej dla elewacji o  $180^\circ$  uzyskuje się charakterystykę symetryczną względem osi fazy różnicowej wrót do charakterystyki fazy różnicowej w azymucie. Charakterystyki faz różnicowych przedstawiono na rysunkach 2.11 oraz 2.12.



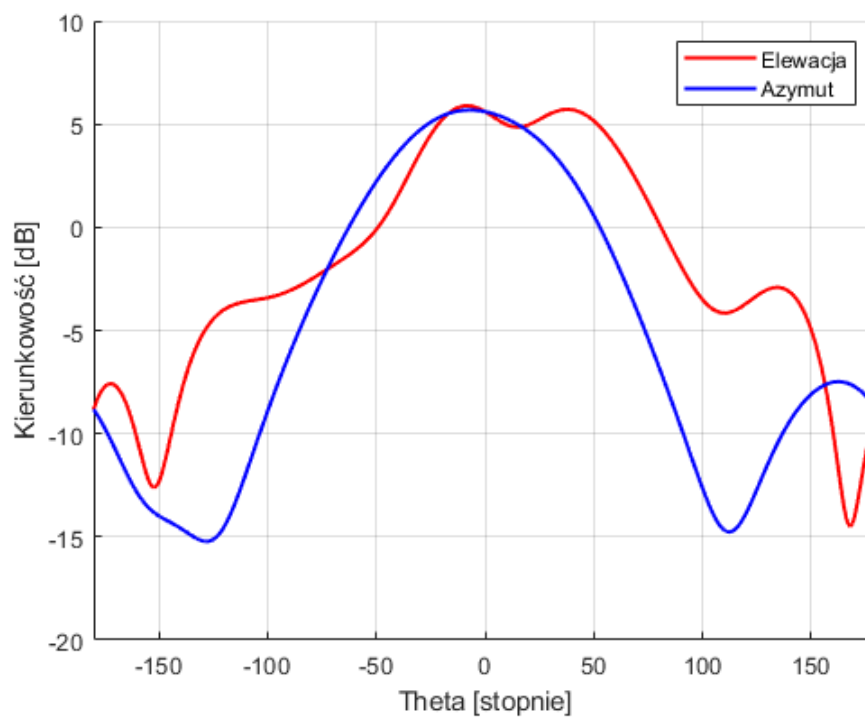
**Rys. 2.6.** Porównanie kierunkowości anten nadawczych dla układu zbudowanego z promienników kwadratowych i prostokątnych dla rozstawu anten odbiorczych w odległości  $0.7\lambda_0$ . Wyniki symulacji EM.



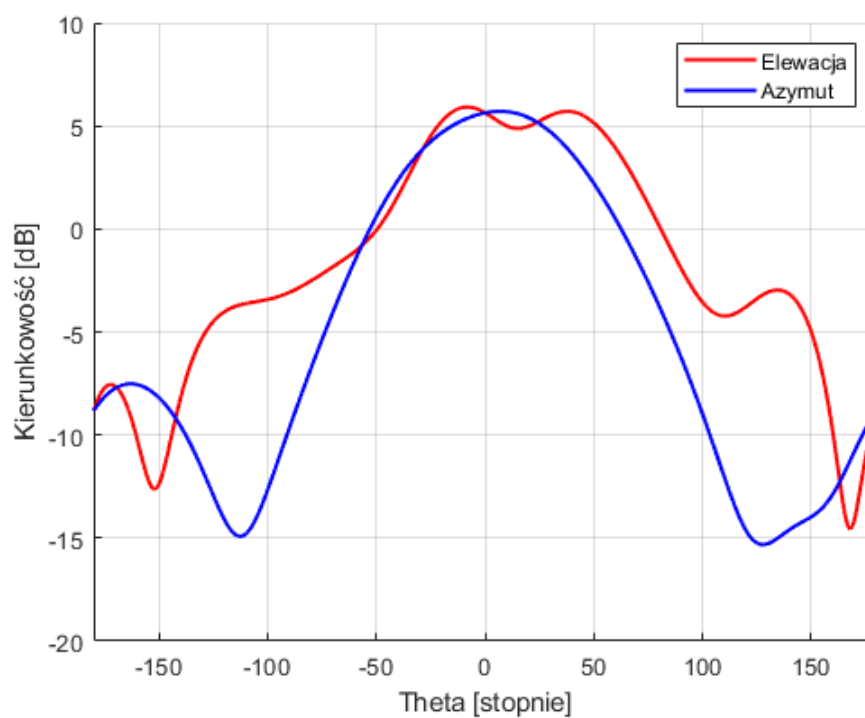
**Rys. 2.7.** Kierunkowość anteny odbiorczej A dla rozstawu anten odbiorczych  $0.7\lambda_0$ . Wyniki symulacji EM.



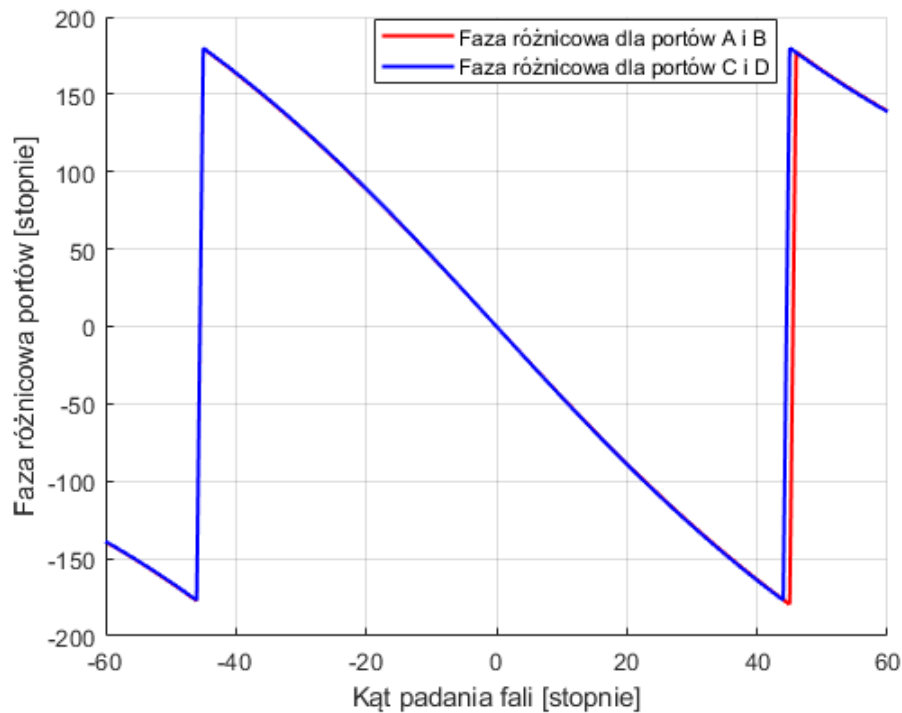
**Rys. 2.8.** Kierunkowość anteny odbiorczej B dla rozstawu anten odbiorczych  $0.7\lambda_0$ . Wyniki symulacji EM.



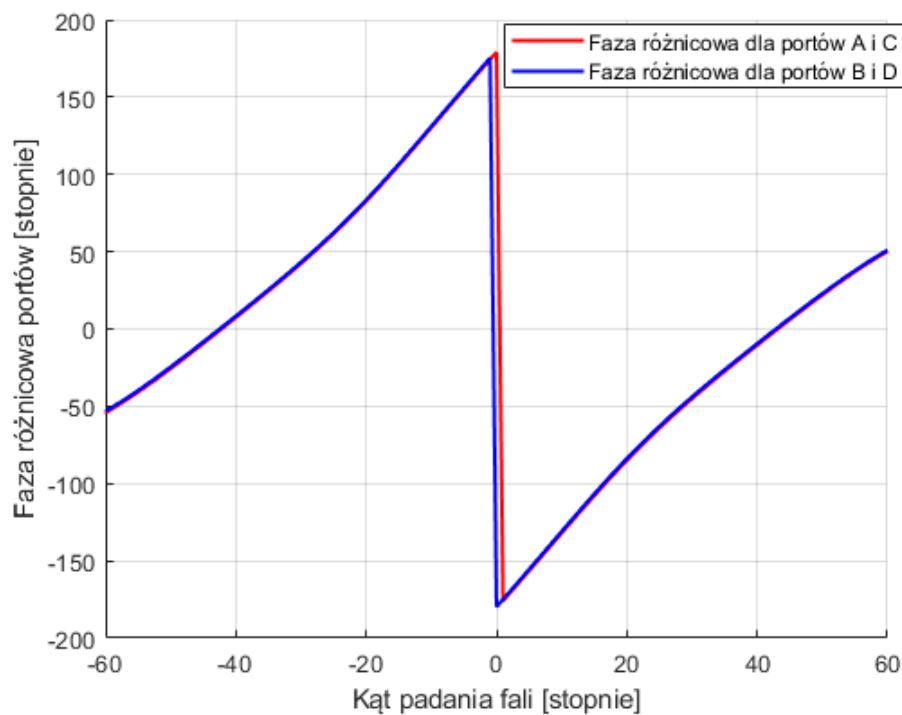
**Rys. 2.9.** Kierunkowość anteny odbiorczej C dla rozstawu anten odbiorczych  $0.7\lambda_0$ . Wyniki symulacji EM.



