



**POLITECHNIKA
GDAŃSKA**

WYDZIAŁ ELEKTRONIKI,
TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI



Imię i nazwisko studenta: Rafał Baranowski
Nr albumu: 172077
Studia pierwszego stopnia
Forma studiów: stacjonarne
Kierunek studiów: Elektronika i telekomunikacja
Profil: Inżynieria mikrofalowa i antenowa

PROJEKT DYPLOMOWY INŻYNIERSKI

Tytuł projektu w języku polskim: Miniaturowa antena rekonfigurowana

Tytuł projektu w języku angielskim: Miniature reconfigurable antenna

Potwierdzenie przyjęcia projektu	
Opiekun projektu	Kierownik Katedry/Zakładu (pozostawić właściwe)
<i>podpis</i>	<i>podpis</i>
dr inż. Łukasz Kulas	

Data oddania projektu do dziekanatu:



**POLITECHNIKA
GDAŃSKA**

WYDZIAŁ ELEKTRONIKI,
TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI



OŚWIADCZENIE dotyczące projektu dyplomowego zatytułowanego: Miniaturowa antena rekonfigurowana

Imię i nazwisko studenta: Rafał Baranowski
Data i miejsce urodzenia: 17.12.1997, Lębork
Nr albumu: 172077

Wydział: Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki
Kierunek: elektronika i telekomunikacja
Poziom kształcenia: pierwszy
Forma studiów: stacjonarne

Świadomy(a) odpowiedzialności karnej z tytułu naruszenia przepisów ustawy z dnia 4 lutego 1994 r. o prawie autorskim i prawach pokrewnych (Dz. U. 2018 poz. 1191 z późn. zm i konsekwencji dyscyplinarnych określonych w ustawie z dnia 20 lipca 2018 r. Prawo szkolnictwie wyższym i nauce (Dz. U. 2018 poz. 1668 z późn. zm.),¹ a także odpowiedzialności cywilnoprawnej oświadczam, że przedkładany projekt dyplomowy został opracowany przez mnie samodzielnie.

Niniejszy projekt dyplomowy nie był wcześniej podstawą żadnej innej urzędowej procedury związanej z nadaniem tytułu zawodowego.

Wszystkie informacje umieszczone w ww. projekcie dyplomowym, uzyskane ze źródeł pisanych elektronicznych, zostały udokumentowane w wykazie literatury odpowiednimi odnośnikami zgodnie z art. 34 ustawy o prawie autorskim i prawach pokrewnych.

Potwierdzam zgodność niniejszej wersji projektu dyplomowego z załączoną wersją elektroniczną

Gdańsk, dnia

.....
podpis studenta

¹ Ustawa z dnia 20 lipca 2018 r. Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce:

Art. 312. ust. 3. W przypadku podejrzenia popełnienia przez studenta czynu, o którym mowa w art. 287 ust. 2 pkt 1–5, rektor niezwłocznie poleca przeprowadzenie postępowania wyjaśniającego.

Art. 312. ust. 4. Jeżeli w wyniku postępowania wyjaśniającego zebrany materiał potwierdza popełnienie czynu, o którym mowa w ust. 5, rektor wstrzymuje postępowanie o nadanie tytułu zawodowego do czasu wydania orzeczenia przez komisję dyscyplinarną oraz składa zawiadomienie o podejrzeniu popełnienia przestępstwa.





Aggregate FARming in the CLOUD

Research leading to these results has received funding from the EU ECSEL Joint Undertaking under grant agreement no. 783221 (project AFarCloud) and from the National Centre for Research and Development on behalf of the Ministry of Science and Higher Education in Poland.



STRESZCZENIE

Niniejsza praca dotyczy projektu miniaturowej, nisko profilowej anteny rekonfigurowalnej opartej o źródło Huygensa na częstotliwość $f_0 = 2.45$ GHz. Zaprojektowane zostały dwa planarne źródła Huygensa, które pobudzane są z specjalnie zaprojektowanego rekonfigurowalnego układu sterującego. Dzięki dwóm diodą PIN układ może realizować dwie kardoidalne charakterystyki promieniowania o przeciwnych zwrotach oraz jedną dookólną. Sygnał wysokiej częstotliwości doprowadzany jest do układu za pomocą kabla koncentrycznego.

Słowa kluczowe: antena rekonfigurowalna, miniaturowa antena, źródło Huygensa, rezonatory bliskiego pola.

Dziedzina nauki i techniki, zgodnie z wymogami OECD: Nauki inżynierskie i techniczne, Elektrotechnika i elektronika, Telekomunikacja

ABSTRACT

This work concerns the design of a miniature, low-profile reconfigurable antenna based on Huygens metamaterial sources for frequency $f_0 = 2.45$ GHz. Two planar Huygens sources were designed consisting of near-field resonators. Sources are excited from a specially designed reconfigurable control system. Thanks to the two PIN diodes, the system can realize two cardioid radiation characteristics with opposite turns and one bi-directional characteristic. The high frequency signal is fed to the system via a coaxial cable.

Keywords: reconfigurable antenna, miniature antenna, Huygens source, near field resonant parastitic

Spis treści

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW	8
1. WSTĘP I CEL PRACY	9
1.1. Wprowadzenie	9
1.2. Cel pracy.....	10
2. ANTENY Z REKONFIGUROWALNĄ CHARAKTERYSTYKĄ PROMIENIOWANIA	11
2.1. Podstawowe typy anten rekonfigurowalnych	11
2.1.1. Anteny o zmiennej częstotliwości pracy	11
2.1.2. Anteny o zmiennej szerokości pasma	12
2.1.3. Anteny o zmiennej charakterystyce promieniowania	12
2.1.4. Anteny o zmiennej polaryzacji	12
2.1.5. Anteny o zmieniającej się większej liczbie parametrów	13
2.2. Antena ESPAR – przykład anteny o zmiennej charakterystyce promieniowania	13
2.3. Najważniejsze parametry anten o rekonfigurowalnej charakterystyce	14
2.3.1. Charakterystyka promieniowania	14
2.3.2. Impedancja wejściowa.....	14
2.3.3. Zysk energetyczny.....	15
2.3.4. Współczynnik wiązki głównej do wiązki wstecznej.....	15
2.3.5. Względny elektryczny rozmiar anteny	15
2.3.6. Kierunkowość	16
3. ŹRÓDŁO HUYGENSA.....	17
3.1. Zasada działania	17
3.2. Dipole elektryczne i magnetyczne	18
3.3. Przykładowy projekt miniaturowego źródła Huygensa	20
4. MINIATUROWA ANTENA REKONFIGUROWALNA OPARTA O ŹRÓDŁA HUYGENSA	22
4.1. Wprowadzenie i wyjaśnienie koncepcji	22
4.2. Środowisko Altair FEKO	23
4.3. Proces projektowania	23
4.3.1. Proces pojedynczego źródła Huygensa	23
4.3.2. Projekt układu sterującego	24
4.3.3. Dopasowywanie i wpływ poszczególnych wymiarów na wyniki	25

4.4.	Finalny projekt anteny	28
4.4.1.	Końcowy model anteny	28
4.4.2.	Prezentacja wyników symulacji.....	29
5.	PODSUMOWANIE	34
	WYKAZ LITERATURY	35
	WYKAZ RYSUNKÓW	36
	WYKAZ TABEL	37

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

f	–	częstotliwość [Hz]
IoT	–	Internet of Things
ESA	–	Electrically Small Antenna
EAD	–	Egyptian Axe Dipole
CLL	–	Capacitively Loaded Loop

1. WSTĘP I CEL PRACY

1.1. Wprowadzenie

Urządzenia komunikacji bezprzewodowej mają ogromny wpływ na nasze życie. Obecnie używamy ich nie tylko po to, by mieć dostęp do telefonii, czy internetu. Znajdują one zastosowanie również w inteligentnych budynkach, różnego rodzaju systemach pomiarowych, w przemyśle, czy też w systemach monitorowania środowiska, a także naszego zdrowia. Z tego też względu oczekujemy, aby nie tylko mieć dostęp do internetu, ale także aby otaczające nas przedmioty mogły zbierać i przetwarzać dane. Koncepcję tą nazywamy Internetem Rzeczy (ang. Internet of Things – IoT).

Pojawienie się popytu na Internet Rzeczy zdeterminowało rozwój nowej klasy systemów komunikacji bezprzewodowej. Systemy te mają być opłacalne, inteligentne, gwarantować możliwie wysoką transmisję danych oraz jak najmniejszy poziom zużycia energii, a do tego łączyć możliwie wiele funkcjonalności, a także być lekkie i mieć kompaktowe rozmiary. Nieodłączną częścią takiego systemu, bez którego komunikacja nie mogłaby zaistnieć, jest antena. Niestety standardowe, powszechnie stosowane anteny nie mogą zostać użyte w systemach IoT, głównie ze względu na swoje duże rozmiary (to znaczy porównywalne do długości fali, na jakiej antena pracuje). Dlatego też elektrycznie małe anteny (ang. Electrically small antennas – ESAs), ze względu na swój stosunkowo niewielki rozmiar, są pożądane w wielu aplikacjach Internetu Rzeczy. W konsekwencji w ostatnich kilkunastu latach zrealizowano wiele różnych projektów ESA, dedykowanych do konkretnych aplikacji IoT. Spełniają one rozmaite standardy, mają różną konfigurację mechaniczną i zasadę działania oraz realizują wymagania dotyczące charakterystyki promieniowania.

Niestety w niektórych zastosowaniach, jak np. w systemach mobilnych, miniaturowych sensorach, czy komunikacji między samochodami (ang. vehicle to vehicle – V2V) wymaga się od anteny możliwości zmiany charakterystyki promieniowania. Można w tym celu zastosować sztywną antenową, jednak jest to dość drogie i skomplikowane rozwiązanie. Kolejnym podejściem jest zastosowanie kilku niezależnych ESA, zwiększając tym samym rozmiar układu, komplikując go i zwielfokrotniając cenę. Najbardziej obiecującym podejściem wydaje się być stworzenie miniaturowej anteny rekonfigurowalnej.

Możliwość zmiany określonych parametrów w antenach rekonfigurowalnych przynosi wiele korzyści dla systemów IoT, które, dzięki temu, mogą dostosować się do zmieniających się warunków propagacyjnych, czy też podążać wiązką za przemieszczającym się obiektem bez konieczności mechanicznego obracania anteny. Pozwala to na zwiększenie kierunkowości, co skutkuje zwiększeniem zasięgu układu, a więc poprawą jakości łącza bezprzewodowego oraz na zmniejszenie użycia energii.

1.2. Cel pracy

Celem niniejszej pracy jest opracowanie koncepcji oraz zaprojektowanie płytki PCB miniaturowej anteny dla zastosowań IoT, w której możliwa będzie zmiana charakterystyki promieniowania anteny, za pomocą zewnętrznych układów przełączających.

Praca jest realizowana w ramach międzynarodowego projektu afarcloud (ang. Aggregate FARMing in the CLOUD) i będzie wykorzystana w miniaturowych sensorach mających zastosowanie w rolnictwie precyzyjnym. Wynikają z tego następujące wymagania.

Antena docelowo ma pracować na częstotliwości $f_0 = 2.45$ GHz, posiadać miniaturową i nisko profilową konstrukcję, a także być dopasowaną do impedancji $Z = 50 \Omega$. Wymagana jest też możliwość zmiany charakterystyki promieniowania anteny, a współczynnik wiązki głównej do wiązki wstecznej powinien być na poziomie mniejszym niż -15dB. Dodatkowo antena ma być wykonana na laminacie FR4, co pozwoli na obniżenie kosztów produkcji anteny.

2. ANTENY Z REKONFIGUROWALNĄ CHARAKTERYSTYKĄ PROMIENIOWANIA

Chcąc zaprojektować miniaturową antenę rekonfigurowalną, niezbędne jest zrozumienie, czym jest antena rekonfigurowalna oraz zapoznanie się z dotychczasowymi osiągnięciami w tej dziedzinie i wybranie optymalnego pod względem wymaganych parametrów rozwiązania.

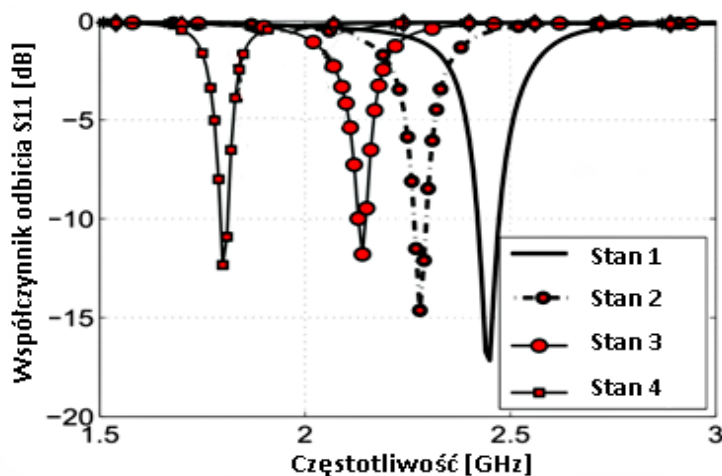
2.1. Podstawowe typy anten rekonfigurowalnych

Anteny rekonfigurowalne są to anteny, które dzięki zastosowaniu w nich elementów aktywnych, pełniących rolę przełączników, są zdolne do zmiany własnych parametrów. W roli przełączników stosuje się między innymi diody PIN, diody warystorowej, czy też tranzystora na pasmo gigahercowe lub dedykowane układy scalone które zwykle zbudowane są w oparciu o wyżej wymienione parametry [2].

