



Politechnika Koszalińska

Rozprawa doktorska

Metody poszukiwania efektywnych konstrukcji elektrycznie małych anten liniowych

mgr inż. Katarzyna Jagodzińska

Promotor:

prof. nadzw. dr hab. inż. Maciej Walkowiak



Wydział Elektroniki i Informatyki

Koszalin 2011

Pragnę serdecznie podziękować prof. dr. hab. inż. Maciejowi Walkowiakowi oraz dr. inż. Stanisławowi Dziurze za udzielenie cennych wskazówek oraz wszechstronną pomoc okazaną przy realizacji niniejszej pracy

Spis treści

Wstęp	6
1. Sformułowanie problemu	6
2. Zakres pracy	7
3. Układ pracy	8
1. Małe elektrycznie anteny - historia i teoria współczesna	10
1.1. Wprowadzenie	10
1.2. Definicja małych anten	11
1.3. Rozwój małych anten	14
1.4. Matematyczne podstawy teorii anten	23
1.4.1. Opis pola anteny za pomocą potencjałów elektrodynamicznych	24
1.4.2. Równania całkowe Pocklingtona i Halléna	28
1.4.3. Metoda Momentów	32
2. Przegląd technik realizacji anten ESA	37
2.1. Obciążanie anteny elementami skupionymi	38
2.2. Wykorzystanie materiałów o różnych własnościach elektrycznych i magnetycznych jako obciążenia anteny	39
2.3. Ekranowanie anten i zwieranie z podłożem	39
2.4. Dobór odpowiedniego otoczenia anteny	40
2.5. Modyfikacja geometrii i kształtu anteny	42
2.6. Zastosowanie algorytmów genetycznych w projektowaniu anten ESA	45
3. Synteza efektywnych konstrukcji elektrycznie małych anten liniowych	51
3.1. Ogólne założenia projektowe	51
3.2. Metoda losowego generowania ESA	52
3.2.1. Opis algorytmu metody losowej	52

3.2.2.	Wyniki badań symulacyjnych	55
3.2.3.	Podsumowanie	60
3.3.	Metoda „M” syntezy małych anten	60
3.3.1.	Opis działania metody „M”	61
3.3.2.	Wyniki badań symulacyjnych	64
3.3.3.	Podsumowanie	72
3.4.	Metoda „M2” syntezy małych anten	75
3.4.1.	Opis działania metody „M2”	76
3.4.2.	Wyniki badań symulacyjnych	78
3.4.3.	Podsumowanie	82
4.	Wykonanie i pomiary wybranych anten ESA	84
4.1.	Prototypowe modele anten	84
4.2.	Pomiary prototypowych modeli anten	88
4.2.1.	Dopasowanie impedancyjne anten	88
4.2.2.	Stanowisko pomiarowe i warunki przeprowadzenia pomiarów	92
4.2.3.	Wyniki pomiarów	94
4.3.	Podsumowanie	97
5.	Zakończenie	99
5.1.	Elementy nowości w pracy	102
5.2.	Perspektywy dalszego rozwoju pracy	102
	Bibliografia	103
A.	Tabele wartości pola	111
A.1.	Prototyp „A”	111
A.2.	Prototyp „B”	112
B.	Rysunki techniczne prototypów anten	114

Wstęp

1. Sformułowanie problemu

W obecnym świecie umacnia się coraz bardziej trend w kierunku miniaturyzacji urządzeń mobilnych. Wynika to z konieczności projektowania coraz to mniejszych urządzeń przy jednoczesnym zachowaniu ich dobrych właściwości użytkowych.

Jednym z komponentów urządzenia mobilnego, które charakteryzuje się dużą wrażliwością na zmianę rozmiarów fizycznych jest antena. Mały rozmiar anteny tym samym staje się czynnikiem, który skutecznie ogranicza miniaturyzację tejże anteny.

Jak wiadomo urządzenia antenowe mają właściwości rezonansowe, przy czym efektywne parametry anteny osiąga się przy pracy w okolicach rezonansów lub antyrezonansów co wymaga stosowania anten o dużych wymiarach związanych z częstotliwościami fal roboczych. Dlatego pożądanym małym fizycznym rozmiarem anteny sprawia, że elektrycznie antena pracuje zwykle znacznie poniżej pierwszego rezonansu, co pogarsza parametry anteny, nieraz znacznie. W celu przełamania tego impasu w przeciągu ostatnich kilku lat pojawiło się wiele projektów anten, które spełniały wymogi miniaturyzacji, a wśród nich pojawiły się elektrycznie małe anteny liniowe (ESA - Electrically Small Antennas). Anteny te oprócz zachowania swoich niewielkich rozmiarów odznaczają się względnie szerokim pasmem częstotliwości. Kształty tych anten bywają bardzo różne i przeważnie są to kształty regularne, np. stożek, cylinder itp. Anteny o takich kształtach są dobrze znane i istnieją metody umożliwiające poprawę ich parametrów użytkowych, na przykład poprzez dołączanie ekranu do anteny, modyfikację kształtu, obciążanie anteny elementami skupionymi