**Rys. 2.10.** Kierunkowość anteny odbiorczej D dla rozstawu anten odbiorczych  $0.7\lambda_0$ . Wyniki symulacji EM.



**Rys. 2.11.** Faza różnicowa w azymucie dla rozstawu anten odbiorczych  $0.7\lambda_0$ . Wyniki symulacji EM.

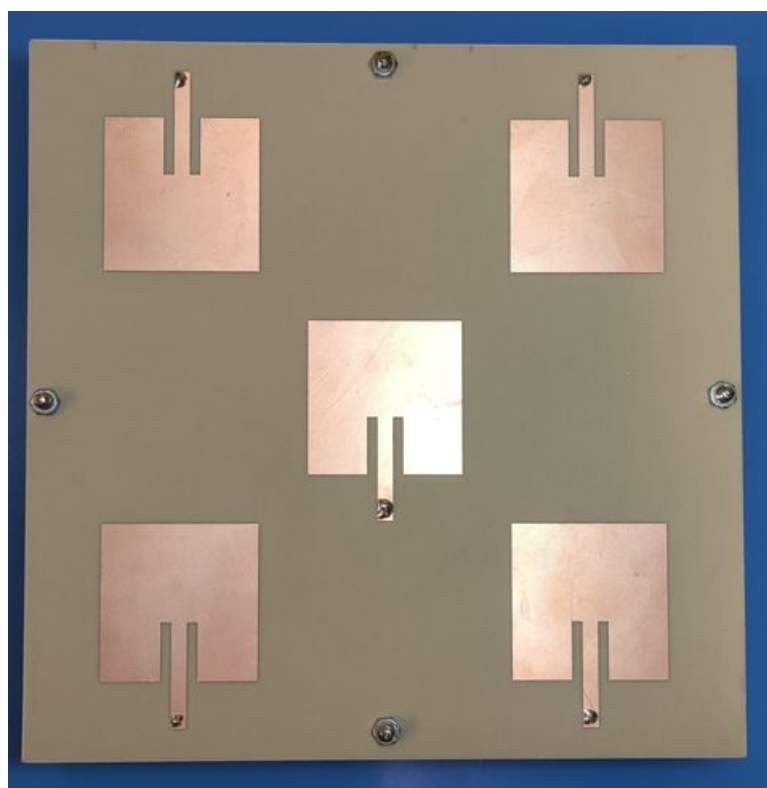


**Rys. 2.12.** Faza różnicowa w elewacji dla rozstawu anten odbiorczych  $0.7\lambda_0$ . Wyniki symulacji EM.



### 3. Wykonanie układu antenowego i pomiary

Po wyborze wersji układu antenowego przeznaczonej do wykonania na podstawie symulacji w środowisku HFSS, wykonano maskę wybranego rozwiązania przy pomocy programu AutoCAD. Następnie wykonano układ w technice fotolitografii, nawiercono przelotki dla złącz SMA oraz przylutowano je do układu. Układ przedstawiono na rysunku 3.1. W dalszej części rozdziału zostaną opisane pomiary tego układu. W podrozdziale 3.1 przedstawiono opis pomiarów parametrów macierzy rozprzyszenia układu, a w podrozdziale 3.2 przedstawiono pomiary charakterystyk promieniowania układu antenowego oraz zakresu kąta naimiaru kierunku promieniowania.



**Rys. 3.1.** Zdjęcie wykonanego układu antenowego.

### 3.1. Pomiary parametrów macierzy rozproszenia

Z uwagi na pomiar 4-wrotowym analizatorem wektorowym oraz fakt, że badany układ posiada 5 wrót, pomiar parametrów rozproszenia przeprowadzono w 3 etapach. Podczas pierwszego pomiaru do analizatora podłączono wrota 1,2,3,4, a wrota 5 obciążono impedancją charakterystyczną  $Z_L = 50 \Omega$ . Wynikiem takiego działania było uzyskanie macierzy rozproszenia  $S_1$  (3.1):

$$S_1 = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Następnie przygotowano układ do drugiego pomiaru. W tym celu obciążono wrota 1 impedancją charakterystyczną  $Z_L = 50 \Omega$ , a wrota 5 podłączono do analizatora wektorowego. Dzięki temu uzyskano macierz rozproszenia  $S_2$  (3.2):

$$S_2 = \begin{pmatrix} S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} \\ S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} \\ S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} \\ S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Przy trzecim pomiarze do analizatora podłączono wrota 1,3,4,5, a wrota 2 obciążono impedancją charakterystyczną. Wynikiem pomiaru było uzyskanie macierzy rozproszenia  $S_3$  (3.3):

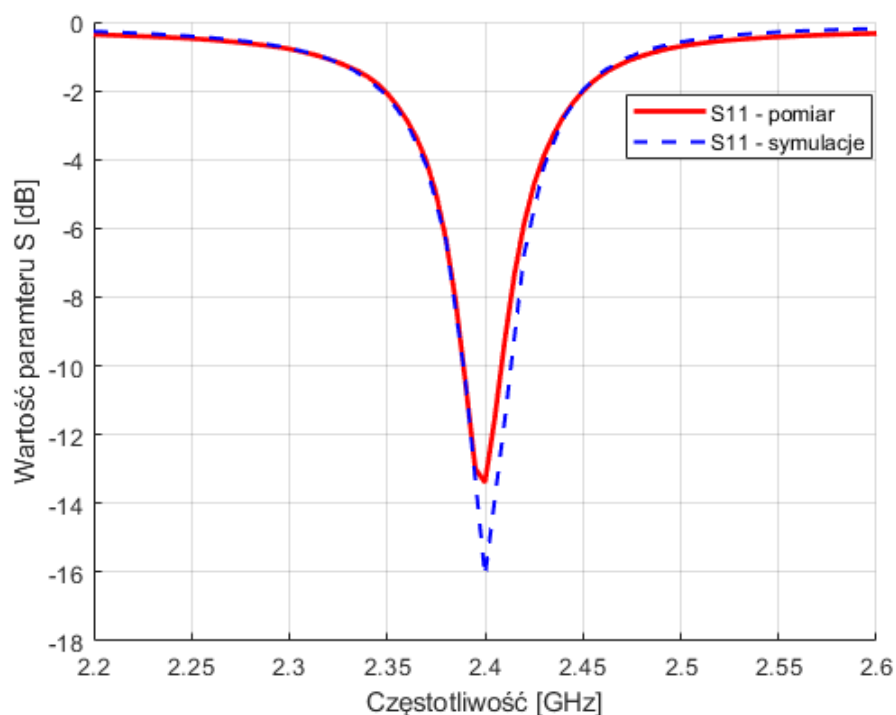
$$S_3 = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{13} & S_{14} & S_{15} \\ S_{31} & S_{33} & S_{34} & S_{35} \\ S_{41} & S_{43} & S_{44} & S_{45} \\ S_{51} & S_{53} & S_{54} & S_{55} \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Na podstawie danych zawartych w macierzach pomiarowych  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  można było wyznaczyć macierz parametrów rozproszenia układu  $S_{ua}$  (3.4):

$$S_{ua} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Analizując parametry rozproszenia układu zauważono, że pogorszyło się dopasowanie anteny nadawczej, jednak nie więcej niż o 3 dB, co przedstawiono na rysunku 3.2. Spowodowane jest to przez niedoskonałość procesu wykonywania przelotek w układzie. Natomiast wartość

izolacji pomiędzy wrotami w układzie rzeczywistym nie pogorszyła się względem izolacji wyliczonej w symulacjach. Pasmo pracy anteny rzeczywistej wynosi około 15 MHz, co jest wystarczające do pracy w systemie radarowym, dla którego powstaje układ antenowy.



**Rys. 3.2.** Porównanie wartości parametru  $S_{11}$  zmierzonego z wyznaczonym w trakcie symulacji. Po przeskalowaniu wartości symulacyjnych do częstotliwości  $f_0 = 2.4$  GHz.

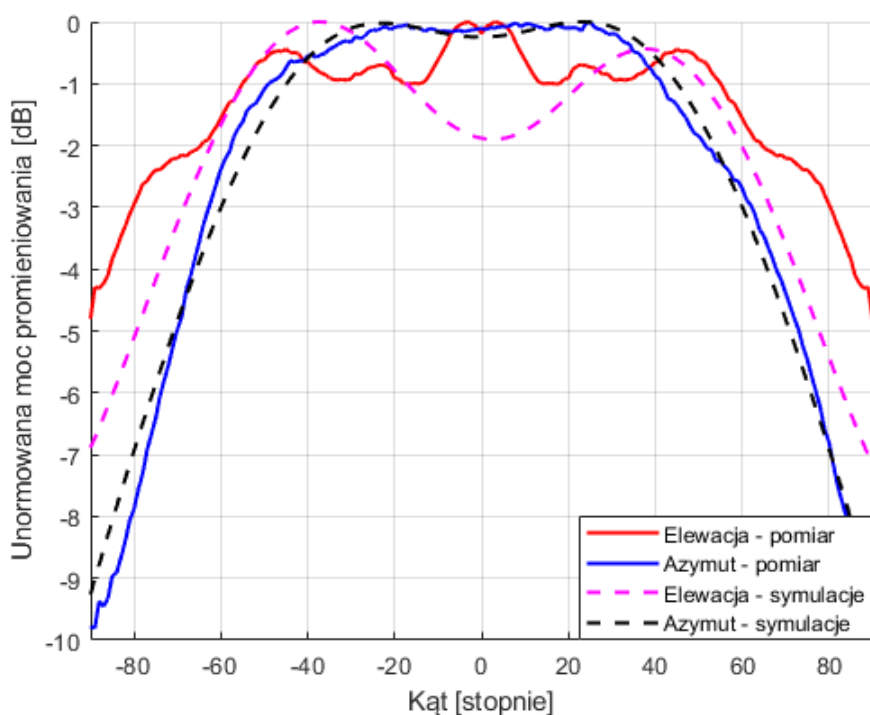
### 3.2. Pomiary charakterystyk promieniowania oraz zakresu namiaru kierunku promieniowania