Poprzez zastosowanie elementów aktywnych możemy zmieniać kształt i rozmiar anteny. Pozwala to na uzyskanie anteny o zmiennych parametrach. Ze względu na parametr, jaki jest zmieniany w antenie, możemy wyróżnić kilka typów anten rekonfigurowalnych, przedstawionych w poniższych podpunktach.

2.1.1. Anteny o zmiennej częstotliwości pracy

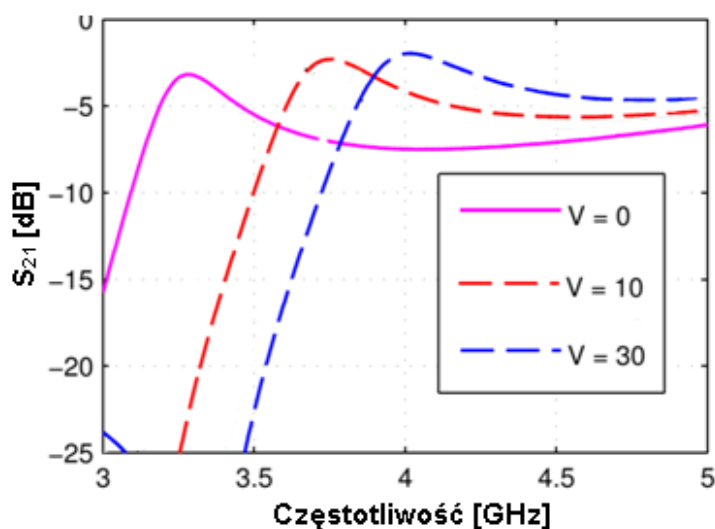
Są to anteny, które potrafią dynamicznie przechodzić z jednego pasma częstotliwości w drugie. Używane są w systemach wielopasmowych, by pozwolić na efektywne wykorzystanie widma, np. w nowoczesnych urządzeniach bezprzewodowych, takich jak smartfony czy tablety. Najbardziej popularnym sposobem na uzyskanie tych anten jest zmiana za pomocą przełączników ich efektywnej długości elektrycznej. Alternatywną metodą jest użycie układu dopasowującego do pożądanej częstotliwości rezonansowej. Jedną z realizacji takiej anteny została przedstawiona w [3]. Rys. 2.1 przedstawia przykładową charakterystykę częstotliwościową anteny o czterostanowej rekonfigurowalnej częstotliwości.



Rys. 2.1 Przykład charakterystyki współczynnika odbicia dla anteny o rekonfigurowalnej częstotliwości [3]

2.1.2. Anteny o zmiennej szerokości pasma

Zmiana między wąskim pasmem a szerokim również może być wymagana w niektórych aplikacjach. Trudności w zaprojektowaniu takich anten wiążą się z koniecznością zachowania dobrej wydajności anteny w całym paśmie częstotliwości, zarówno tym szerokim jak i tym wąskim. Jedną z metod realizacji rekonfigurowalności szerokości pasma jest metoda zmiany elektrycznej wielkości powierzchni podłoża, stosowana, między innymi w antenach łatowych i monopolach. Inna metoda opisana w [4] przedstawia możliwość sterowania szerokości pasma za pomocą pojemności realizowanej przez diodę. Zmiana pasma w zależności od napięcia polaryzującego diodę przedstawiona została na rys. 2.2.



Rys. 2.2. Przykład charakterystyki transmisji dla anteny o rekonfigurowalnej szerokości pasma sterowanej poprzez napięcie polaryzujące diodę [4]

2.1.3. Anteny o zmiennej charakterystyce promieniowania

Anteny te są wykorzystywane między innymi w aplikacjach lokalizujących kierunek nadejścia sygnału, czy też w celu śledzenia odbieranej wiązki. Dzieje się tak, ponieważ anteny te promieniają przy tej samej częstotliwości w różnych kierunkach. Są tematem tej pracy i zostały szerzej opisane w jej dalszej części.

2.1.4. Anteny o zmiennej polaryzacji

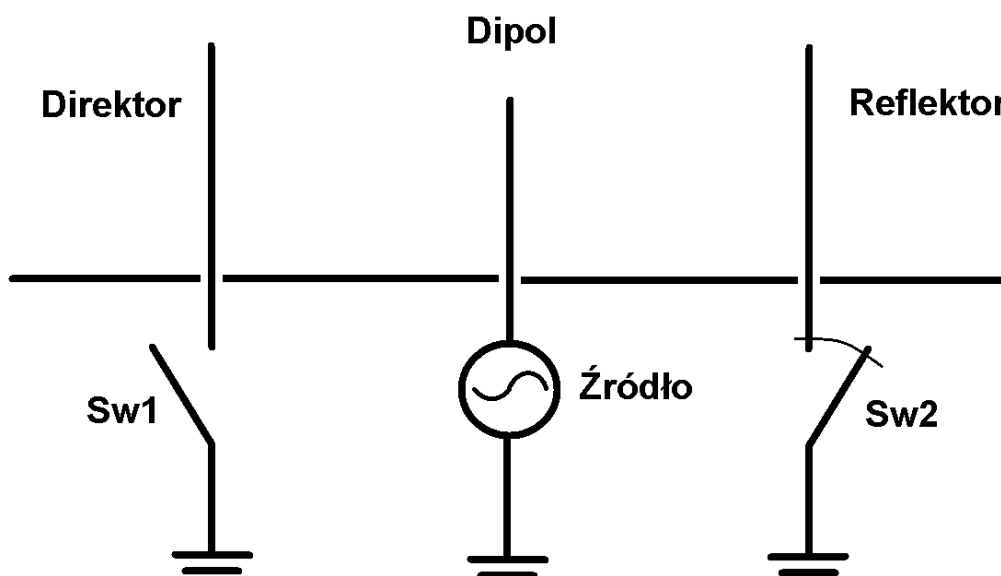
Większość badań nad tymi antenami skoncentrowanych jest na zmianie między prawo- a lewoskrętną polaryzacją kołową, choć istnieją także konstrukcje realizujące polaryzacje eliptyczne i liniowe w płaszczyźnie zarówno wertykalnej jak i horyzontalnej. Jest wiele sposobów na skonstruowanie takich anten. Można zastosować np. odpowiednio rozmieszczone i ukształtowane radiatory zwierane do masy przez elementy sterujące, lub użyć struktur aktywnych takich jak metamateriały [5].

2.1.5. Anteny o zmieniającej się większej liczbie parametrów

Są to zwykle anteny do zastosowań specjalnych realizujących dwie lub więcej z wyżej wymienionych funkcjonalności jednocześnie. Dla przykładu, antena o rekonfigurowanej charakterystyce i częstotliwości, mogła by zostać zastosowana w systemie, gdzie niezbędne okaże się lokalizowanie kierunku nadejścia sygnałów o różnych częstotliwościach. Anteny te są zwykle bardzo skomplikowane oraz wymagają łączenia wielu metod w celu ich zaprojektowania.

2.2. Antena ESPAR – przykład anteny o zmiennej charakterystyce promieniowania

Antena z elektronicznie sterowanym szykiem radiatorów (ESPAR – ang. electronically steerable parasitic array radiator) jest anteną o rekonfigurowalnej charakterystyce promieniowania. Składa się ona z dipola i rozmieszczonych dookoła niego w równych odstępach kilku do kilkunastu elementów pasywnych [6, 7]. Dipol i Elementy realizowane są w postaci prostych przewodników. Elementy te umieszczone są na płycie tworząc z nią kąt prosty. Laminat z przynajmniej jednej strony pokryty jest metalizacją masy. Dipol zasilany jest na przykład ze złącza SMA. Na nim również umieszczane są elementy sterujące w postaci tranzystorów lub diod zwierające i rozwierające elementy pasywne do masy. Jeśli elementy pasywne są zwarte do masy to realizują funkcję reflektorów odbijających padającą na nie energię. Jeśli są one rozwarte to nazywamy je direktorami, ponieważ energia może swobodnie je wtedy minąć. Model anteny trój-elementowej zaprezentowany został na rys. 2.3.



Rys. 2.3. Schemat najprostszej anteny ESPAR trój-elementowej

Sterowanie elementami pasywnymi bezpośrednio wpływa na formowanie się charakterystyki kierunkowej anteny. Zwiększając liczbę elementów pasywnych umieszczonych dookoła dipola zwiększamy rozdzielczość uzyskiwanych kierunkowości. Nie można tego robić w nieskończoność, ze względu na skończone wymiary elementów oraz na straty w elementach pasywnych.



Przykład takiej konstrukcji opisany został w [7]. Jest to antena 12-sto elementowa zbudowana na okrągłym laminacie. Wykazane w artykule zostało za pomocą symulacji i pomiarów, iż antena posiada charakterystykę rekonfigurowalną. Niestety rozmiar elektryczny anteny jest elektrycznie duży gdyż promień płytki wynosi $0.69 \lambda_0$.

Mimo realizacji wielu charakterystyk promieniowania, by model ten mógł zostać wykorzystany w tej pracy musiał by zostać zminiaturyzowany.

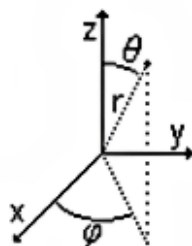
2.3. Najważniejsze parametry anten o rekonfigurowalnej charakterystyce

Projektując antenę, jakiegokolwiek typu, konieczne jest zdefiniowanie szeregu najważniejszych parametrów dla tego typu anteny, pozwalających w późniejszym czasie na porównanie otrzymanych wyników. Zestaw parametrów istotnych z punktu projektowania miniaturowej anteny rekonfigurowalnej został zebrany i opisany poniżej.

2.3.1. Charakterystyka promieniowania

Charakterystykę promieniowania anteny definiujemy jako funkcję matematyczną lub graficzną reprezentację właściwości promieniowania anteny w funkcji współrzędnych przestrzennych. Do właściwości tych należą: gęstość mocy promieniowania, natężenie pola, zysk kierunkowy, faza i polaryzacja. Najczęściej określa się ją w polu dalekim anteny, to znaczy spełniającym zależność $R > 2D^2/\lambda$, gdzie R to minimalny promień strefy dalekiej, λ to długość promieniowanej fali, a D jest największym wymiarem anteny.

Przyjęty układ współrzędnych podczas analizy charakterystyki promieniowania przedstawiono na rys. 2.4.



Rys. 2.4. Układ współrzędnych ogólnie przyjęty do analizy charakterystyk promieniowania

2.3.2. Impedancja wejściowa

Impedancję wejściową definiujemy jako impedancję widzianą na zaciskach anteny lub jako stosunek napięcia do prądu na parze zacisków, lub jako współczynnik odpowiednich elementów pola elektrycznego do pola magnetycznego w punkcie. Możemy ją opisać poniższym wzorem:

$$Z_A = R_A + jX_A, \quad (2.1)$$

gdzie:

Z_A – impedancja między zaciskami anteny,

R_A – rezystancja między zaciskami anteny,

X_A – reaktancja między zaciskami anteny.

W ogólności część rezystancyjna składa się z dwóch elementów, to jest:

$$R_A = R_r + R_L, \quad (2.2)$$

gdzie:

R_A – impedancja między zaciskami anteny,

R_L – rezystancja obrazująca promieniowanie anteny,

R_L – rezystancja obrazująca straty w antenie.

2.3.3. Zysk energetyczny

Zysk energetyczny jest kolejną wielkością opisującą wydajność anteny i jest definiowany jako współczynnik natężenia promieniowania w danym kierunku, do natężenia promieniowania jakie uzyskało by się, gdyby moc dostarczona do anteny była promieniowana izotropowo. Natężenie promieniowania odpowiadające natężeniu mocy anteny izotropowej jest równe mocy wejściowej anteny podzielonej przez 4π . Możemy je opisać następującym wzorem:

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \Phi)}{P_{in}} [1], \quad (2.3)$$

gdzie:

G – zysk anteny w kierunku (θ, Φ) ,

$U(\theta, \Phi)$ – natężenie promieniowania w kierunku (θ, Φ) ,

P_{in} – całkowita moc dostarczona do anteny.