itd. Co prawda wymienione metody poprawiają wartości parametrów polowych czy obwodowych, ale ta poprawa - w stosunku do wymagań jakie są stawiane współczesnym antenom jest niewystarczająca. Dlatego też w praktyce często odchodzi się od stosowania małych anten o regularnych kształtach i poszukuje się anten o kształtach nieregularnych. Anteny takie uzyskuje się w procesie optymalizacji poprzez zastosowanie algorytmów ewolucyjnych np. genetycznych lub mrówkowych. Co więcej, optymalizacji dokonuje się zwykle ze względu na jeden parametr np. współczynnik fali stojącej. Brak jest natomiast opublikowanych metod projektowania anten ESA, które skupiałyby się na takim procesie syntezy anten, w trakcie którego uwzględnione kryterium projektowe obejmowałoby więcej niż jeden parametr docelowej struktury.

Celem niniejszej rozprawy jest opracowanie metod syntezy, które pozwolą na wygenerowanie struktur anten ESA o nieregularnym kształcie i jak najlepszych parametrach użytkowych, tzn. o jak najlepszym zysku energetycznym i jak najmniejszym współczynniku fali stojącej.

W świetle tego w niniejszej rozprawie doktorskiej sformułowano następującą tezę: **połączenie algorytmów genetycznych z algorytmami analizy pól promieniowania anten umożliwia wydajną syntezę anten ESA o zadanych parametrach.**

Do zaprojektowania w ten sposób anten użyto oprócz algorytmów genetycznych, algorytmy analizy pól promieniowania anten oparte na metodzie momentów wykorzystującej równania całkowe Pocklingtona oraz Halléna.

Co więcej, zaprojektowane anteny zostały zweryfikowane poprzez badania eksperymentalne na stanowisku pomiarowym, a otrzymane wartości pomiarów w znacznym stopniu potwierdzają wyniki symulacyjne. Ponadto, występujące rozbieżności między wynikami pomiarowymi a symulacyjnymi dają się racjonalnie uzasadnić.

2. Zakres pracy

Merytoryczny zakres rozprawy obejmuje następujące zagadnienia:

- analizę aktualnego stanu wiedzy w zakresie elektrycznie małych anten liniowych (ESA), na podstawie literatury,
- przegląd znanych metod syntezy anten ESA,
- omówienie oryginalnej autorskiej metody syntezy małych anten,
- przeprowadzenie eksperymentów numerycznych w oparciu o oprogramowanie do modelowania struktur elektromagnetycznych,

- porównanie wyników symulacyjnych z wynikami pomiarów rzeczywistych anten, zaprojektowanych przy użyciu proponowanej metody syntezy.

3. Układ pracy

Poniższa rozprawa ma charakter zarówno teoretyczny jak i praktyczny. Zawiera ona wyniki symulacji komputerowych oraz ich weryfikację pomiarową.

Praca została podzielona na kilka rozdziałów.

We wstępie sformułowany został cel i teza rozprawy. Zaprezentowano zakres pracy oraz jej układ.

Rozdział pierwszy poświęcono przeglądowi literatury na temat elektrycznie małych anten liniowych. Rozdział ten podzielono na kilka podrozdziałów, w których opisano różne definicje małych anten, parametry charakteryzujące te anteny oraz opisano w sposób chronologiczny ich rozwój. Ostatnim punktem rozdziału są matematyczne podstawy teorii promieniowania anten z uwzględnieniem zastosowania potencjałów elektrodynamicznych do wyznaczania pola anteny. Wyprowadzono równania całkowe Pocklingtona i Halléna oraz opisano metodę momentów.

Kolejny rozdział zawiera przegląd metod syntezy struktur elektrycznie małych anten liniowych. Opisano w nim najbardziej popularne metody syntezy anten ESA takie jak obciążanie anteny elementami skupionymi, stosowanie ekranów antenowych i zwieranie anten z podłożem czy modyfikacja geometrii i kształtu anteny. Szczególną zaś uwagę zwrócono na zastosowanie algorytmów genetycznych w procesie syntezy anten ESA.