Drugim etapem pomiarów układu antenowego były pomiary w komorze bezodbiciowej. Pomiary wykonywano przy pomocy robota oraz referencyjnej anteny tubowej (ang. horn antenna). Pomiar taki polega na podłączeniu do wrót 1 analizatora wektorowego anteny referencyjnej, a do wrót 2 anteny mierzonej. W trakcie takiego pomiaru bada się parametr  $S_{21}$ , który określa transmisję sygnału z wrót 1 do wrót 2. Na początku wykonano pomiar anteny nadawczej w azymucie w 5 kolejnych punktach. Zmieniano odległość pomiędzy antenami z krokiem 25 mm. Pomiar taki wykonano, aby sprawdzić czy miejsce położenia mierzonej anteny wpływa na pomiar, a więc czy występują odbicia, które powodowałyby zniekształcenie wyznaczanej w pomiarach charakterystyki promieniowania. Po nałożeniu na siebie unormowanych charakterystyk promieniowania zaobserwowano, że nie występują odbicia, które wpływałyby na zmiany

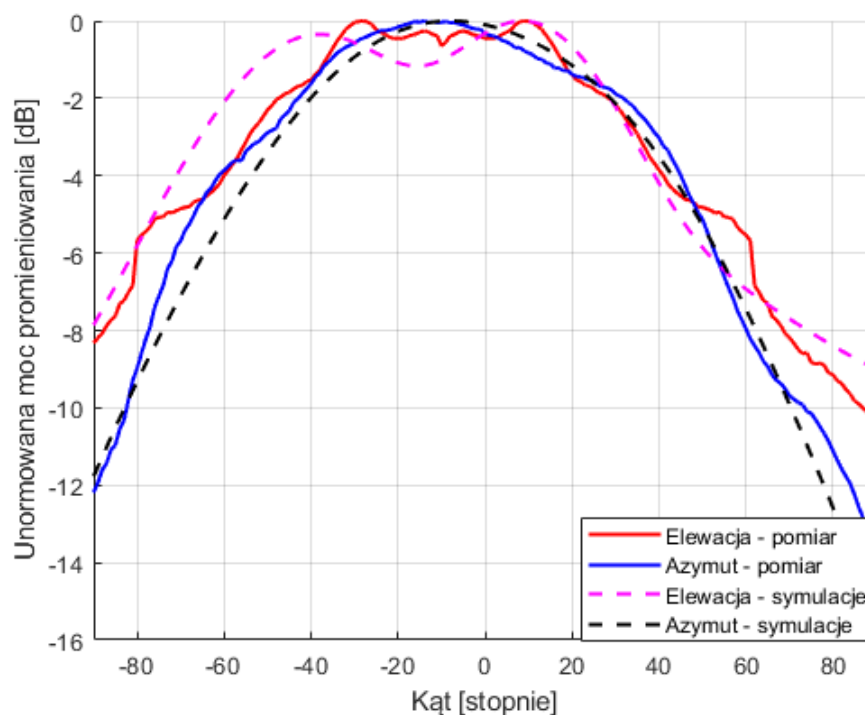
charakterystyki promieniowania w zależności od punktu pomiarowego, a więc stanowisko pomiarowe zostało poprawnie zestawione.

### 3.2.1. Charakterystyki promieniowania układu antenowego

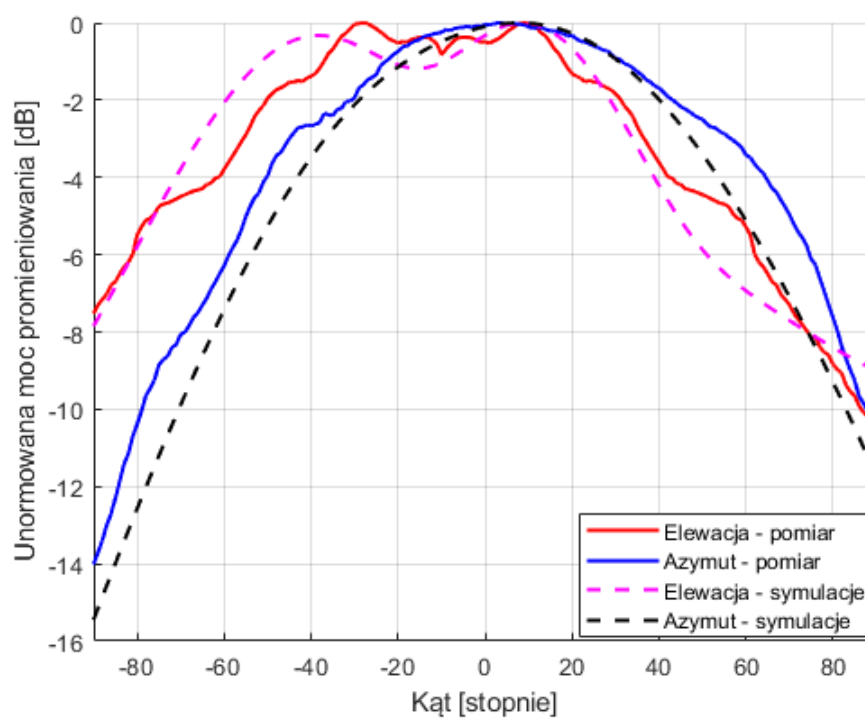
Wykonano pomiary anteny nadawczej, a także anten odbiorczych i wykreślono ich unormowane charakterystyki promieniowania, które przedstawiono na rysunkach 3.3 - 3.7. Zaobserwowano, że charakterystyki zmierzone w azymucie i w elewacji pokrywają się z charakterystykami symulacyjnymi. Wyjątkiem tutaj jest charakterystyka promieniowania anteny nadawczej w elewacji, którą przedstawiono na rysunku 3.3, gdyż obserwujemy największą różnicę dla kąta  $0^\circ$  wynoszącą w przybliżeniu 2 dB. Jest to jednak różnica korzystna z punktu widzenia wykorzystania anteny w układzie radarowym.



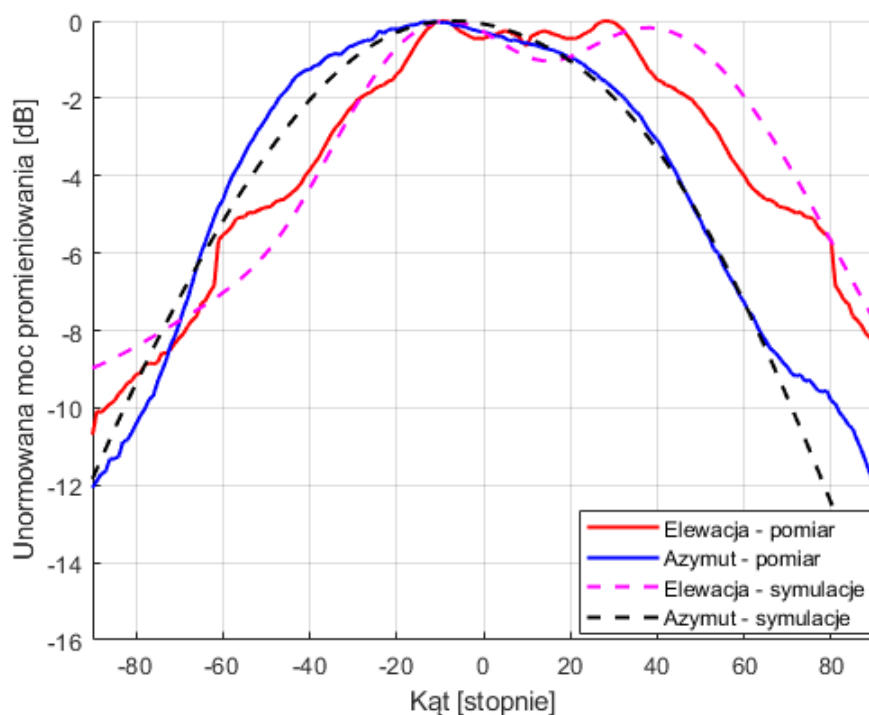
**Rys. 3.3.** Porównanie unormowanych charakterystyk promieniowania anteny nadawczej wyznaczonych w pomiarach z wyznaczonymi w symulacjach EM.