2.3.4. Współczynnik wiązki głównej do wiązki wstecznej

Współczynnik natężenia wiązki głównej, to znaczy wiązki na charakterystyce promieniowania o największej wartości zysku kierunkowego do wartości promieniowania wiązki wstecznej, nazywany jako *FTBR* (ang. Front to back ratio) jest jednym z współczynników określanych dla anten kierunkowych pozwalającym na ich jakościowe porównanie.

$$FTBR = \frac{\text{wartość natężenia wiązki głównej}}{\text{wartość natężenia wiązki wstecznej}} \quad (2.4)$$

2.3.5. Względny elektryczny rozmiar anteny

Względny elektryczny rozmiar anteny pozwoli nam na określenie granicznego rozmiaru dla anteny miniaturowej. Definiujemy go jako iloczyn liczby falowej k i współczynnika a . Opisujemy go następującym wzorem:

$$N = ka, \quad (2.5)$$

gdzie:

a – jest to najmniejszym promieniem sfery, która kompletnie otacza cały system anteny w wolnej przestrzeni, dla której długość fali jest równa λ_0 ,

k – opisane jest następującą zależnością:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_0}, \quad (2.6)$$

gdzie:

λ_0 – długość fali w próżni, dla częstotliwości środkowej pasma pracy anteny.

Na podstawie wartości N możemy jednoznacznie sprecyzować pojęcia anteny dużej i małym rozmiarze elektrycznym. Tak więc antena o $N > 1$ określana jest jako antena o dużym rozmiarze elektrycznym, natomiast antena o $N < 1$ będzie nazywana anteną miniaturową [8].

2.3.6. Kierunkowość

Kierunkowość anteny definiujemy jako stosunek natężenia promieniowania w danym kierunku pochodzącego z tej anteny do średniej wartości natężenia promieniowania we wszystkich kierunkach. Średnia wartość promieniowania jest równa całej mocy jaka jest wypromieniowana z anteny podzielonej przez 4π . Innymi słowy jest maksymalna wartość zysku kierunkowego anteny. Możemy ją opisać następującym wzorem:

$$D_{\max} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} [1], \quad (2.7)$$

D_{\max} – maksymalna kierunkowość,

U_{\max} – maksymalne natężenie promieniowania,

P_{rad} – całkowita wypromieniowana moc.

Kwestia największej wartości zysku kierunkowego, możliwego do uzyskania dla danej anteny, była badana przez wiele lat i jest istotna przy konstruowaniu anten silnie kierunkowych, ze względu na jej znaczenie w teorii anten, jak i w praktycznej implikacji wyników.

W [9] pokazano, że największą możliwą wartość zysku kierunkowego jaką można osiągnąć w danej antenie jest opisana wzorem:

$$D_{\max} = N^2 + 2N, \quad (2.8)$$

gdzie:

N – rozmiar elektryczny anteny opisany w podpunkcie 2.3.2.

Tak więc widzimy, że rozmiar anteny jest krytycznym czynnikiem, który decyduje o maksymalnym zysku każdej anteny. Mimo to dla miniaturowych anten wartość D_{\max} może się okazać bardzo ciężka do zrealizowania. Z tego też powodu konstrukcje pozwalające go osiągnąć są bardzo pożądane m.in. w szeroko pojętych zastosowaniach IoT.

3. ŹRÓDŁO HUYGENSA

Elektrycznie małe anteny cieszą się szerokim zainteresowaniem w sektorze komercyjnym i w przemyśle. Jednakże kierunkowość takich ESA jest względnie słaba ze względu na to, że zysk wiązki głównej jest w nich na poziomie ok. 1.76 dB. Rozwiązaniem tego problem może okazać się stworzenie miniaturowego dipol Huygensa. Zostało udowodnione, że pojedyncze rzeczywiste źródło Huygensa może osiągnąć kierunkowość na poziomie 4.77 dB [10].

3.1. Zasada działania

Źródło Huygensa jest to szczególne połączenie dipola magnetycznego i elektrycznego. W teorii przyjmuje się, że oba te dipole znajdują się w tym samym miejscu oraz mają taką samą wartość natężenia pola elektromagnetycznego, ale polaryzacje tych pól są wzajemnie ortogonalne. W takim wypadku rozkład pola elektromagnetycznego wokół poszczególnych dipoli, jak i pola wypadkowego wokół całego źródła możemy przedstawić jak w Tabeli 3.1

Tabela 3.1. Rozkład pola E i H wokół dipola elektrycznego i magnetycznego oraz źródła Huygensa

	Dipol elektryczny	Dipol magnetyczny	Źródło Huygensa
Pole E			
Pole H			

Antena taka promieniuje tylko w jednym kierunku i posiada idealną polaryzację, we wszystkich kierunkach (np. liniową lub kołową).

Przyjmując powyższe założenia dla idealnego źródła Huygensa jesteśmy w stanie określić szereg parametrów.[11] Przyjmując wypadkowy wektor pola elektrycznego jako E , zdefiniujemy wektor polaryzacji jako:

$$\mathbf{p} = \frac{\mathbf{E} \times \mathbf{E}^*}{j\mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^*}, \quad (3.1)$$

Na tej podstawie możemy obliczyć współczynnik AR dla anteny jako:

$$AR = \frac{1}{p} (1 - \sqrt{1 - p^2}), \quad (3.2)$$

gdzie $p = |\rho|$. Dla wektora polaryzacji w zakresie $p \in <0 ; 1>$ otrzymamy polaryzację eliptyczną anteny, której szczególnymi przypadkami są $p = 1$, co oznacza polaryzację kołową anteny oraz $p = 0$ dla polaryzacji liniowej (LP – ang. linear polarization). Dla polaryzacji liniowej oczywiście nie definiujemy współczynnika AR.

Kierunkowość dla pojedynczego źródła Huygensa określana jest wzorem:

$$D = \frac{3}{4}(\cos\theta + 1)^2, \quad (3.3)$$

gdzie θ oznacza kąt między punktem pola o maksymalnym natężeniu do punktu pola w którym chcemy określić kierunkowość. Na tej podstawie możemy stwierdzić, że maksymalna kierunkowość dla idealnego źródła Huygensa $G_{max} = 3$ (w skali liniowej).

W konsekwencji chcąc uzyskać miniaturowe źródło Huygensa będziemy potrzebować połączyć ze sobą elektrycznie małe dipole: elektryczny i magnetyczny. By zapewnić bardzo bliskie rozmieszczenie dipoli obok siebie, co jest bardzo pożądane w jakiegokolwiek implementacji źródła Huygensa, wskazane jest zastosowanie planarne. Odpowiedzią na te potrzeby może być zastosowanie jako dipoli rezonatorów bliskiego pola inspirowanych metamateriałami.

3.2. Dipole elektryczne i magnetyczne

Pierwszymi elementami jakie musimy wybrać konstruując źródło Huygensa są modele dipola elektrycznego i magnetycznego. Anteny dipolowe to najprostsze i najszerzej używane typy anten. Najczęściej składają się one z przewodnika o długości $2l$ przedzielonego w połowie, przez który płynie prąd I_w . Taki dipol nazywamy dipolem elektrycznym, a pole elektryczne w strefie dalekiej promieniowane przez niego możemy określić następującym wzorem:

$$E_e = j\omega\mu I_w l \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} (\mathbf{u}_\theta \boldsymbol{\theta} + \mathbf{u}_\phi \boldsymbol{\theta}) \quad [11], \quad (3.4)$$

Rozkład pola elektrycznego wokół dipola przyjmuje kształt ∞ . Pole magnetyczne rozłożone jest w płaszczyźnie prostopadłej do pola E i ma kształt O . Rozkłady obu tych pól zostały zebrane w Tabeli w punkcie 3.1.

Dipole elektryczne bardzo często na obu końcach obciążane są pojemnościowo w celu utrzymania równego rozkładu prądu na dipolu.

Jeśli przewodnik ukształtujemy w pętlę i przetniemy w jednym miejscu w celu zasilenia, otrzymamy dipol magnetyczny, którego pole będziemy mogli opisać jako:

$$E_e = \eta k^2 I_l S \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} (\mathbf{u}_\theta \boldsymbol{\theta} + \mathbf{u}_\phi \boldsymbol{\theta}) \quad [11], \quad (3.5)$$

gdzie S jest powierzchnią pętli, a I_l prądem w niej płynącym.

Rozkład pola magnetycznego wokół dipola przyjmuje kształt ∞ . Pole elektryczne rozłożone jest w płaszczyźnie prostopadłej do pola H i ma kształt O . Rozkłady obu tych pól zostały zebrane w Tabeli w punkcie 3.1.

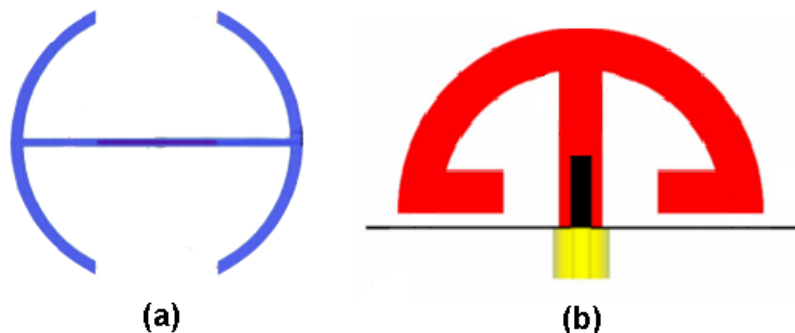
Gdybyśmy mieli zaprojektować źródło Huygensa z tych dwóch dipoli musielibyśmy dopilnować by pole elektromagnetyczne wokół każdego z tych dipoli miało takie same natężenie, a więc był spełniony poniższy warunek:

$$j\omega\mu I_w l = \eta k^2 I_l S, \quad (3.6)$$

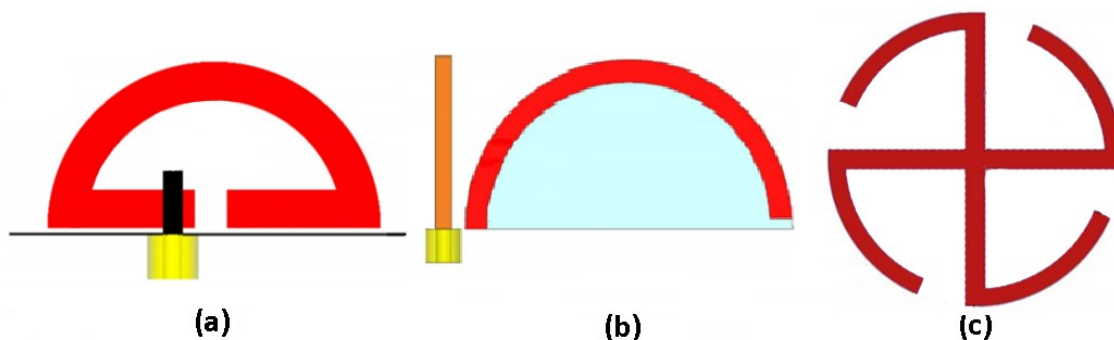
oraz aby dipole znajdowały się możliwie jak najbliżej siebie. Uzyskana w ten sposób może mieć duże rozmiary w odniesieniu do długości fali.

Elektrycznie małe dipole magnetyczne i elektryczne opierają się o tą samą zasadę działania co powyższe dipole. Do ich konstrukcji można zastosować rezonatory bliskiego pola (ang. near field resonant parasitic – NFRP). Dzięki temu rozmiar anten dipolowych jest

elektrycznie mały, $ka < 0.5$. W roli dipoli elektrycznych wykorzystuje się rezonatory I-kształtne (ang. Egyptian axe dipole –EAD), a jako dipol magnetyczny pętle pojemnościowe (ang. capacitively loaded loop – CLL). Przykładowe konstrukcje tych dipoli elektrycznych znajdują się na rys. 3.1. Dipole magnetyczne zostały przedstawione na rys. 3.2.



Rys. 3.1. Przykłady kształtów drukowanych dipoli elektrycznych. (a) Dipol I-kształtny o zniekształconych końcach. (b) Dipol sprzężony elektrycznie



Rysunek 3.2. Przykłady kształtów drukowanych dipoli magnetycznych. (a) Dipol sprzężony elektrycznie. (b) Dipol sprzężony magnetycznie. (c) Nietypowy sposób realizacji dipola magnetycznego

Kształt i rozmiar elementów NFRP gra olbrzymią rolę (niezależnie od tego czy będzie to element EAD czy CLL) wpływając na częstotliwość rezonansową anteny i pośrednio na jej impedancję. Dobieramy więc wymiary zgodnie z zasadami inżynierii mikrofalowej np. cieńsze ścieżki dają większe indukcyjności, mniejsze odstęp między nimi zwiększają pojemność, skracanie dipoli elektrycznych sprawia, że są bardziej pojemnościowe, a zwiększenie powierzchni dipoli magnetycznych zmniejsza ich indukcyjność.