Rozdział czwarty dotyczy autorskich oryginalnych metod syntezy małych anten.

Rozdział ten rozpoczyna się od przedstawienia autorskiego modelu małej anteny przyjętego do badań. Podane są jego parametry oraz struktura. Następnie omówiono kilka autorskich metod generacji struktur małych anten liniowych. Metody te zaprezentowane zostały począwszy od najprostszej metody, generującej losowo struktury ESA, poprzez bardziej zaawansowane, metodę zwaną metodą „M” bazującą na połączeniu dwóch algorytmów (algorytmu tworzącego pokolenie startowe anten, wykorzystywanego dalej przez algorytm genetyczny do poszukiwania anten o możliwie najlepszym zysku energetycznym i jak najmniejszym współczynniku fali stojącej), aż do metody tworzącej nie tylko anteny o dobrych walorach użytkowych ale także pozwalającej na zbadanie jej wrażliwości na niewielkie zmiany struktury.

Każda oryginalna metoda syntezy zawiera dokładny opis jej działania potwierdzony poprzez liczne eksperymenty numeryczne.

Rozdział następny zawiera z kolei analizę wybranych struktur antenowych, które wygenerowano za pomocą metod opisanych w poprzednim rozdziale pracy. Rozdział ten rozpoczyna się od zaprezentowania autorskiego schematu konstrukcji anten przyjętych do analizy, warunki ich symulacji oraz wyniki eksperymentów numerycznych. W kolejnym punkcie pracy autorka porusza zagadnienie fizycznej realizacji wybranych modeli anten, przedstawia proces ich realizacji oraz rozwiązanie różnych problemów napotkanych w tym czasie. Ostatni punkt tego rozdziału stanowi opis procesu weryfikacji pomiarowej otrzymanych prototypów anten. Przedstawiono w nim warunki w jakich dokonano pomiarów, opisano stanowisko pomiarowe oraz urządzenia jakimi wykonano pomiary. Na końcu zamieszczono wyniki pomiarów oraz przeprowadzono ich dyskusję.

Praca kończy się podsumowaniem, w którym porównano zdefiniowany cel pracy z faktycznie osiągniętymi rezultatami. Zawiera spis elementów nowości jakie wnosi praca oraz perspektywy jej rozwoju.

Małe elektrycznie anteny - historia i teoria współczesna

1.1. Wprowadzenie

W rozdziale tym zawarty został przegląd literatury w zakresie rozwoju klasy anten zwanych elektrycznie małymi. Biorąc po uwagę trend w kierunku miniaturyzacji urządzeń, małe anteny są obecnie popularną klasą anten w dziedzinie w której jest jeszcze wiele do osiągnięcia.

Skrupulatnie rzecz biorąc historia małych zaczyna się od momentu pojawienia się pierwszej publikacji na ich temat, czyli od roku 1947. Praca ta została napisana przez Harolda A. Wheelera [103] i zawierała teoretyczny opis małych anten (zwanych w skrócie ESA - Electrically Small Antenna) z uwzględnieniem możliwych do uzyskania przez nie wartości parametrów przy jak najmniejszym rozmiarze fizycznym, który nie przekracza podstawowych ograniczeń. Do tych ograniczeń zalicza się dobroć Q oraz jej odwrotność zwaną współczynnikiem mocy promieniowania.

Od czasu pojawienia się wyżej wymienionej publikacji, termin ESA jest kojarzony z H.A. Wheelerem, który uważany jest za twórcę tego pojęcia. Za interesowanie tą klasą anten ciągle wzrasta, co przekłada się bezpośrednio na rozwój prac badawczych związanych z tym tematem i na dynamiczny rozwój tej klasy anten.

Patrząc z perspektywy rozwoju małych anten można wyróżnić w nim kilka znaczących etapów. Każdy z nich związany jest z doniesieniami dotyczącymi wyznaczania nowych zależności parametrów użytkowych oraz metodami projektowania rozważanych anten.

Ważniejsze etapy rozwoju będą opisane w poniższym rozdziale.

1.2. Definicja małych anten

Stwierdźmy na samym początku, że w przypadku terminu *elektrycznie mała antena liniowa* nie ma jego jednoznacznej definicji, która byłaby ogólnie przyjęta i stosowana [19, 33, 39, 107, 108, 109].

Zgodnie z definicją anteny ESA zawartą w [19], jako elektrycznie małą antenę liniową należy rozumieć antenę, której rozmiar geometryczny jest niewielki w porównaniu z długością λ fali elektromagnetycznej i wynosi maksymalnie $\lambda/30$.