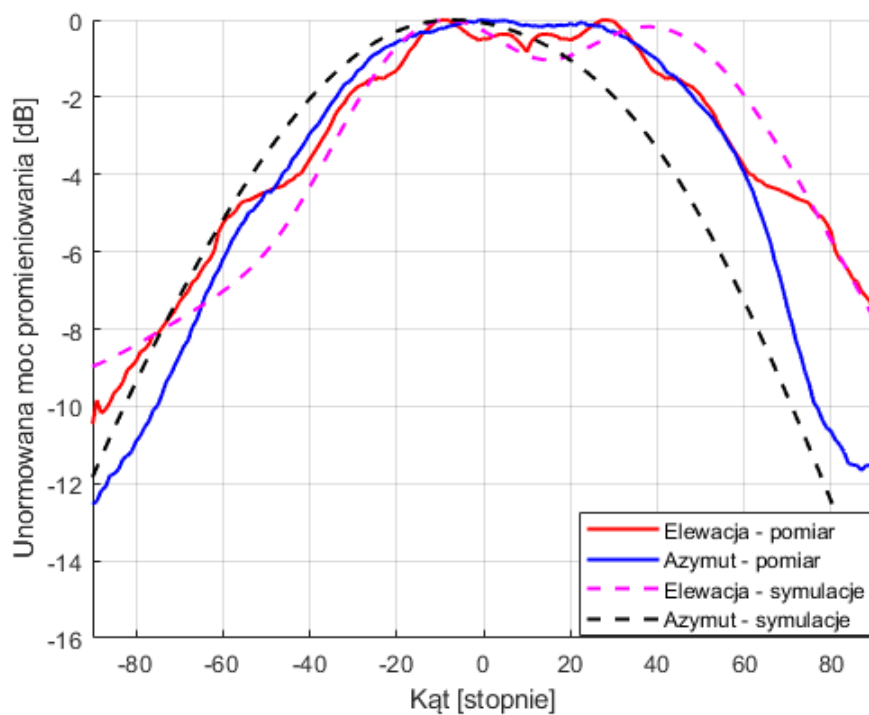
**Rys. 3.4.** Porównanie unormowanych charakterystyk promieniowania anteny odbiorczej A wyznaczonych w pomiarach z wyznaczonymi w symulacjach EM.



**Rys. 3.5.** Porównanie unormowanych charakterystyk promieniowania anteny odbiorczej B wyznaczonych w pomiarach z wyznaczonymi w symulacjach EM.



**Rys. 3.6.** Porównanie unormowanych charakterystyk promieniowania anteny odbiorczej C wyznaczonych w pomiarach z wyznaczonymi w symulacjach EM.



**Rys. 3.7.** Porównanie unormowanych charakterystyk promieniowania anteny odbiorczej D wyznaczonych w pomiarach z wyznaczonymi w symulacjach EM.

### 3.2.2. Zakres kąta namiaru kierunku promieniowania

Z uwagi na wykorzystanie analizatora wektorowego do pomiarów w komorze bezodbicowej, do pomiaru zakresu kąta namiaru kierunku promieniowania wykorzystano fakt, że analizator mierzy nie tylko amplitudę parametru  $S_{21}$ , ale także jego fazę. Parametr  $S_{21}$  można przedstawić jako 3.5[9]:

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+=0} \quad (3.5)$$

Korzystając z własności liczb zespolonych fazę  $S_{21}$  można przedstawić jako 3.6, a fazę różnicową mierzoną we wrotach A i B można przedstawić jako wyrażenie 3.7:

$$\arg(S_{21}) = \arg(V_2^-) - \arg(V_1^+) \quad (3.6)$$

$$\arg(V_A^-) - \arg(V_B^-) \quad (3.7)$$

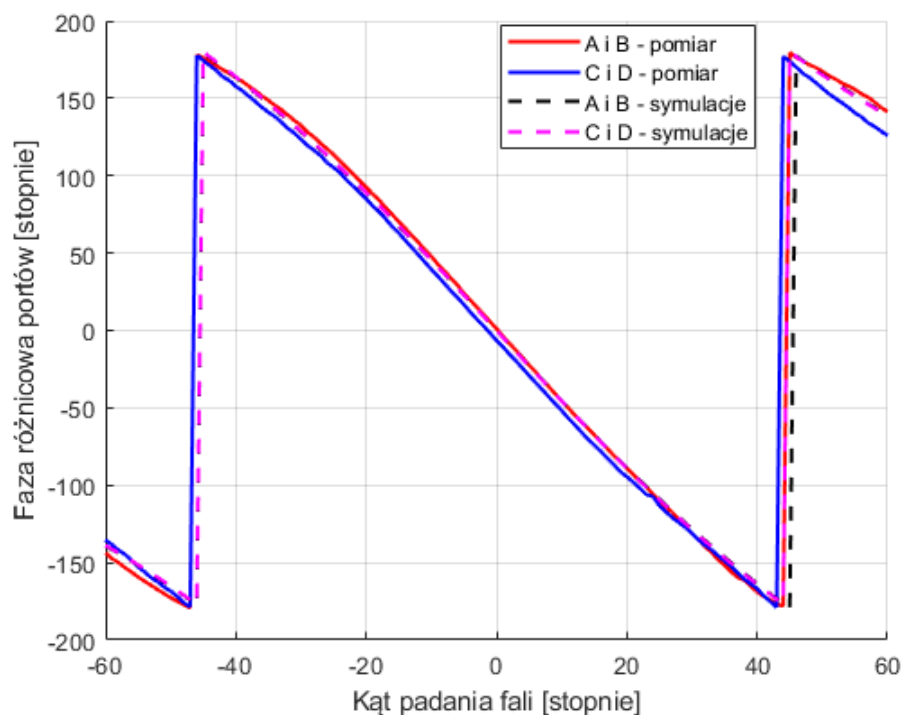
Na podstawie zależności 3.6 oraz 3.7, można stwierdzić, że po przeprowadzeniu pomiaru parametru  $S_{21}$  podczas pomiarów w azymucie dla anten odbiorczych A i B uzyskanoby parametry odpowiednio  $S_{A1}$  i  $S_{B1}$ . Obliczając ich różnicę otrzymuje się fazę różnicową pomiędzy wrotami A i B, co pokazano we wzorach 3.8 oraz 3.9. Na podstawie fazy różnicowej uzyskuje się zakres kąta namiaru kierunku promieniowania.

$$\arg(S_{A1}) - \arg(S_{B1}) = (\arg(V_A^-) - \arg(V_1^+)) - (\arg(V_B^-) - \arg(V_1^+)) \quad (3.8)$$

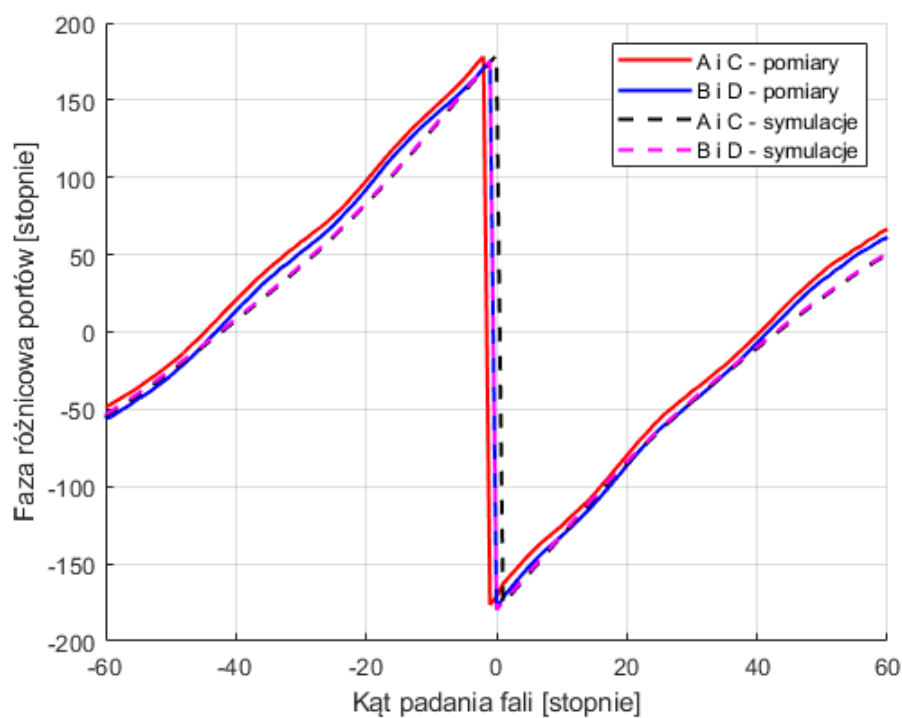
$$\arg(S_{A1}) - \arg(S_{B1}) = \arg(V_A^-) - \arg(V_B^-) \quad (3.9)$$

Analogiczne obliczenia można przeprowadzić przy wyznaczaniu pozostałych faz różnicowych, a więc dla azymutu dla wrót C i D, natomiast dla elewacji dla wrót A i C oraz B i D.

Na podstawie zebranych danych z pomierzonych anten odbiorczych wyznaczono fazy różnicowe i przedstawiono je na rysunkach 3.8 oraz 3.9. Widać, że charakterystyki faz różnicowych, a co się z tym wiąże, zakresy kątów namiaru kierunku promieniowania pokrywają się w pomiarach z wynikami symulacji.



**Rys. 3.8.** Porównanie faz różnicowych i zakresów kąta namiaru kierunku promieniowania uzyskanych w pomiarach z wyznaczonymi w symulacjach EM dla azymutu.



**Rys. 3.9.** Porównanie faz różnicowych i zakresów kąta namiaru kierunku promieniowania uzyskanych w pomiarach z wyznaczonymi w symulacjach EM dla elewacji.



## **4. Układ zasilania anteny nadawczej i podziału mocy zapewniającego sygnał referencyjny**

Ostatnim etapem pracy było zaprojektowanie układu zasilania anteny nadawczej, który jednocześnie realizuje podział sygnału zasilającego i jego doprowadzenie do korelatorów podłączonych do anten odbiorczych. Na początku empirycznie dobrano stosunek sygnału wejściowego do sygnału dostarczanego na wejście korelatorów, tak by układ radarowy działał poprawnie. Stwierdzono, że stosunek ten powinien wynosić około 26 dB.