Elementy NFRP zasilane są poprzez sprzężenie ich z dipolem lub monopolem sterującym, którym najczęściej jest odpowiednio ukształtowana na końcu linia współosiowa. Kształt i umiejscowienie elementu sterującego wpływa na to czy sprzężenie to będzie elektryczne, czy magnetyczne, a odległość między nimi wpływa na stopień ich sprzężenia [12].

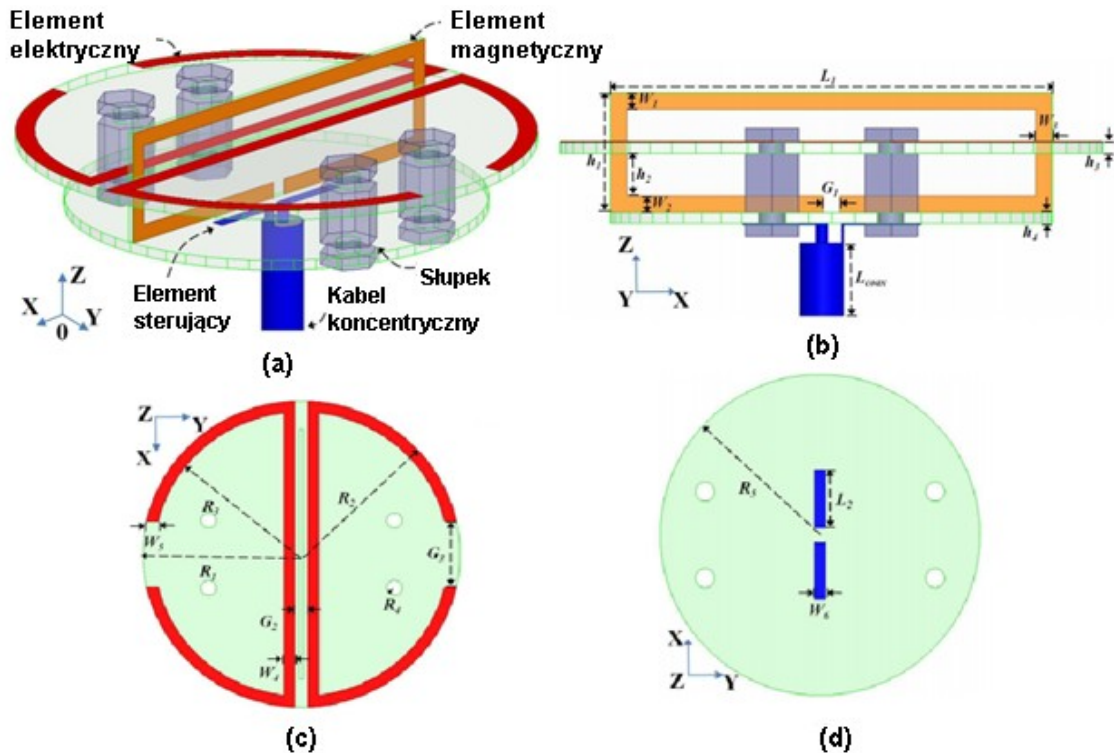
Wynika z tego, że dzięki odpowiedniemu dobraniu wymiarów elementów jesteśmy w stanie stworzyć elektrycznie małe dipole elektryczne lub magnetyczne dopasowane do 50Ω , bez konieczności użycia zewnętrznych obwodów dopasowujących.

Do zalet używania elementów NFRP, wyróżniających je spośród innych metod uzyskania dipoli elektrycznych i magnetycznych, należy brak konieczności stosowania w nich

płaszczyzny uziemienia [13]. Te własności zdecydowały o użyciu ich w projekcie miniaturowego źródła Huygensa przedstawionego w poniższym podrozdziale.

3.3. Przykładowy projekt miniaturowego źródła Huygensa

W przeciągu ostatniej dekady zrealizowanych zostało wiele różnych koncepcji miniaturowych źródeł Huygensa. Jedną z nich została przedstawiona w artykule [14]. Na rys. 3.3. przedstawiona została budowa anteny.



Rys. 3.3. Podstawowa konfiguracja źródła Huygensa. (a) Obraz 3D anteny. (b) Bok anteny, widoczny element CLL. (c) Widok z góry na element EAD. (d) widok z dołu anteny, dipol sterujący

Antena składa się z trzech elementów: z prostokątnego dipola magnetycznego, dipola elektrycznego oraz element sterującego. Każdy z elementów została wykonana na osobnym podłożu wykonanego z materiału Rogers Duroid 5880. Elementy są połączone ze sobą za pomocą czterech słupków, a ich rozmieszczenie względem siebie zostało starannie dobrane i przedstawione na rys. 3.3. (a). Dipol elektryczny został przecięty wzdłuż osi symetrii i rozsunięty, a w powstałym miejscu został wycięty otwór, w celu umieszczenia elementów EAD i CLL prostopadle do siebie rys. 3.3. (c). Potwierdzono również, że taka dipol elektryczny o takiej konstrukcji zachowuje swoje właściwości. Całość zasilana jest z element sterującego umieszczonego równoległe do EAD rys. 3.3. (c), którego konstrukcja została pokazana na rys. 3.3 (d).

W ten sposób zaprojektowana antena została przesymulowana, zbudowana i pomierzona, Otrzymano następujące wyniki symulacji (pomiarów): $|S_{11}|_{\min} = -17.69$ dB (-16.38 dB), dla częstotliwości środkowej $f_0 = 1.502$ GHz (1.496 GHz), szerokość pasma (określaną dla $|S_{11}| < -10$ dB) równą 8.5 MHz (9.1 MHz).

Podczas symulacji (pomiarów) określono również parametry anteny w polu dalekim, a wyniki przedstawiają się następująco: zysk kierunkowy na poziomie 3.30 dBi (2.03 dBi), współczynnik $FTBR = 18.76$ dB (16.92 dB), a kierunkowość maksymalna równa 4.70 dBi i jest to wynik bardzo bliski obliczonemu teoretycznie ze wzoru (3.1) równego 4.77 dBi.

W omawianej publikacji autorzy w oparciu o własne doświadczenie omówili również proces projektowania pojedynczego źródła Huygensa składający się z kolejnych kroków:

- krok 1: Skonstruować ESA bazującą na elemencie CLL i dopasować ją do pożądanej częstotliwości środkowej,
- krok 2: Dodać element EAD i ustawić go prostopadle do CLL, tak by ich fazy się wzajemnie nachodziły,
- krok 3: Przesunąć częstotliwość rezonansową dipola elektrycznego by była bliska częstotliwości rezonansowej elementu CLL,
- krok 4: Ustalić poziom sprzężenia między elementami CLL i EAD tak by poziomy wypromieniowanych przez nie energii były podobne.

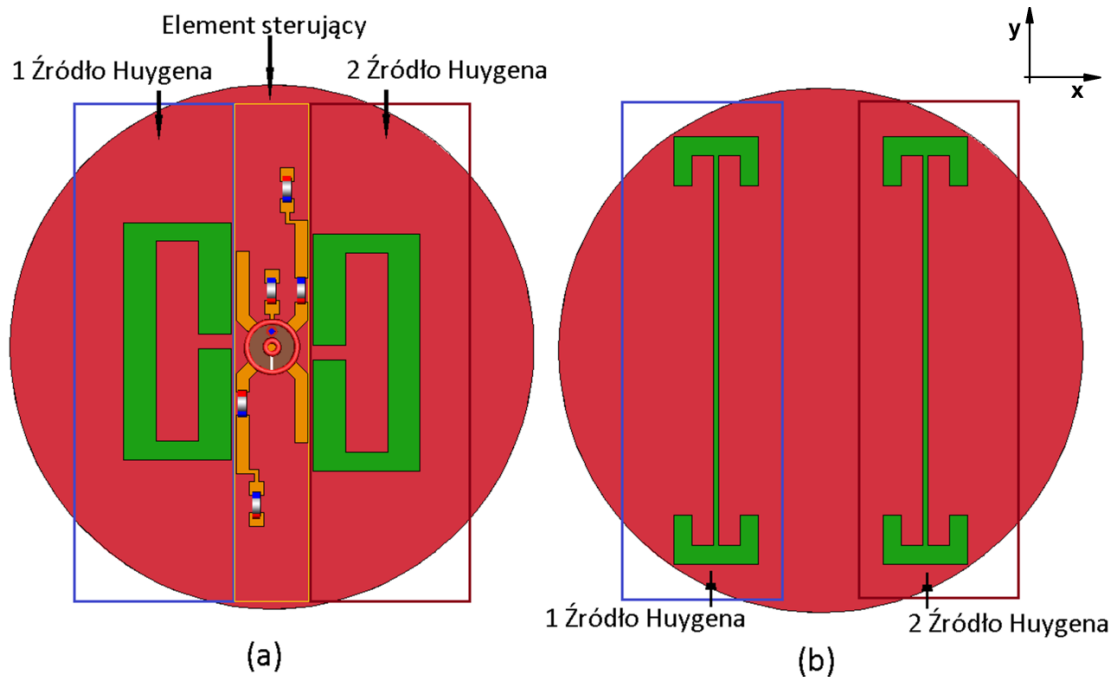
Zaprojektowana antena jest elektrycznie mała - $ka = 0.645 < 1$ oraz nisko profilowa, to znaczy wysokość anteny $\sim \lambda_0/20.45$. Dzięki powyższemu procesowi można zaprojektować taką antenę na dowolną częstotliwość.

4. MINIATUROWA ANTENA REKONFIGURROWALNA OPARTA O ŹRÓDŁA HUYGENSA

W poprzednim rozdziale opisana została koncepcja i zasada działania pojedynczego źródła Huygensa, przybliżone zostały miniaturowe dipole elektryczne i magnetyczne oraz opisany został projekt konkretnej anteny. W tym rozdziale wszystkie te aspekty zostaną wykorzystane do stworzenia miniaturowej anteny rekonfigurowalnej będącą tematem tej pracy.

4.1. Wprowadzenie i wyjaśnienie koncepcji

Projektowana antena rekonfigurowalna będzie składać się z dwóch źródeł Huygensa rozmieszczonych po dwóch stronach płytki oraz z układu sterującego pozwalającego na elektryczne przełączanie się między trzema możliwymi charakterystykami. Konstrukcje tej anteny pokazano na rys. 4.1. W związku z tym musimy obmyślić koncepcję zmiany polaryzacji jednego z tych dipoli lub 'elektrycznego położenia' jednego dipola względem drugiego.



Rys. 4.1. Przedstawia rozmieszczenie komponentów w projektowanej antenie rekonfigurowalnej. (a) Przedstawia górną stronę płytki. (b) Przedstawia dolną stronę płytki

Realizowana antena została stworzona wcześniej przez Zhentian Wu, Ming-Chun, Tang Mei Li i Richarda Ziolkowskiego i opisana w publikacji [8]. Projekt przystosowany jest dla komunikacji V2V by zapewnić łączność między pojazdami lub między pojazdem a punktem dostępu. Projekt zakładał stworzenie miniaturowej anteny o trzech przełączalnych kierunkach charakterystyki promieniowania tj. dwie przeciwne kierunkowe charakterystyki do komunikacji w przód i w tył oraz trzecia dwukierunkowa.

Antenę tą udało się uzyskać poprzez zastosowanie jako dipoli elementów NFRP opartych na metamateriałach oraz zaprojektowanie odpowiednio skonstruowanego układu

sterującego. Jako elementy NFRP zostały użyte prostokątne element EAD, które stanowią odmianę rezonatora I-kształtnego i prostokątne pętle pojemnościowe.

4.2. Środowisko Altair FEKO

Rozważania teoretyczne są nie wystarczające by dokładnie zaprojektować jakąkolwiek antenę. Niezbędne jest znalezienie i użycie odpowiedniego narzędzia. W tym celu użyto kompleksowego oprogramowania Altair Feko służącego do obliczeń i symulacji elektromagnetycznych. Program umożliwia przeprowadzanie obliczeń zarówno w dziedzinie częstotliwości jak i czasu. Ta druga opcja była szczególnie istotna przy projektowaniu elementu CLL, gdyż pozwoliło to na obserwację rozkładu prądu w tym dipolu w czasie, co okazało się krytyczne by prawidłowo go zaprojektować. Do obliczeń w dziedzinie częstotliwości zastosowana została metoda momentów (MoM), która jest pełno falowym rozwiązaniem całkowych równań Maxwella.