To kryterium było stosowane ze względu na możliwość wprowadzenia dwóch przybliżeń: stałego rozkładu prądu dla małych anten pętlowych oraz linowego rozkładu prądu dla krótkich monopoli lub dipoli.

Z kolei bardziej ścisła definicja terminu *elektrycznie mała antena liniowa* mówi, że jest to antena, którą da się zamknąć (otoczyć) pewną sferą [103, 106]. Sfera ta często jest nazywana „sferą radianową Wheelera” [107, 109], a jej promień wynosi $1/k$, gdzie $k = 2\pi/\lambda$ to liczba falowa. Sferę radianową można kojarzyć z granicą pomiędzy polem bliskim a dalekim, które tworzy się w otoczeniu promieniującej anteny [106].

Oprócz sfery radianowej Wheeler wprowadza również pojęcie „długości radianowej”, które powiązać można z rozmiarem anteny, przy czym długość radianowa anteny wynosi $\lambda/2\pi$.

Związek pomiędzy długością radianową a maksymalnym rozmiarem małej anteny daje się zapisać za pomocą następującej relacji

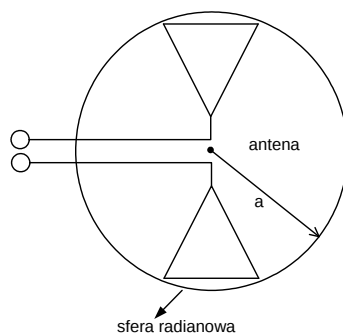
$$ka < 1, \quad (1.1)$$

w której: $k = 2\pi/\lambda$ to liczba falowa, λ jest długością fali roboczej, wielkość a natomiast jest promieniem najmniejszej sfery, która otacza antenę (patrz: rys. 1.1). Jak widać, równanie (1.1) określa również podstawowe ograniczenie co do rozmiaru małej anteny, tzn. $a < \frac{1}{k}$.

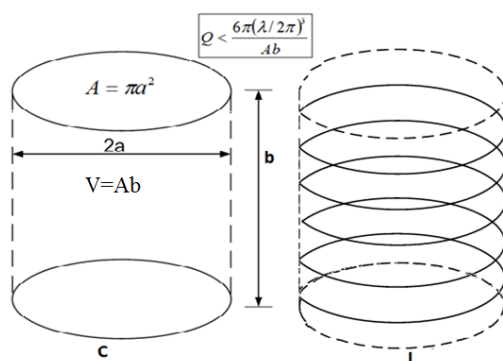
W swojej pracy Wheeler ponadto stwierdza, iż małe anteny zachowują się jak cewka lub kondensator. Przy tym jeśli objętości zajmowane przez antenę typu C i antenę typu L są identyczne to i dobroci obu struktur są także identyczne (rys.1.2).

Skoro zajmowane objętości i dobroci obu anten są identyczne, to i promieniowanie obu anten jest jednakowe, konkluduje Wheeler [104].

Gdyby skonstruować sfery radianowe obu anten, to okazałoby się że promie-



Rys. 1.1. Mała antena Wheelera



Rys. 1.2. Kondensator i cewka zajmujące jednakową cylindryczną objętość

nie tych sfer są takie same. Stąd płynie wniosek, że kształty anten uznawanych za małe mogą być różne.

Oprócz zdefiniowania pojęcia ESA, Wheeler w swojej pracy przedstawił podstawowe ograniczenia dla tego typu anten.

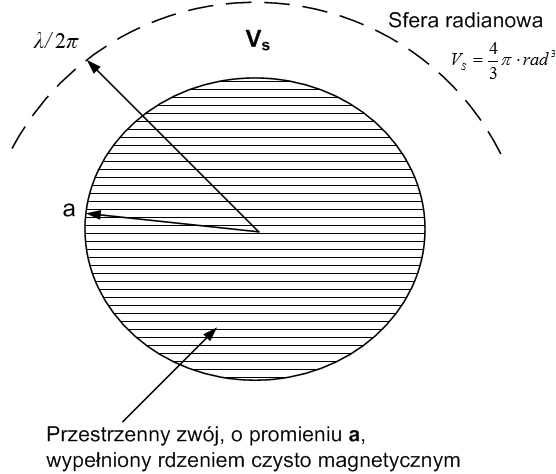
Wykorzystując obwodowe modele anten Wheeler powiązał promieniowanie małych anten z zajmowaną przez nie objętością. Powiązanie to określił mianem promieniowania Q (de facto jest to dobroć Q), a odwrotność Q zdefiniował jako współczynnik mocy promieniowania RPF (Radiation Power Factor).