Taki układ zasilania powinien więc posiadać:

- 1 wejście sygnału z generatora,
- 1 wyjście anteny nadawczej,
- 4 wyjścia do korelatorów z poziomem mocy mniejszym o około 26 dB niż sygnał wejściowy,
- sygnały na wyjściach do korelatorów powinny być zgodne fazowo oraz mieć taki sam poziom mocy.

Zdecydowano się więc na połączenie sekcji sprzężonej o współczynniku sprzężenia 20 dB z dzielnikiem 6 dB składającym się z 3 dB dzielników Wilkinsona. Układ taki posiada 4 wyjścia z sygnałem pomniejszonym o 26 dB oraz 1 wyjście, do którego przekazywana jest prawie cała moc pojawiająca się na wejściu. Czyli układ taki spełnia założenia projektowe. Wykorzystanie sekcji sprzężonej pozwala na niewielkie odsprężenie mocy od linii zasilającej antenę nadawczą. Osiągnięcie tak niskich poziomów mocy sygnału jedynie przy pomocy dzielników mocy nie byłoby możliwe, ze względu na występowanie zbyt wąskich linii ćwierćfalowych w części rozgałęzień. Ponadto takie rozwiązanie wprowadzałoby, konieczność terminowania części wrót, co wiąże się z utratą mocy dostarczonej do układu. Do zrealizowania układu zasilania i podziału mocy zdecydowano się na wybór podłoża Arlon 25N o parametrach opisanych w rozdziale 2, jednak wybrano podłoże o grubości 20 mils. Wybór podłoża o takiej grubości pozwolił na zmniejszenie szerokości ścieżek układu, co umożliwiło zaprojektowanie układu na płytce o wymiarach określonych przez wymiary układu antenowego oraz wymiary korelatorów wykorzystanych w systemie radarowym.

### 4.1. Koncepcja podziału mocy z wykorzystaniem dzielnika Wilkinsona

Do podziału odsprzęgniętego sygnału zastosowano dzielniki mocy Wilkinsona [9] z równym podziałem mocy, które połączono kaskadowo. Wybrano ten rodzaj dzielnika ze względu na jego bezstratny charakter w przypadku, gdy wrota wyjściowe są dopasowane. Ponadto sygnały wyjściowe są zgodne w fazie, a wrota wyjściowe są wzajemnie izolowane. Projekt dzielnika rozpoczęto od wyznaczenia stosunku podziału mocy  $K^2 = \frac{P_2}{P_3} = 1$ , oraz przyjęcia impedancji charakterystycznej linii  $Z_0 = 50 \Omega$ . Korzystając z zależności 4.1 - 4.3:

$$Z_{02} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + K^2}{K^3}} \quad (4.1)$$

$$Z_{03} = Z_0 \sqrt{K(1 + K^2)} = K^2 Z_{02} \quad (4.2)$$

$$R = Z_0 \left( K + \frac{1}{K} \right) \quad (4.3)$$

gdzie:

$Z_0$  – impedancja charakterystyczna linii transmisyjnej,

$Z_{02}$  – impedancja charakterystyczna linii ćwierćfalowej w torze prowadzącym do drugich wrot,

$Z_{03}$  – impedancja charakterystyczna linii ćwierćfalowej w torze prowadzącym do trzecich wrot,

$R$  – wartość rezystora umieszczonego pomiędzy wrotami drugimi i trzecimi,

wyznaczono  $Z_{02} = Z_{03} = 70.71 \Omega$  i  $R = 100 \Omega$ . Następnie wyznaczono szerokości linii transmisyjnych na podstawie obliczonych impedancji, parametrów podłoża dielektrycznego oraz równania 2.1. Dobrano także długość ćwierćfalowej linii mikropaskowej dla częstotliwości środkowej pracy układu  $f_0 = 2.4 \text{ GHz}$ . Wymiary linii wynoszą:

$$\begin{aligned} W_0 &= 1.165 \text{ mm}, \\ W_{02} &= W_{03} = 0.628 \text{ mm}, \\ \frac{\lambda}{4} &= 19.3 \text{ mm}. \end{aligned}$$

Ponadto ze względu na zastosowanie dzielnika z równomiernym podziałem mocy, w którego skład wchodzi linie ćwierćfalowe uniknięto konieczności zastosowania linii  $100 \Omega$  dołączonych do rozwidlenia „T”. Możliwość połączenia linii ćwierćfalowej bezpośrednio z rozwidleniem wynika z impedancji charakterystycznej obliczonej według zależności 4.4 - 4.6:

$$Z_{in} = Z_{02} \frac{R_L + jZ_{02} \operatorname{tg} \beta l}{Z_{02} + jR_L \operatorname{tg} \beta l} \Omega \quad (4.4)$$

$$\beta l = \frac{2\pi}{\frac{\lambda}{4}} = \frac{\pi}{2} \quad (4.5)$$

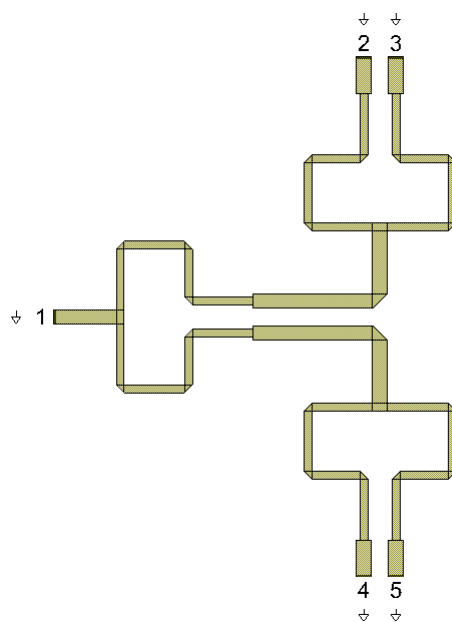
$$Z_{in} = \frac{Z_{02}^2}{R_L} = \frac{70.71^2}{50} = 50 \Omega \quad (4.6)$$

gdzie:

$Z_{in}$  – impedancja charakterystyczna linii ćwierćfalowej,

$R_L$  – rezystancja obciążenia  $\approx Z_0$ .

Aby uzyskać równomiernie podzieloną moc pomiędzy 4 wrota wyjściowe połączono kaskadowo zaprojektowany dzielnik z dwoma identycznymi układami. Takie połączenie dzielników zapewnia pełną symetrię układu, a zaprojektowane rozwiązanie przedstawiono na rysunku 4.1.



**Rys. 4.1.** 6-decybelowy dzielnik Wilkinsona zaprojektowany w środowisku AWR.

## 4.2. Koncepcja podziału mocy z wykorzystaniem sprzęgacza mikropaskowego

Następnym etapem było zaprojektowanie sprzęgacza mikropaskowego o sprzężeniu na poziomie  $-20$  dB na wrotach sprzężonych. W tym celu, w pobliżu linii o impedancji charakterystycznej  $50 \Omega$  zasilającej antenę nadawczą umieszczono drugą linię mikropaskową o długości  $\frac{\lambda}{4}$  i takiej samej szerokości. Ze względu na specyficzny rodzaj aplikacji sprzęgacza i brak możliwości obciążenia izolowanych wrót impedancją charakterystyczną w układzie sprzęgacza pojawia linia rozwarta o  $Z_L \rightarrow \infty$ . Występuje więc zjawisko odbicia fali elektromagnetycznej. Korzystając z równania 4.7:

$$S_{31}(\beta) = \frac{j(Z_0^e - Z_0^o)}{2Z_0 \operatorname{ctg} \beta l + j(Z_0^e + Z_0^o)} \quad (4.7)$$

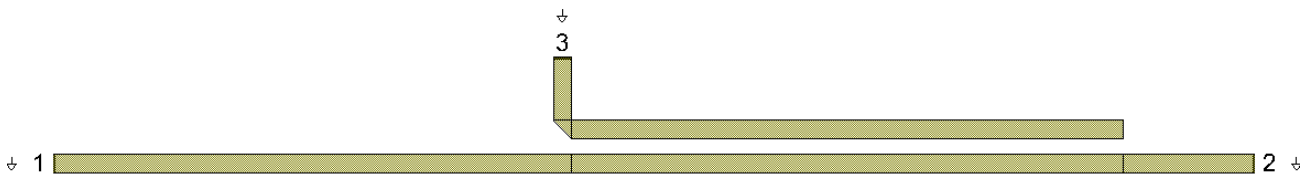
gdzie:

$Z_0^e$  – impedancja charakterystyczna linii przy pobudzeniu parzystym,

$Z_0^o$  – impedancja charakterystyczna linii przy pobudzeniu nieparzystym,

$\beta l$  – długość elektryczna linii.

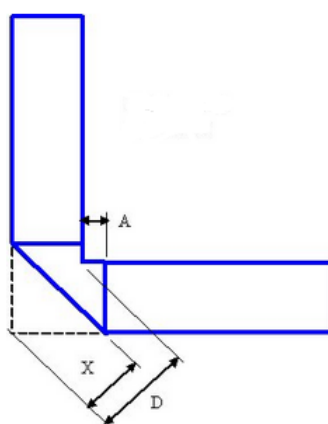
zdecydowano się wydłużyć linie sprzężone do długości elektrycznej równej  $164^\circ$ , czyli  $35.1$  mm. Szczelina dylatacyjna pomiędzy liniami wynosi  $1$  mm. Uzyskane wymiary są wynikiem symulacji elektromagnetycznych przeprowadzonych w środowisku AWR. Zaprojektowany układ przedstawiono na rysunku 4.2.