Oprogramowanie pozwala również na przeprowadzanie optymalizacji zaprojektowanego układu. Jest to niezbędna i przydatna funkcja pozwalająca w miarę łatwy sposób na dopasowanie anteny i otrzymanie jak najlepszych parametrów. Wykorzystane zostały dwie metody optymalizacji: metodę siatki (ang. grid search) szukającą najlepszego wyniku dla wcześniej zdefiniowanych zestawów zmiennych oraz metodę powierzchniowej reakcji modelu (ang. global response surface method), która buduje siatkę reakcji układu na zmianę parametrów, która jest aktualizowana i rozszerzana o kolejne nowe próbki. [15]

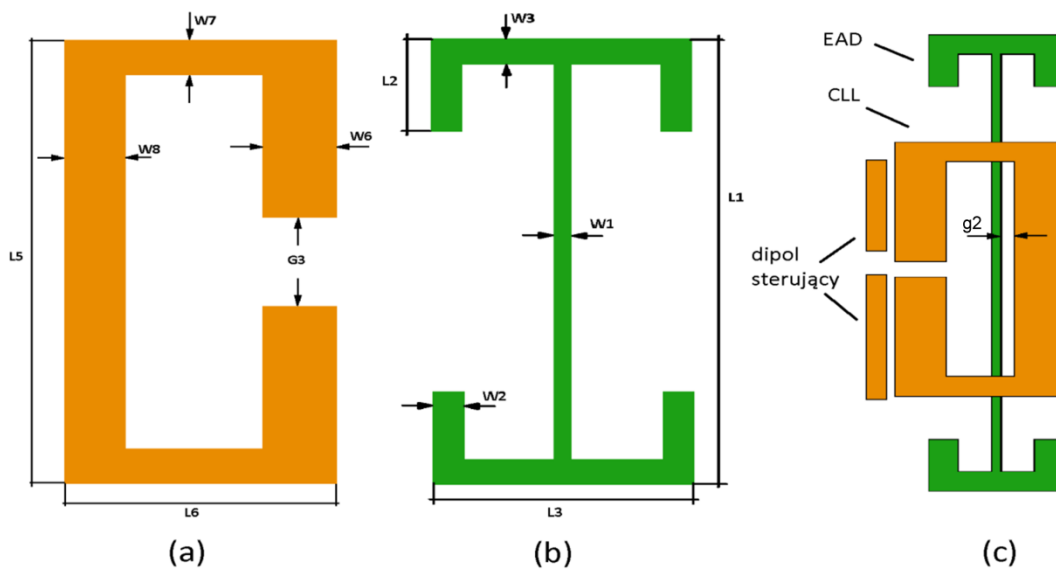
4.3. Proces projektowania

Miniaturowa rekonfigurowalna antena oparta o metamateriałowe źródła Huygensa w całości została zaprojektowana na laminacie FR4 o stałej przenikalności elektrycznej $\epsilon_r = 4.5$ i tangensem stratności $\tan = 0.017$. Zaprojektowana płytką ma grubość 0.4 milimetra, a ma realizowane na niej elementy promieniujące i element sterujący znajdujące się po obu stronach płytki wykonane są z miedzi o grubość 0.035 milimetra.

4.3.1. Proces pojedynczego źródła Huygensa

W rozdziale trzecim pokazano jak ważny przy projektowaniu źródeł Huygensa jest dobór odpowiednich elementów pełniących rolę dipoli magnetycznych i elektrycznych. W tej pracy jako CLL została wykorzystana prostokątna pętla pojemnościowa, a w roli EAD I-kształtny rezonator bliskiego pola. Elementy zostały umieszczone po dwóch stronach płytki tworząc strukturę planarną. Pozwoliło to na stworzenie bardzo nisko-profilowego źródła Huygensa.

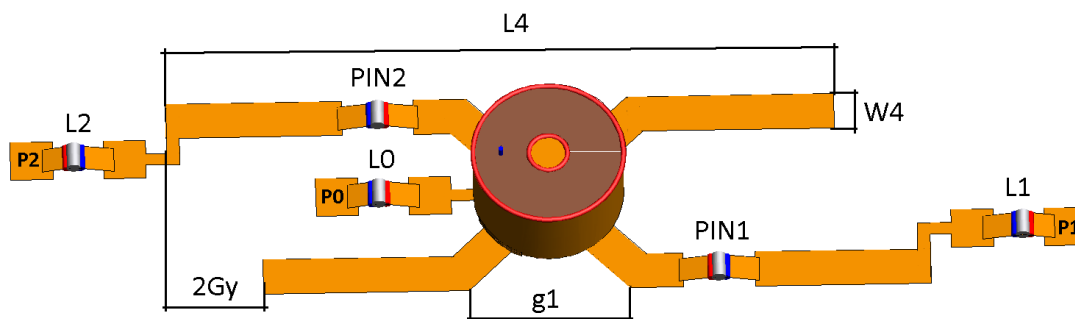
Pojedyncze źródło Huygensa zostało zaprojektowane i przesymulowane zgodnie z procesem projektowania tego źródła przedstawionym w rozdziale 3.3. Zwymiarowane dipole oraz ich rozmieszczenie względem siebie zostały przedstawione na rys. 4.2., który jest rysunkiem poglądowym nie odzwierciedlającym rzeczywistych wymiarów.



Rys. 4.2. Przedstawia zwymiarowane pojedyncze źródło Huygensa. (a) Element CLL wraz z wymiarami. (b) Zwymiarowany element EAD. (c) Rozmieszczenie dipoli w planarnym źródle Huygensa.

4.3.2. Projekt układu sterującego

Jednym z komponentów wchodzących w skład anteny rekonfigurowalnej, której koncepcja przedstawiona została w punkcie 4.1 jest układ sterujący. Jego rozmieszczenie na płycie zobrazowane zostało na rys. 4.1. Szczegółowa konstrukcja tego układu zobrazowana została na rys. 4.3.



Rys. 4.3. Konstrukcja układu sterującego anteną rekonfigurowalną

Układ ten składa się z dwóch diod PIN oznaczonych na rys. 4.3 jako PIN1 i PIN2 oraz z trzech indukcyjności $L0$, $L1$ i $L2$. Sygnał wysokiej częstotliwości doprowadzany jest do elementu przewodem koncentrycznym o impedancji 50Ω (zobrazowany w postaci walca na środku układu). Ścieżki o długości $L4$ z przerwą $g1$ tworzą 2 dipole zasilające które poprzez sprzężenie pobudzają elementy CLL i EAD. Elektryczna długość tych dipoli jest sterowana za pomocą diod PIN. Sygnał sterujący diodę PIN1 podawany jest między pady P1-P0, a sygnał sterujący diodę PIN2 między pady P2-P0. Przy padach dodane zostały cewki, których celem jest odseparowanie obwodu prądu stałego lub wolnozmiennego sygnałów sterujących od sygnału wysokiej częstotliwości doprowadzonego do anteny.

Tabela 4.1. Trzy stany diod PIN, które uzyskują trzy charakterystyki promieniowania anteny

Stan	Dioda PIN1	Dioda PIN2
A	włączona	wyłączona
B	wyłączona	włączona
C	włączona	włączona

Zmienne stany systemu uzyskiwane są poprzez włączanie i wyłączanie diod PIN i zostały zebrane w tabeli 4.1.

Gdy występuje stan A pobudzany zostaje dipol magnetyczny w 1. Źródło Huygensa (rys. 4.1), który pobudza dipol elektryczny w tym źródle. Oba dipole będąc w fazie generują promieniowanie, którego główna wiązka jest rozłożona wzdłuż osi $-x$. Drugie źródło Huygensa ze względu na niewielką odległość jest również pobudzane prądem w elemencie sterującym o tym samym kierunku, wskutek czego również generuje ono pole wzdłuż osi $-x$. Ze względu na odległość między źródłami dużo mniejszą niż długość fali różnica faz pola wytwarzanego przez oba źródła jest pomijalna więc ich pola się sumują.

W stanie B sytuacja analogiczna z tym że załączona dioda mieści się na drugim dipolu zasilającym, a więc źródła Huygensa będą pobudzane w przeciwnej wazie niż miało to miejsce w stanie A. W konsekwencji źródło będzie promieniować w kierunku osi $+x$.

Stan C występuje gdy obie diody są włączone, a więc Źródła Huygensa pobudzone zostają w przeciwfazie. W efekcie oba źródła będą promieniować w przeciwnych kierunkach, rozkład pola będzie dwukierunkowy wzdłuż osi x lecz zysk w każdą ze stron będzie słabszy.

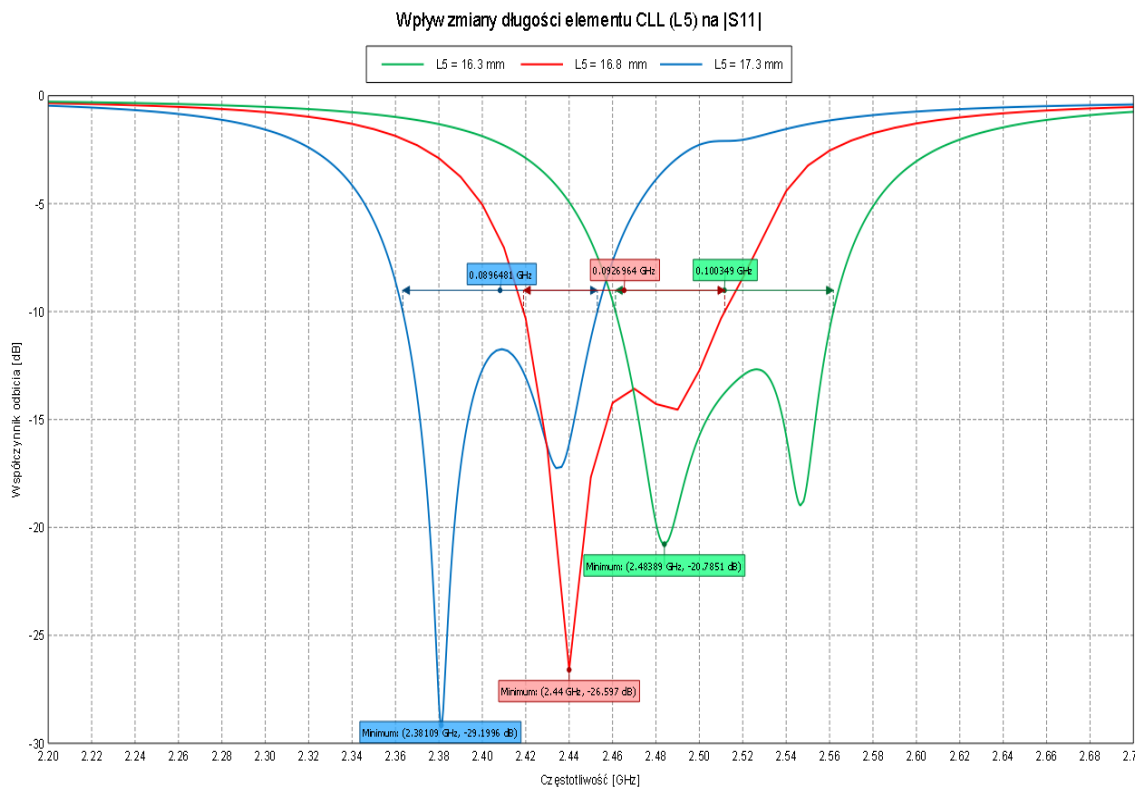
Podczas symulacji układu zastosowano diodę charakteryzującą się rezystancją 1.2Ω w stanie włączenia oraz pojemnością 0.15 pF w stanie wyłączenia (dioda Bar50-02V).

Rozmieszczenie diod na dipolu zasilającym, a także pozostałe wymiary układu zasilającego nie jest przypadkowe i zostało dobrane by uzyskać jak najlepsze parametry anteny w Stanie A i B.

4.3.3. Dopasowywanie i wpływ poszczególnych wymiarów na wyniki

Zaprojektowane w ten sposób źródła Huygensa i układ sterujący zostały połączone na jednej płytce PCB jak na rys. 4.1, by otrzymać miniaturową antenę rekonfigurowalną. Antena została poddana optymalizacji. Optymalizowane były stan A i B, by uzyskać w nich jak najlepsze dopasowanie do 50Ω , a więc $|S_{11}| < -15\text{dB}$ oraz $FTBR > 15\text{dB}$ w obu stanach.

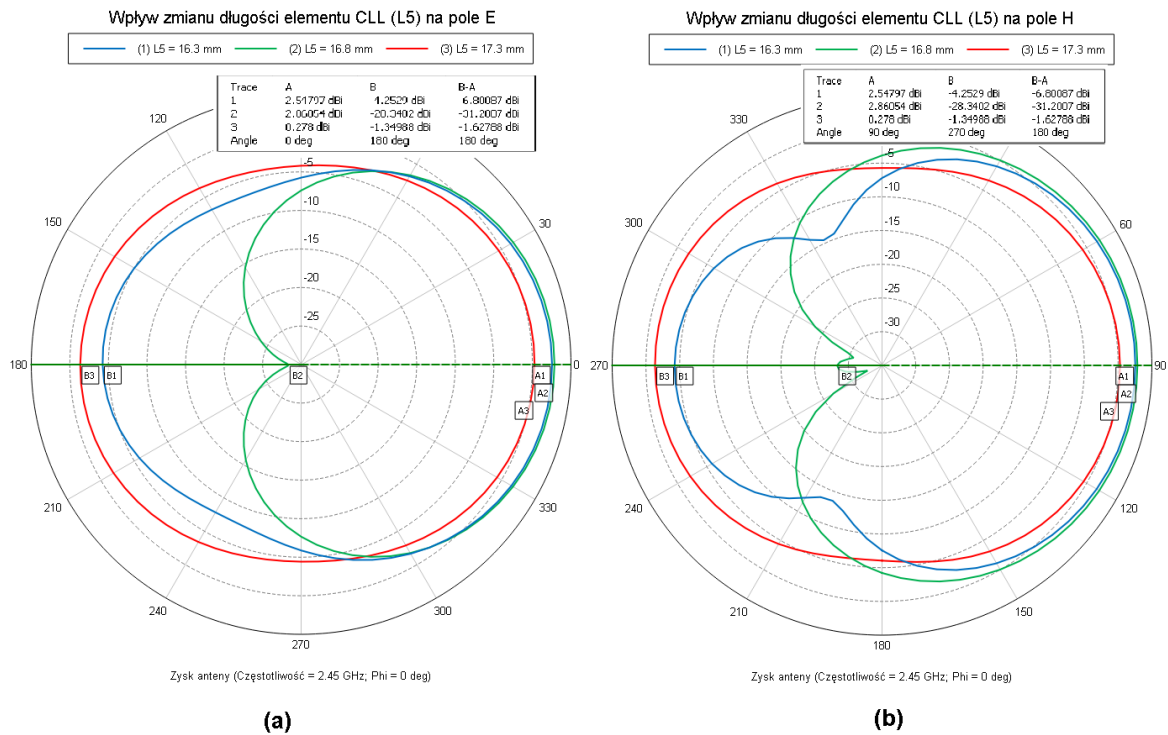
Aby efektywnie dokonać optymalizacji anteny konieczna by analiza wpływu poszczególnych wymiarów na optymalizowane parametry. Ze względu na dużą liczbę wymiarów mających wpływ na parametry anteny nie zostaną one wszystkie przedstawione w tej pracy, lecz tylko 2 przykładowe. Poniżej przedstawiono wpływ długości elementów EAD ($L1$) i CLL ($L5$) na parametry całej anteny. Wymiary te zostały wybrane ze względu na ich bezpośredni wpływ na częstotliwość rezonansową pojedynczych dipoli. Wszystkie poniższe wyniki symulacji zostały wykonane dla stanu B układu, przy pozostałych wymiarach o wartościach podanych w tabeli 4.2.



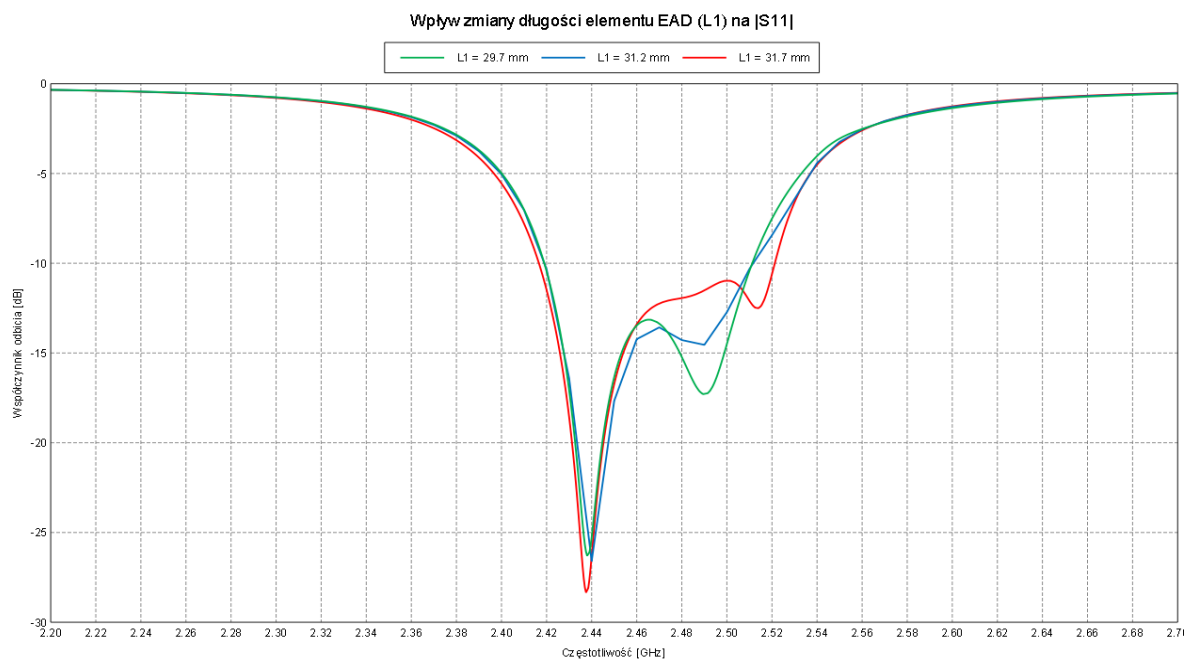
Rys. 4.4. Charakterystyka wpływu długości elementu CLL na współczynnik odbicia w antenie

Na rys. 4.1. możemy zauważyć ogromny wpływ długości $L5$ na miejsce rezonansu anteny. Zmiana tej długości o 0.5 mm może sprawić, że nie tylko częstotliwość rezonansowa elementów CLL się zmieni, ale również pasmo -10dB całej anteny może przesunąć się na osi częstotliwości w taki sposób, że częstotliwość f_0 na jaką została zaprojektowana antena wypadnie poza tym pasmem.

Długość $L5$ w znacznym stopniu wpływa również na wartość $FTBR$ przy częstotliwości f_0 . Na charakterystyce przedstawionej na rys. 4.2 możemy zaobserwować zmniejszenie się tego parametru o 20 dB. Wymiar $L5$ jest jednym z głównych parametrów którego zmiana w służy na spełnienie warunków optymalizacji.



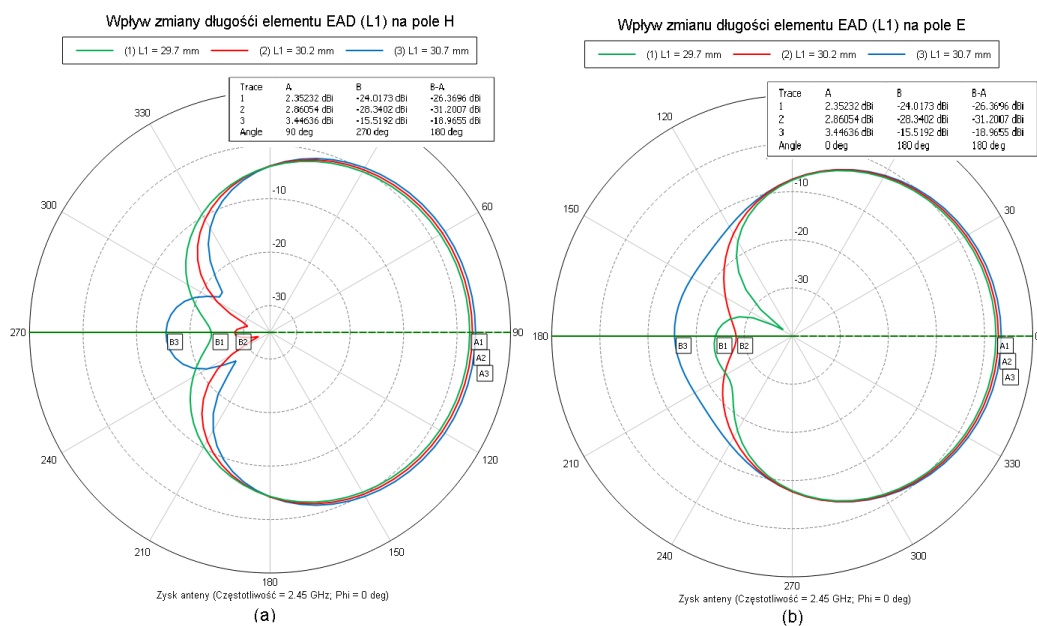
Rys. 4.5. Charakterystyka wpływ długości elementu CLL na rozkład pola dla częstotliwości $f_0 = 2.45$ GHz. (a) Rozkład pola E. (b) Rozkład pola H



Rys. 4.6. Wpływ długości elementu EAD na współczynnik odbicia w antenie

Zmiana wartości długości elementu EAD o taką samą wartość co długości $L5$ powoduje minimalny wpływ na parametry anteny. Na rys. 4.3. zauważyć możemy tylko przesunięcie się lokalnego minima W w okolicach 4.8-5.2 GHz. Jest to minimum wynikające z częstotliwości rezonansowej samych elementów EAD.

Rys. 4.4. Przedstawia charakterystykę rozkładu pola E i pola H przy zmianie długości $L1$. Zmiany współczynnika $FTBR$ wynoszą maksymalnie 13 dB. Mimo tych zmian układ dalej spełnia założenia przyjęte do optymalizacji anteny.

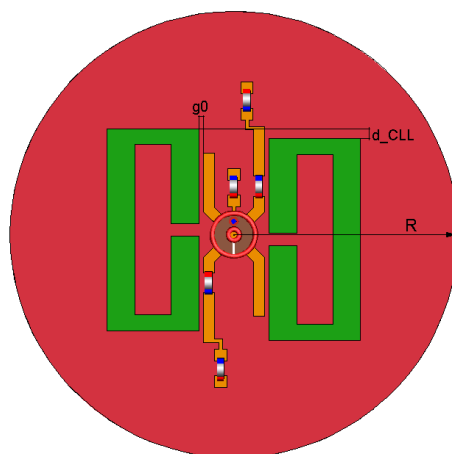


Rys. 4.7. Wpływ długości elementu EAD na rozkład pola dla częstotliwości $f_0 = 2.45$ GHz. (a) Rozkład pola E. (b) Rozkład pola H

4.4. Finalny projekt anteny

W tym podrozdziale przedstawiona zostanie zoptymalizowana już konstrukcja zestawione i opisane zostaną wyniki symulacji oraz określone zostaną najważniejsze parametry anteny.

4.4.1. Końcowy model anteny



Rys. 4.8. Zwymiarowana górna warstwa płytki

Ostateczne wymiary anteny zostały zestawione w tabeli 4.2. Każdy z wymiarów został wcześniej wskazany na rysunkach 4.1, 4.2 i 4.3.

Tabela 4.2. Zestawienie wymiarów anteny

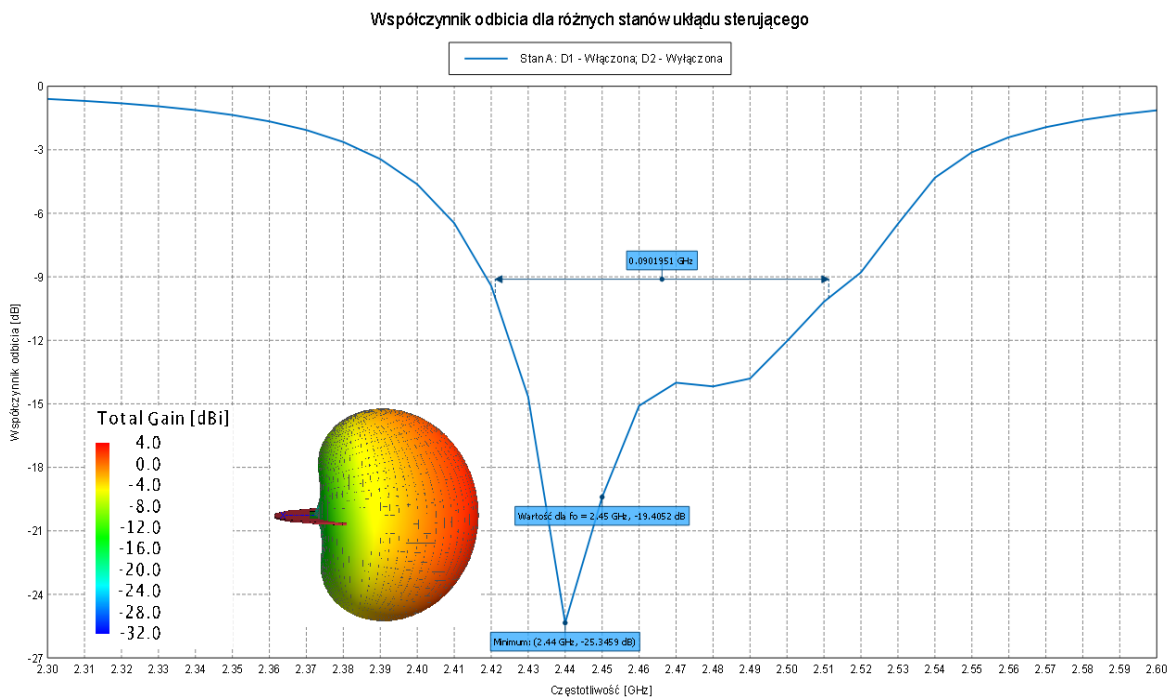
L1 = 32.22	L2 = 3.45	L3 = 6.00	L4 = 15.8	L5 = 16.8	L6 = 7.60	d _{CLL} = 0.40
W1 = 4.00	W2 = 1.30	W3 = 1.30	W4 = 0.91	W6 = 2.31	W7 = 1.32	W8 = 2.28
G0 = 0.35	g1 = 3.80	g2 = 0.60	G3 = 1.00	GY = 1.11	R = 18.56	

Stworzona antena ma średnicę 37.12 mm oraz wysokość 0.4 mm. Na podstawie tych wymiarów jesteśmy w stanie określić elektryczny rozmiar anteny dla częstotliwości środkowej $f_0 = 2.45$ GHz, który jest równy $ka = 0.96$. Uzyskana wartość oznacza, iż zaprojektowana antena rzeczywiście jest anteną miniaturową oraz posiada bardzo nisko profilową konstrukcję, dzięki czemu spełnia dwa główne założenia projektu.