**Rys. 4.2.** 20-decybelowy sprzęgacz mikropaskowy ze sprzężonymi liniami zaprojektowany w środowisku AWR.

### 4.3. Wyniki symulacji elektromagnetycznej układu zasilania i podziału mocy

W kolejnym etapie połączono poprzednio zaprojektowane elementy w jeden układ stanowiący linię zasilającą antenę nadawczą i dzielnik mocy zapewniający sygnał referencyjny dostarczany do korelatorów. Cały układ odpowiednio rozmieszczono na wcześniej przygotowanej płytce oraz zastosowano przesuwniki fazowe pozwalające na uzyskanie sygnałów zgodnych fazowo we wrotach wyjściowych układu połączonych z korelatorami. W całym układzie wykorzystano fazowanie ścieżek podczas zmiany jej kierunku korzystając z zależności 4.8 - 4.10:



Rys. 4.3. Fazowanie linii mikropaskowych.

$$D = W\sqrt{2} \quad (4.8)$$

$$X = D \left( 0.52 + 0.65e^{-1.35\frac{W}{H}} \right) \quad (4.9)$$

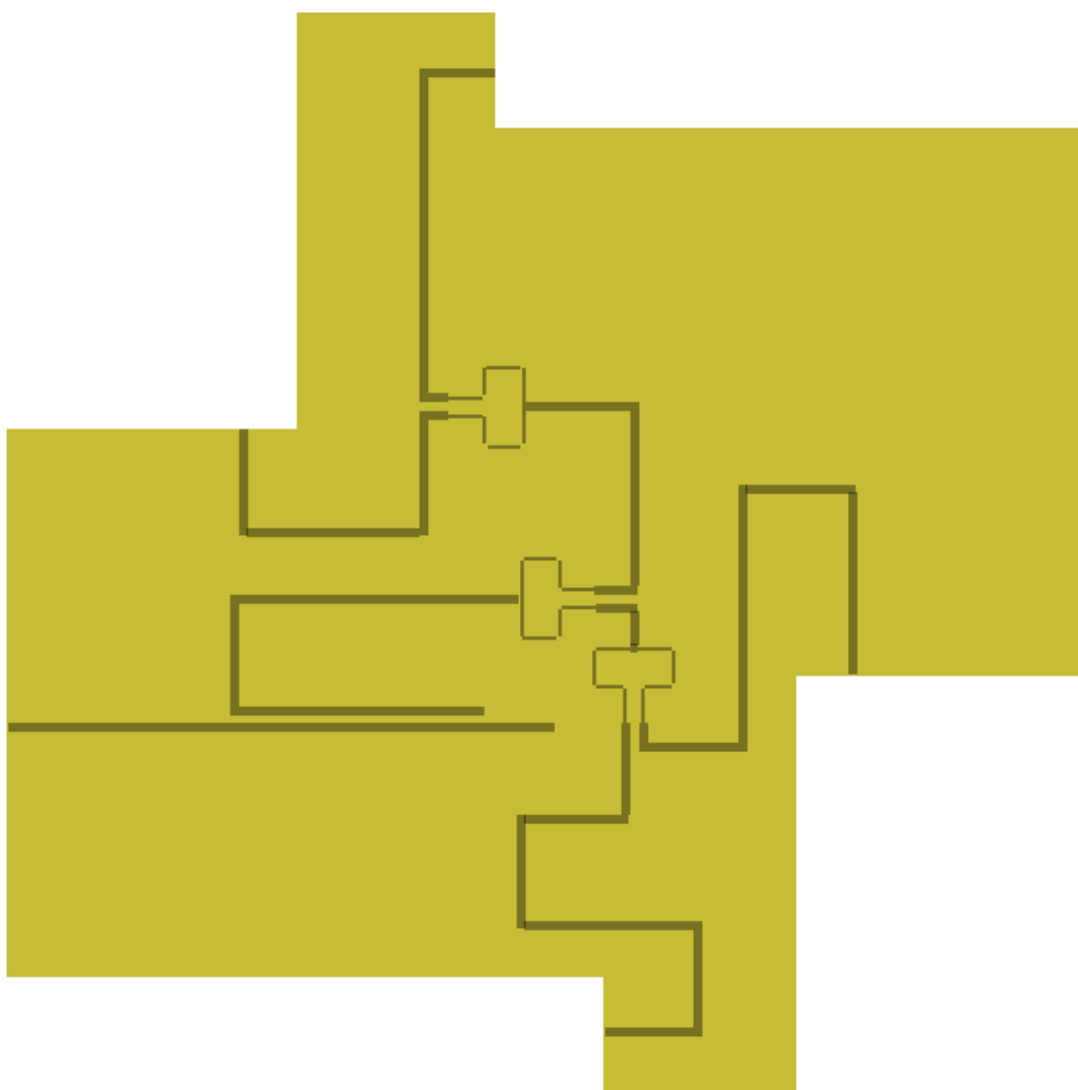
$$A = \left( X - \frac{D}{2} \right) \sqrt{2} \quad (4.10)$$

gdzie:

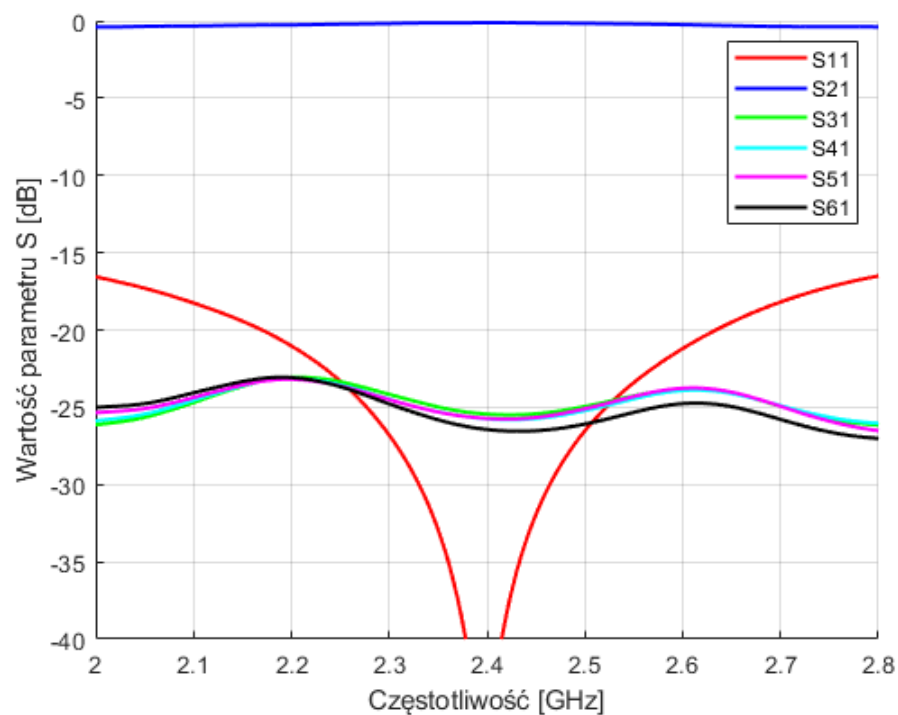
$W$  – szerokość linii mikropaskowej,

$H$  – grubość podłoża dielektrycznego.

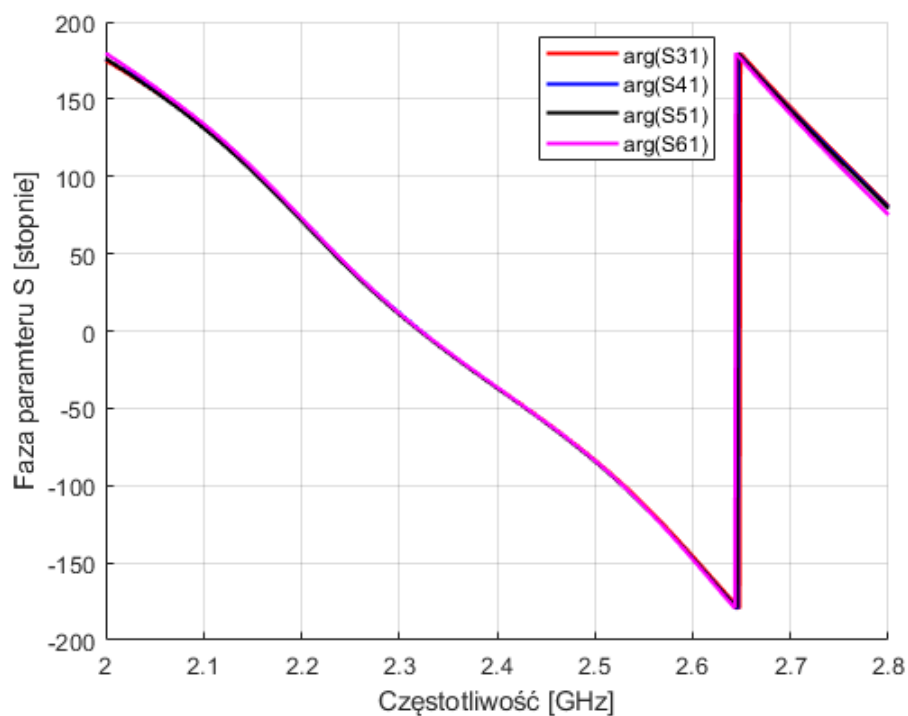
Podczas symulacji elektromagnetycznej stwierdzono, że fazowanie linii transmisyjnej nie jest optymalne, więc zmieniono obliczone wymiary do wartości  $A = 0$  mm,  $X = \frac{W\sqrt{2}}{2}$ , dla których uzyskano najkorzystniejsze wyniki symulacji. Tak zaprojektowany układ poddano symulacjom elektromagnetycznym uzyskując wyniki przedstawione na rysunku 4.5 oraz 4.6, w których osiągnięte wartości podziału mocy są bliskie założonym, poziom dopasowania wrót wejściowych układu jest zadowalający, a maksymalna różnica faz sygnałów referencyjnych dostarczanych do korelatorów nie przekracza  $0.5^\circ$ . Zaprojektowany układ przedstawiono na rysunku 4.4.