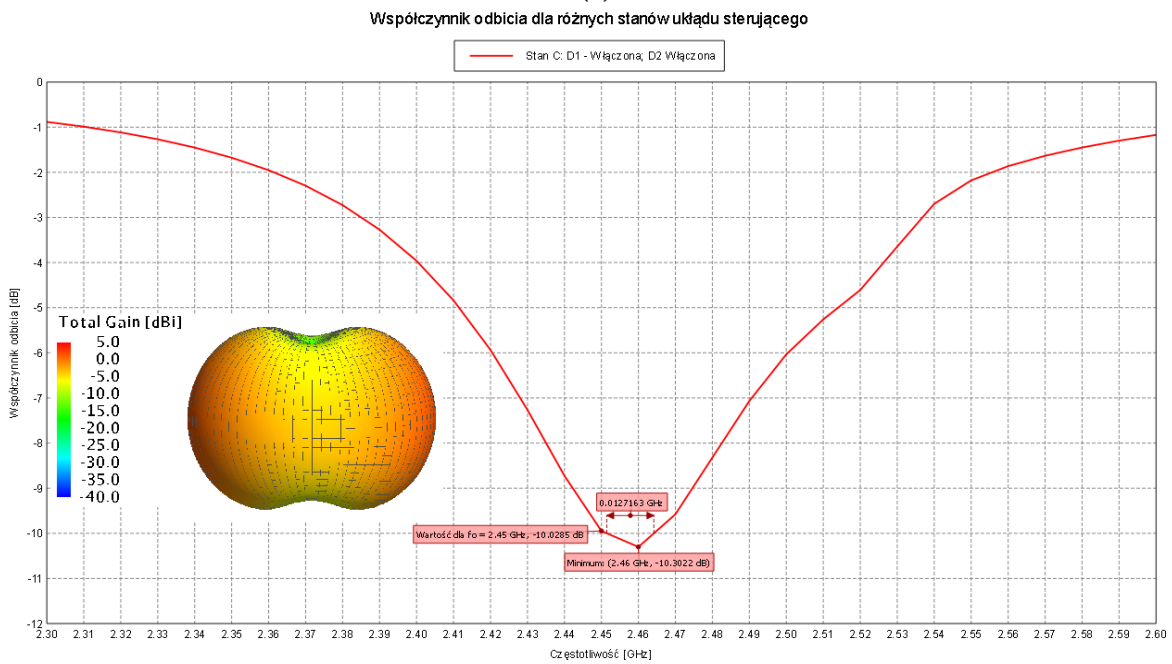
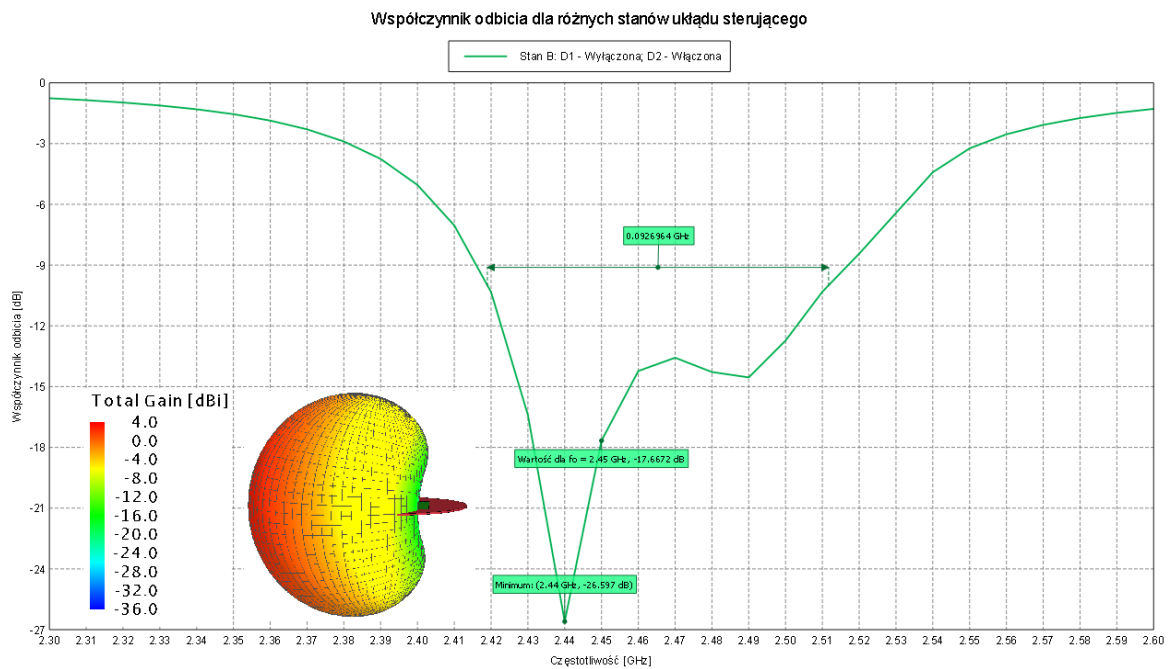
W układzie została wprowadzona modyfikacja w stosunku do układu przedstawionego w publikacji polegająca na rozsunięciu wzdłuż osi y elementów CLL (odległość d_{CLL} na rys. 4.5) w celu poprawienia dopasowania i charakterystyk kierunkowych anteny.

4.4.2. Przedstawienie wyników symulacji

Antena została przesymulowana w programie Altair FEKO. W konsekwencji uzyskane zostały następujące charakterystyki częstotliwościowe współczynników odbicia anteny dla wszystkich trzech stanów pracy anten. Analizując je musimy pamiętać, że układ był optymalizowany tylko dla stanów A i B.



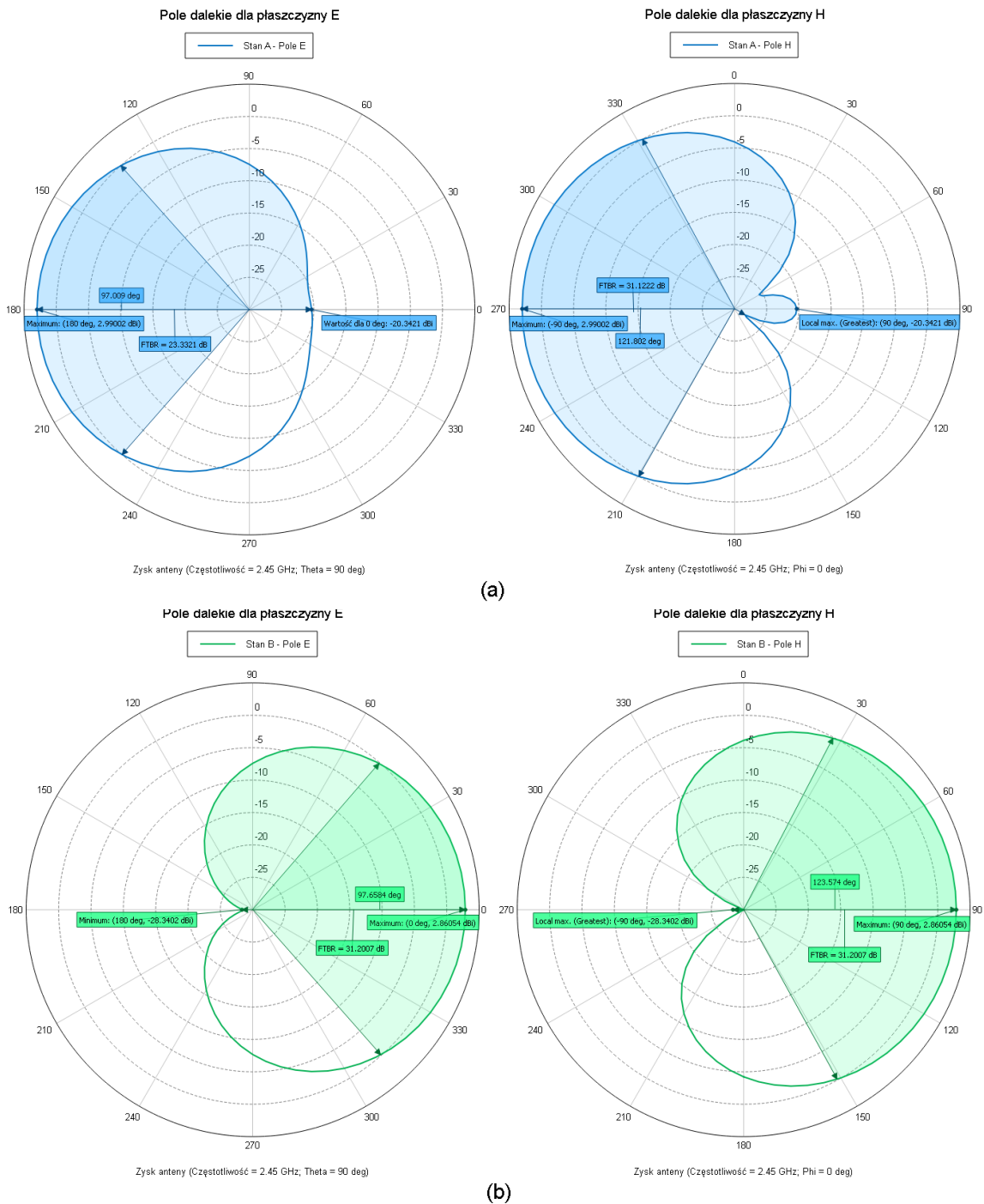
(a)



Rys. 4.9. Charakterystyki współczynnika w zależności od stanu układu. (a) Układ ustawiony w stan A. (b) Układ ustawiony w stan B. (c) układ ustawiony w stan C

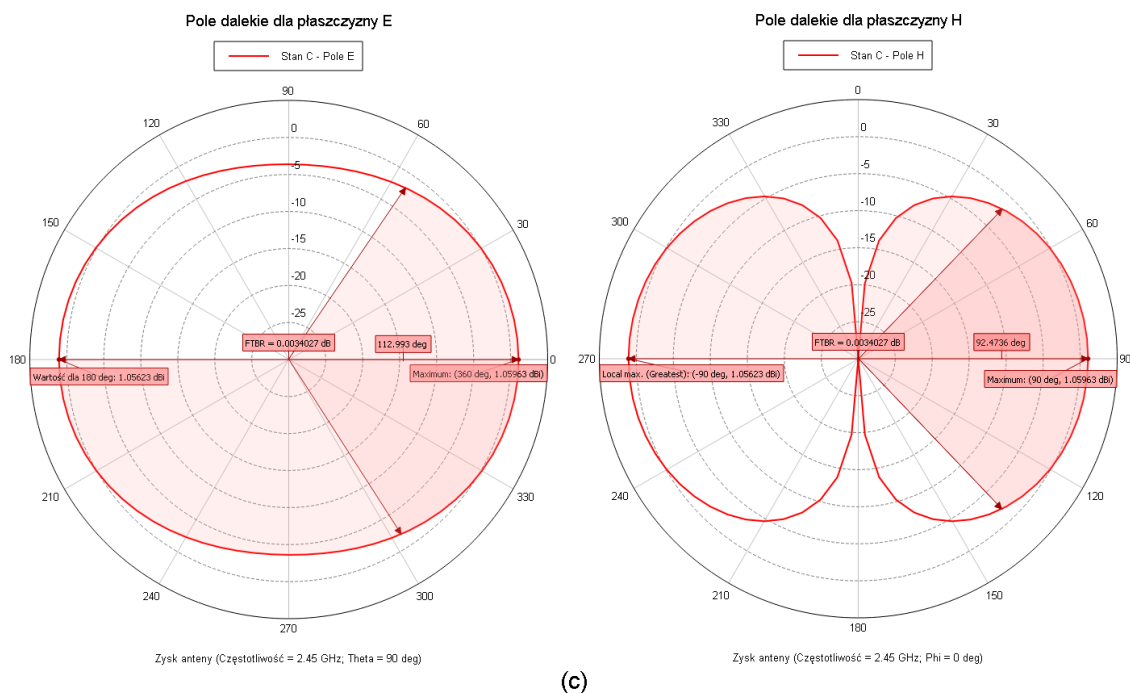
Na rys. 4.6 pasma -10 dB oznaczone zostały dla każdego stanu, punkty rezonansu układu, które w stanach A i B wypadają na częstotliwości $f_{min} = 2.44$ GHz oraz wartości $|S_{11}|$ dla częstotliwości $f_0 = 2.45$ GHz. Częstotliwość f_{min} jest częstotliwością rezonansową dipola magnetycznego. Poniżej częstotliwości rezonansowej dipol magnetyczny oparty o pętlę pojemnościowe PLL 'odbijają' część energii w stronę przeciwną do kierunku promieniowania, co znacząco wpływa na pogorszenie się współczynnika $FTBR$ [13].