**Rys. 4.4.** Układ zasilania anteny nadawczej wraz z dzielnikiem mocy zapewniającym sygnał referencyjny.



Rys. 4.5. Wartości parametrów S układu podziału mocy. Wyniki symulacji EM.



Rys. 4.6. Wartości opóźnienia fazowego sygnału na wyjściu układu podziału mocy względem sygnału na wejściu. Wyniki symulacji EM.

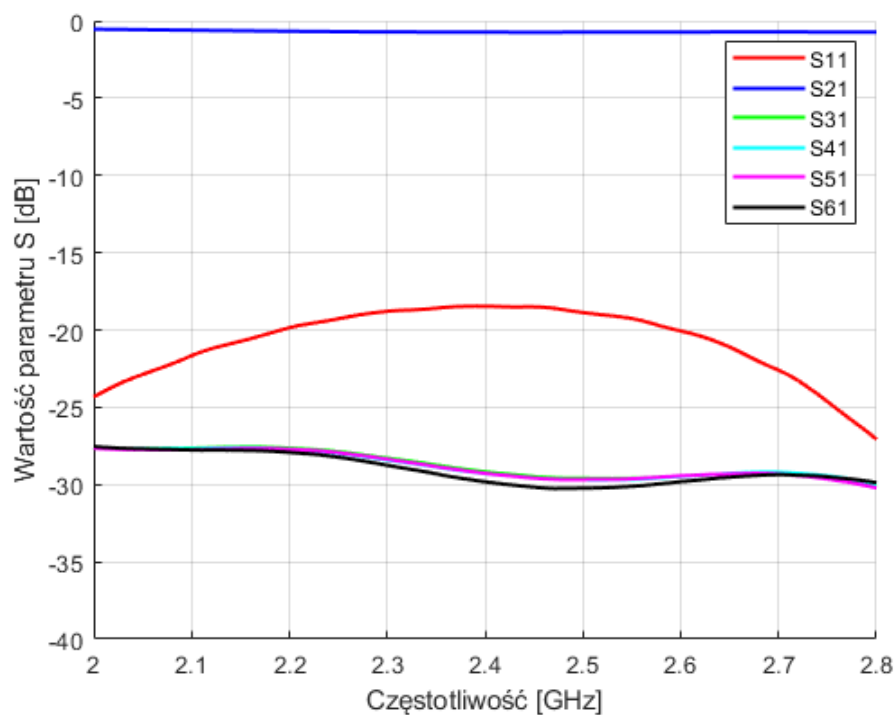
#### 4.4. Pomiary parametrów macierzy rozproszenia układu zasilania i podziału mocy

Pomiary parametrów macierzy rozproszenia układu podziału mocy przebiegały analogicznie do pomiarów układu antenowego opisanych w podrozdziale 3.1. Różnica polegała na tym, że mierzony układ podziału mocy posiada 6 wrót. W tym wypadku zmiana liczby wrót mierzonego układu nie wymagała zmiany liczby pomiarów, gdyż 3 pomiary 4-wrotowym analizatorem wektorowym wystarczają, żeby zbadać każdy parametr macierzy rozproszenia o wymiarze  $6 \times 6$ . Pomiary wykonywano kolejno dla wrót:

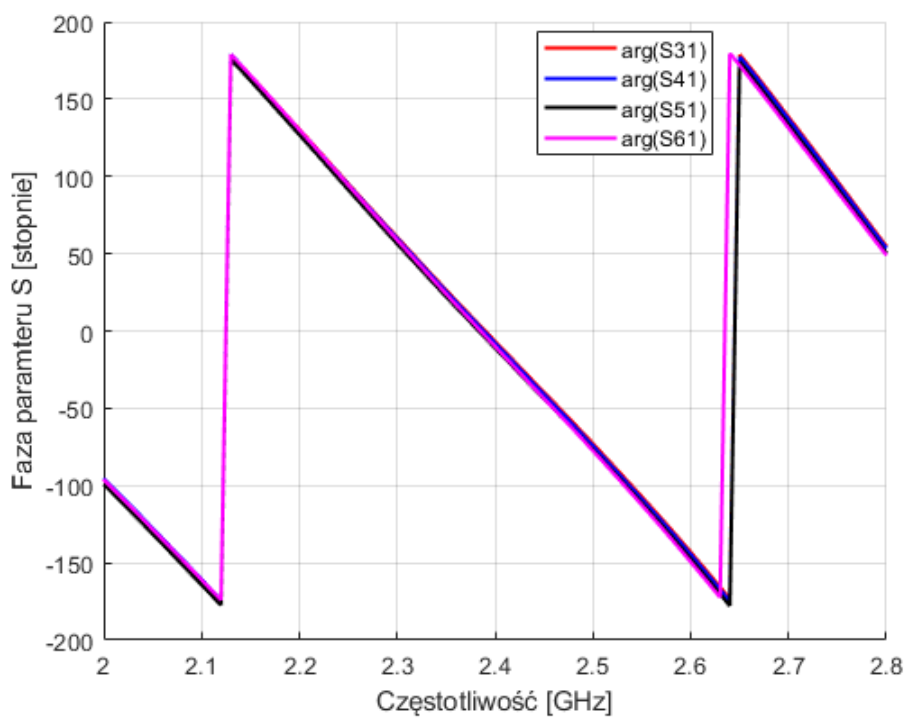
- 1, 2, 3, 4,
- 1, 2, 5, 6,
- 3, 4, 5, 6.

Na rysunku 4.7 przedstawiono dopasowanie impedancyjne na wejściu układu, które dla częstotliwości środkowej pasma pracy układu antenowego wynosi  $-18.54$  dB. Ponadto do wrót anteny nadawczej transmitowany jest sygnał o nieznacznie zmniejszonym poziomie mocy, natomiast do pozostałych wrót wyjściowych przekazywany jest sygnał równomiernie pomniejszony o około 29 dB. Na rysunku 4.8 widać, że sygnały na 4 wrotach wyjściowych układu są zgodne fazowo, a maksymalna różnica fazy pomiędzy sygnałami referencyjnymi dla częstotliwości 2.4 GHz nie przekracza  $3^\circ$ . Można zatem stwierdzić, że osiągnięto założenia projektowe układu zasilania i podziału mocy, ponieważ sygnały na wrotach wyjściowych układu, które w systemie radarowym zostaną dostarczone do korelatorów charakteryzują się zbliżonym poziomem mocy i są współfazowe.





Rys. 4.7. Wartości parametrów S układu podziału mocy. Wyniki pomiaru.



Rys. 4.8. Wartości opóźnienia fazowego sygnału na wyjściu układu podziału mocy względem sygnału na wejściu. Wyniki pomiaru.