By zmniejszyć ryzyko znacznego pogorszenia współczynnika FTBR w wyniku niewielkiego przesunięcia f_{min} (np. o 10 MHz) ze względu na ograniczoną dokładność procesu produkcyjnego (zmiany parametrów układu na zmiany wymiarów zostały pokazane w punkcie 4.3.3) najlepsze wartości FTBR zoptymalizowane zostały dla f_0 , przy możliwie jak najbardziej oddalonej od niej częstotliwości f_{min} , przy zachowaniu dopergo dobasowania dla f_0 to znaczy $|S_{11}| < -17$ dB (2 dB mniej w stosunku do wartości sprecyzowanej w wymaganiach, jako zapas dla procesu produkcyjnego). Uzyskane to zostało poprzez przesunięcie w stronę wyższych częstotliwości rezonansu elementu EAD (drugie lokalne minimum na charakterystyce w okolicach częstotliwości 2.49 GHz). Dodatkowym plusem tego zabiegu jest zwiększenie się pasma -10 dB całego układu.



(a)

(b)



(c)

Rys. 4.10. Charakterystyki rozkładu pola E i H w zależności od stanu układu. (a) Układ ustawiony w stan A. (b) Układ ustawiony w stan B. (c) układ ustawiony w stan C

Na uzyskanych rys. 4.6 przedstawiających charakterystyki rozkładu pola elektromagnetycznego wokół anteny oznaczone zostały wartości zysku w kierunku promieniowania, współczynnika *FTBR* oraz szerokość wiązki dla 3 dB zarówno dla pola *E* jak i *H*.

Możemy zauważyć, że zgodnie z oczekiwaniami antena w zależności od stanu układu uzyskane zostały różne kierunkowości układy. Dla stanu A antena promieniuje w stronę pierwszego źródła Huygensa, dla stanu B w stronę drugiego źródła Huygensa, a dla stanu C w obie strony jednocześnie. Potwierdza to spełnienie przez antenę kolejnego wymagania, którym jest rekonfigurowalność charakterystyki promieniowania.

Tabela 4.3. Zestawienie najważniejszych parametrów otrzymanej anteny

Parametr	Stan A	Stan B	Stan C
$ S_{11} $	-19.4 dB	-17.7 dB	-10.03 dB
Szerokość pasma -10dB	92 MHz	93 MHz	13 MHz
FTBR	23.33 dB	31.2 dB	0.003 dB
Kierunkowość	5.92 dBi	5.85 dBi	3.55 dBi
Szerokość wiązki 3dB w płaszczyźnie E	97°	97.6°	113°
Szerokość wiązki 3dB w płaszczyźnie H	121.8°	123.6°	92.5°
ka	0.95		

W tabeli 4.3 zestawione zostały najważniejsze parametry zaprojektowanej anteny. Parametr *FTBR* dla stanu C bliski zeru, jest spodziewanym wynikiem i oznacza iż antena w tym stanie promieniuje praktycznie równo w obu kierunkach.

Warto zwrócić uwagę na kierunkowość anteny. Obliczając ze wzoru (2.8) wartość maksymalnej kierunkowości dla uzyskanego rozmiaru anteny otrzymamy wartość 4.53 dBi, natomiast maksymalna wartość kierunkowości otrzymana z symulacji dla stanu A wynosi 5.92 dBi, a dla stanu B 5.85 dBi. Wynika to z zastosowania dwóch źródeł Huygena. Źródło bardziej oddalone od aktywnego w danym stanie dipola sterującego niejako wspomaga główne źródło w uzyskaniu jak lepszej kierunkowości.

5. PODSUMOWANIE

Celem niniejszej pracy było zaprojektowanie miniaturowej anteny rekonfigurowalnej. W tym celu dokonana została analiza możliwych koncepcji anteny. Wybrana została antena o rekonfigurowalnej charakterystyce promieniowania. Następnie opracowana została koncepcja anteny i jej układu przełączającego

Miniaturowa, rekonfigurowalna, nisko profilowa antena oparta o metamateriałowe źródła Huygensa została zaprojektowana na częstotliwość 2.45 GHz. Uzyskana została zmienność charakterystyki promieniowania anteny. Opisany został proces projektowania anteny. Wykonane zostały zmiany w konstrukcji anteny, by osiągnąć jeszcze lepsze parametry. Zaprojektowana antena została przesymulowana. Antena posiada miniaturowy rozmiar $ka = 0.96$. Uzyskano maksymalną kierunkowość anteny dla stanu A równą 5.92 dBi, dopasowanie dla częstotliwości f_0 na poziomie mniejszym niż -15 dB, dla stanów A i B współczynnik $FTBR < 23$ dB oraz pasmo układu większe od 90 MHz.

Zaprojektowana miniaturowa antena rekonfigurowalna spełnia wszystkie postawione jej wymagania projektowe. Nie są to jednak maksymalne wartości parametrów jakie można osiągnąć. Projektowana antena została zoptymalizowana pod względem uzyskania jak najlepszej kierunkowości i współczynnika $FTBR$ dla stanów A i B. Nie jest to jedyna możliwość. W zależności od systemu w którym miała by pracować antena mogłaby zostać ona zoptymalizowana pod kątem uzyskania równej wartości dopasowania we wszystkich trzech stanach; pod kątem uzyskania szerszego pasma; być może możliwe jest uzyskanie jeszcze lepszej kierunkowości.

W zaprojektowanej antenie zasilanie doprowadzone zostało za pomocą przewodu koncentrycznego. Przed wyprodukowaniem anteny warto by ją nieznacznie przeprojektować używając do tego celu złącza SMA, co uniezależni (w pewnym stopniu) antenę od jakości przylutowania przewodu i sprawi, że wyniki pomiarów takiej anteny będą bardziej powtarzalne.

Wyprodukowaną antenę można też bezpośrednio zintegrować z węzłem sieci oraz wykorzystać jej możliwości przy stworzeniu systemu do estymacji kierunku nadejścia sygnału.

WYKAZ LITERATURY

1. Balanis C. A.: *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York, NY, USA: Wiley, 2005.
2. Parchin O., Basherlou H. J., Al-Yasir I. A.: *Recent Developments of Reconfigurable Antennas for Current and Future Wireless Communication Systems*. Electronics Recent Technical Developments in Energy-Efficient 5G Mobile Cells. 2019.
3. Hussain R., Sharawi M.S., Shamim A.: *An integrated four-element slot-based MIMO and a UWB sensing antenna system for CR platforms*. IEEE Trans. Antennas Propag. 2018, 6, 978–983.
4. Horestani A. K., Shaterian Z., Naqui J., Martín F., Fumeaux C.: *Reconfigurable and tunable s-shaped split-ring resonators and application in band-notched UWB antennas*. IEEE Trans. Antennas Propag. 2016, 64, 3766–3776.
5. Zhu H. L., Cheung S. W., Liu X. H., Yuk T. I.: *Design of polarization reconfigurable antenna using metasurface*. IEEE Trans. Antennas Propag. 2014, 62, 2891–2898.
6. Caluyo F. S., Ballado A. H.: *Design, Realization and Measurements of Enhanced Performance 2.4 GHz ESPAR Antenna for Localization in Wireless Sensor Networks*. IEEE COMCAS 2011.
7. Rzymowski M., Kulas L.: *Design of a 7-element Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) antenna for the ISM band*. IEEE Eurocon 2013.
8. Wu Z., Tang M. C., Li M., Ziolkowski R. W.: *Ultra-Low-Profile, Electrically Small, Pattern-Reconfigurable Metamaterial-Inspired Huygens Dipole Antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019.
9. Pozar D. M.: *New results for minimum Q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas*. Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2009), Berlin, Germany, 23-27 March, 2009, pp. 1993–1996.
10. Jin P., Ziolkowski R. W.: *Metamaterial-inspired, electrically small Huygens sources*. IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 9, pp. 501–505, 2010.
11. Ding C., Luk K.-M.: *Low-profile magneto-electric dipole antenna*. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 15, pp. 1642-1644, 2016.
12. Jin P., Ziolkowski R. W.: *High-directivity, electrically small, lowprofile near-field resonant parasitic antennas*. IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 11, pp. 305– 309, 2012.
13. Erentok A., Luljak P., Ziolkowski R. W.: *Antenna performance near a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor*. IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 53, no. 1, pp. 160-172, Jan. 2005.
14. Tang M.-C., Wang H., Ziolkowski R. W.: *Design and testing of simple, electrically small, low-profile, Huygens source antennas with broadside radiation performance*. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 64, no. 11, pp. 4607-4617, Nov. 2016
15. Altair HyperWorks: *User Manual for FEKO 2018*.



WYKAZ RYSUNKÓW

2.1	Przykład charakterystyki współczynnika odbicia dla anteny o rekonfigurowalnej częstotliwości	8
2.2.	Przykład charakterystyki transmisji dla anteny o rekonfigurowalnej szerokości pasma sterowanej poprzez napięcie polaryzujące diodę	9
2.3.	Schemat najprostszej anteny ESPAR trój-elementowej	10
2.4.	Układ współrzędnych ogólnie przyjęty do analizy charakterystyk promieniowania	11
3.1.	Przykłady kształtów drukowanych dipoli elektrycznych. (a) Dipol I-kształtny o zniekształconych końcach. (b) Dipol sprzężony elektrycznie	16
3.2.	Przykłady kształtów drukowanych dipoli magnetycznych. (a) Dipol sprzężony elektrycznie. (b) Dipol sprzężony magnetycznie. (c) Nietypowy sposób realizacji dipola magnetycznego	16
3.3.	Podstawowa konfiguracja źródła Huygensa. (a) Obraz 3D anteny. (b) Bok anteny, widoczny element CLL. (c) Widok z góry na element EAD. (4) widok z dołu anteny, dipol sterujący	17
4.1.	Przedstawia rozmieszczenie komponentów w projektowanej antenie rekonfigurowalnej. (a) Przedstawia górną stronę płytki. (b) Przedstawia dolną stronę płytki	19
4.2.	Przedstawia zwymiarowane pojedyncze źródło Huygensa. (a) Element CLL wraz z wymiarami. (b) Zwymiarowany element EAD. (c) Rozmieszczenie dipoli w planarnym źródle Huygensa	21
4.3.	Konstrukcja układu sterującego anteną rekonfigurowalną	21
4.4.	Charakterystyka wpływu długości elementu CLL na współczynnik odbicia	23
4.5.	Charakterystyka wpływ długości elementu CLL na rozkład pola dla częstotliwości $f_0 = 2.45$ GHz. (a) Rozkład pola E. (b) Rozkład pola H	24
4.6.	Wpływ długości elementu EAD na współczynnik odbicia w antenie	24
4.7.	Wpływ długości elementu EAD na rozkład pola dla częstotliwości $f_0 = 2.45$ GHz. (a) Rozkład pola E. (b) Rozkład pola H	25
4.8.	Zwymiarowana górna warstwa płytki	25
4.9.	Charakterystyki współczynnika w zależności od stanu układu. (a) Układ ustawiony w stan A. (b) Układ ustawiony w stan B. (c) układ ustawiony w stan C	27
4.10.	Charakterystyki rozkładu pola E i H w zależności od stanu układu. (a) Układ w stanie A. (b) Układ w stanie B. (c) Układ w stanie C	29

WYKAZ TABEL

3.1.	Rozkład pola wokół dipola elektrycznego, magnetycznego oraz źródła Huygensa	14
4.1.	Trzy stany diod PIN, które uzyskują trzy charakterystyki promieniowania anteny	22
4.2.	Zestawienie wymiarów anteny	26
4.3.	Zestawienie najważniejszych parametrów otrzymanej anteny	29