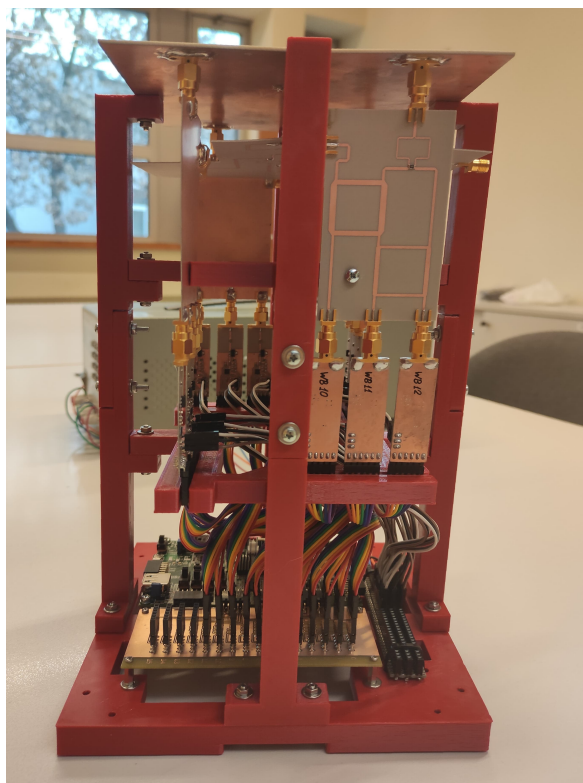


## 5. Zakończenie

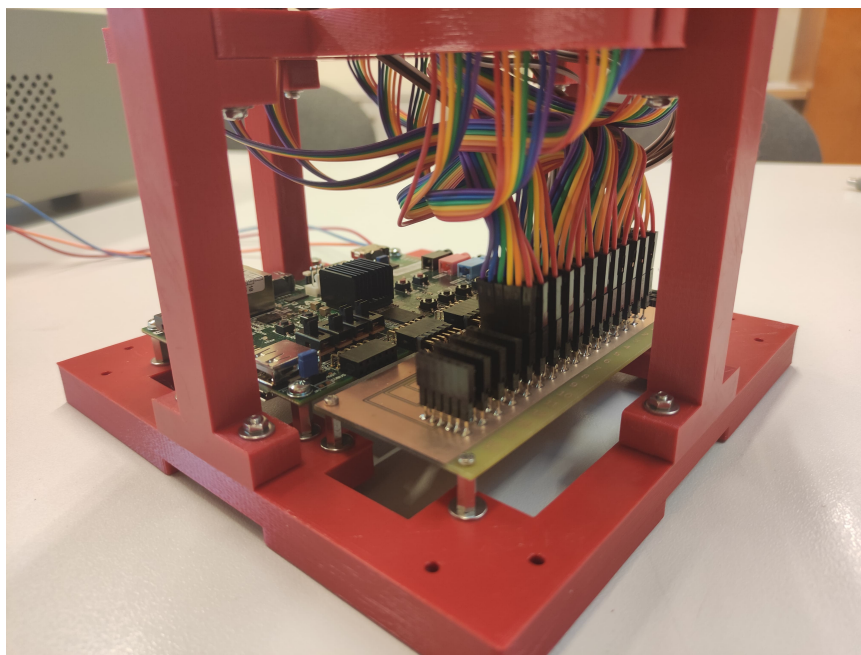
Po przeprowadzeniu pomiarów, które potwierdziły symulacje układu antenowego, stwierdzono, że został osiągnięty cel pracy. Zgodnie z postawionymi na etapie projektowania założeniami układ antenowy pracuje przy częstotliwości 2.4 GHz i jest układem wąskopasmowym. Jednocześnie osiągnięto szeroki zakres namiaru kierunku promieniowania zarówno w elewacji, jak i w azymucie. Również w układzie zasilającym antenę nadawczą, z podziałem mocy zapewniającym sygnał referencyjny osiągnięto zadowalające wyniki pomiarów. Równy podział mocy oraz zbliżone opóźnienia fazowe w sygnałach referencyjnych, pozwalały na zastosowanie obu układów w systemie radarowym namiaru kierunku promieniowania. Zbudowany system przedstawiono na poniższych rysunkach (rys. 5.1 - 5.4).

### 5.1. Dalsze możliwości rozwoju systemu radarowego wykorzystującego zaprojektowany układ antenowy

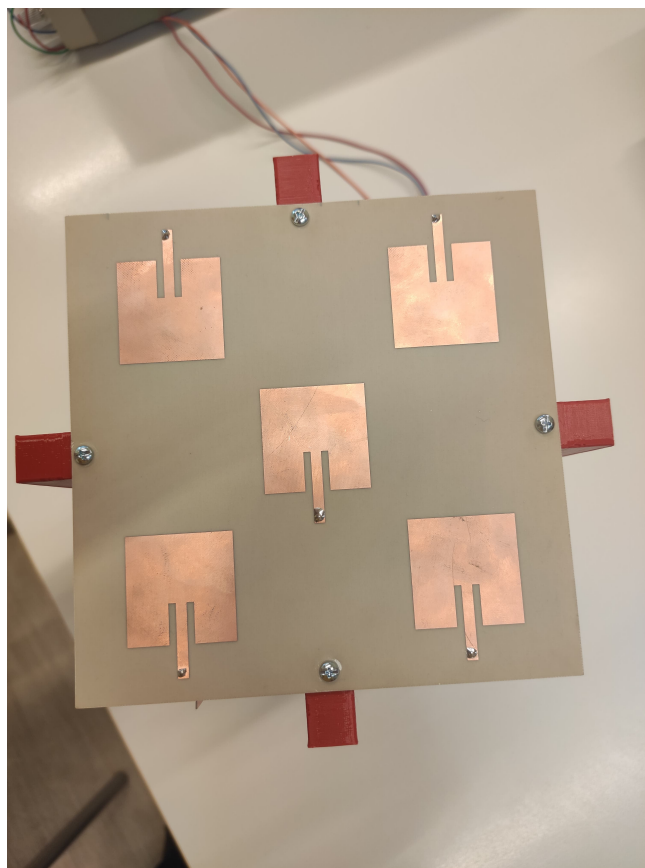
Obszarem dalszej pracy nad systemem radarowym wykorzystującym zaprojektowany układ antenowy może być praca nad miniaturyzacją systemu. Na rysunku 5.1 widzimy, że system radarowy składa się z połączonych ze sobą niezależnych układów takich jak: układ antenowy, układ zasilania i podziału mocy, czy korelatory sygnału odebranego z sygnałem referencyjnym. Miniaturyzacja takiego systemu może polegać na integracji pasywnych elementów mikrofalowych. Kolejnym obszarem dalszego rozwoju systemu może też być przygotowanie oprogramowania pozwalającego w czasie rzeczywistym na wizualizację pomiarów wykonywanych przez układ. Wizualizacja taka pozwalałaby na pokazanie, gdzie w przestrzeni znajduje się obiekt, czy przybliża się, czy oddala od radaru, a także pozwalałaby określić odległość obiektu przy znanym parametrze RCS (ang. „*radar cross section*”).



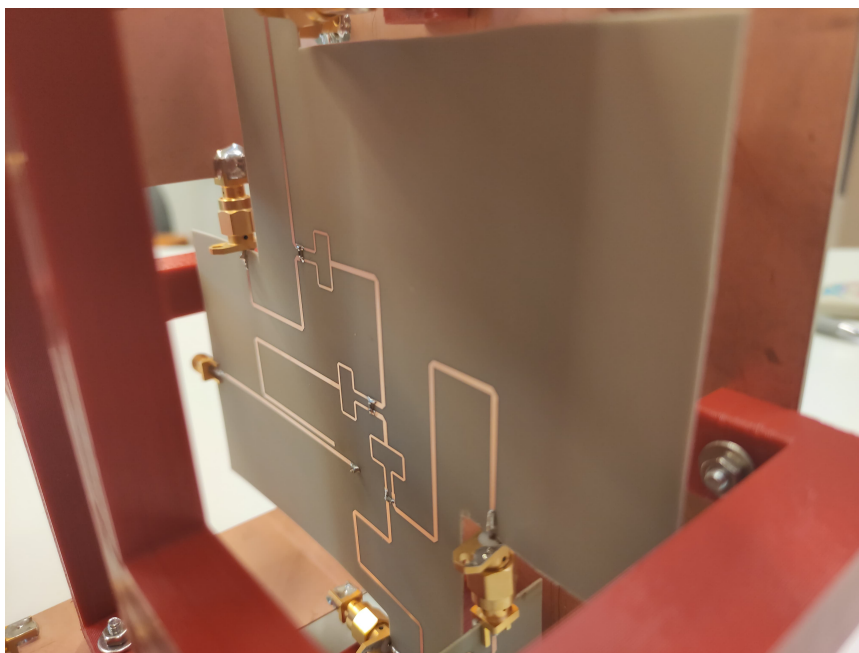
**Rys. 5.1.** Zdjęcie systemu radarowego służącego do namiaru kierunku promieniowania.



**Rys. 5.2.** Zdjęcie części cyfrowej systemu radarowego służącego do namiaru kierunku promieniowania.



**Rys. 5.3.** Zdjęcie wykonanego układu antenowego zamontowanego w systemie radarowym.



**Rys. 5.4.** Zdjęcie wykonanego układu zasilania anteny nadawczej i podziału mocy w systemie radarowym.



## Bibliografia

- [1] C. Evers, A. Smith i D. Lee. „Application of radar multistatic techniques to air traffic control”. W: *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference [Cat. No. 00CH37037]*. 2000, s. 763–768. DOI: 10.1109/RADAR.2000.851931.
- [2] C. Alexandrov, A. Draganov i N. Kolev. „An application of automatic target recognition in marine navigation”. W: *Proceedings International Radar Conference*. 1995, s. 250–255. DOI: 10.1109/RADAR.1995.522554.
- [3] H. Rohling i E. Lissel. „77 GHz radar sensor for car application”. W: *Proceedings International Radar Conference*. 1995.
- [4] R. L. Morrison i E. B. Phelps. „Radio Astronomy Techniques for Multistatic Radar Imaging and Localization of Space Objects”. W: *2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*. 2019, s. 1–2.
- [5] M. Iorio i in. „Fast radar signal simulator for SAR ground penetrating applications”. W: *2008 IEEE Radar Conference*. 2008, s. 1–4. DOI: 10.1109/RADAR.2008.4720762.
- [6] I. Immoreev i S. Ivashov. „Remote monitoring of human cardiorespiratory system parameters by radar and its applications”. W: *2008 4th International Conference on Ultrawideband and Ultra-short Impulse Signals*. 2008, s. 34–38. DOI: 10.1109/UWBUS.2008.4669350.
- [7] Q. Wan i in. „Gesture recognition for smart home applications using portable radar sensors”. W: *2014 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. 2014, s. 6414–6417. DOI: 10.1109/EMBC.2014.6945096.
- [8] J. Szóstka. „*Fale i Anteny*”. Red. Wydawnictwo WKŁ. 3 wyd. 2006, s. 303–304.
- [9] David M. Pozar. „*Microwave Engineering*”. Red. John Wiley & Sons. 4 wyd. 2011.
- [10] Constantine A. Balanis. „*Antenna Theory Analysis and Design*”. Red. John Wiley & Sons. 4 wyd. 2016.
- [11] MA Matin i AI Sayeed. „A design rule for inset-fed rectangular microstrip patch antenna”. W: *WSEAS Transactions on Communications* 9.1 (2010), s. 63–72.
- [12] Agilent Technologies. „Agilent RF and Microwave Test Accessories”. W: (2012/13), s. 9.