Przy założeniu, że małą anteną traktujemy jako cewkę lub kondensator promieniujące energię elektromagnetyczną, Wheeler wyznaczył następującą zależność dla RPF (Q^{-1})

$$Q^{-1} > \frac{4\pi^2}{3\lambda^3} V, \quad (1.2)$$

w której λ jest długością fali roboczej ESA zamkniętej w cylindrycznej objęto-

ści V (patrz rys.1.2). Na potwierdzenie ważności powyższego równania można w tym miejscu przytoczyć przykład hipotetycznej anteny o kształcie małego zwoju [105], którego współczynnik mocy promieniowania (RPF) osiąga największą wartość w określonej objętości. Antena ta przedstawiona jest na rysunku 1.3. Analizując ten przykład Wheeler dowodzi, że w przypadku gdyby



Rys. 1.3. Antena w kształcie małego zwoju wypełniona rdzeniem magnetycznym

ten mały zwoj wypełniony był rdzeniem czysto magnetycznym ($k_m = \infty$) to efektywna objętość powiększyłaby się aż trzykrotnie. Co więcej, poza przestrzenią zajmowaną przez antenę znajduje się energia bierna, która wypełnia tylko „sferę radianową” a nie wypełnia przestrzeni wokół samej anteny. Biorąc teraz pod uwagę fakt, że promieniowaniu mocy w polu dalekim anteny towarzyszy energia bierna zgromadzona w polu bliskim anteny (czyli w „sferze radianowej”), to tylko ta energia będzie miała wpływ na wartość RPF.

Jak się później okaże, Wheeler podając taki przykład anteny w rzeczywistości opisał antenę stworzoną przez J.L. Chu [28].

Innym dowodem na potwierdzenie słuszności teorii Wheelera jest model symulacyjny małej anteny zawarty w pracach A. R. Lopeza [79, 80]. Model ten został opracowany w programie WIPL-D [111] i dotyczył zarówno anteny zachowującej się jak indukcyjność, jak i anteny zachowującej się jak pojemność.

Model symulacyjny małej anteny o charakterze pojemnościowym oraz rezultaty obliczeń numerycznych przedstawione są na rysunku 1.4.

Antena przedstawiona na rysunku jest odpowiednikiem hipotetycznej anteny Wheelera. Zbudowana jest ona z dwóch dysków i łączącego je dipola. Towarzyszący jej wykres ilustruje zależność pomiędzy zmianą promienia dysku

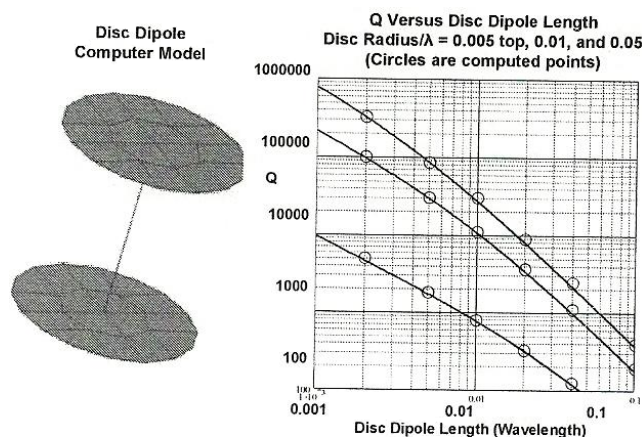


Fig. 2. Validation of Wheeler's formula for the capacitor antenna, $\epsilon_r = 1$.

Rys. 1.4. Rysunek z pracy Lopeza [80] pokazujący odpowiednik hipotetycznej anteny Wheelera

(wyrażoną w długości fali) a dobrocią Q . Kółkami zaznaczono punkty, których współrzędne wyznaczono w trakcie symulacji.

Z przedstawionego wykresu wynika bardzo duża zgodność symulacji komputerowej z obliczeniami Wheelera.

1.3. Rozwój małych anten

Kontynuatorem prac nad antenami ESA niedługo po opublikowaniu pracy Wheelera stał się L. J. Chu.

W swojej pracy z 1948 roku [28] Chu wyznaczył równanie na minimalną wartość dobroci Q dla anteny mieszczącej się w sferze o zadanym promieniu. Jego obliczenia były analityczne i wywodziły się bezpośrednio z równań Maxwella dla anten dookólnych z polaryzacją liniową. Rozwiązanie to było przedstawione za pomocą funkcji sferycznych. Chu zakładał ponadto, że część energii pozostaje wewnątrz sfery, część natomiast jest promieniowana na zewnątrz. Według tego założenia zależność dla Q da się opisać równaniem

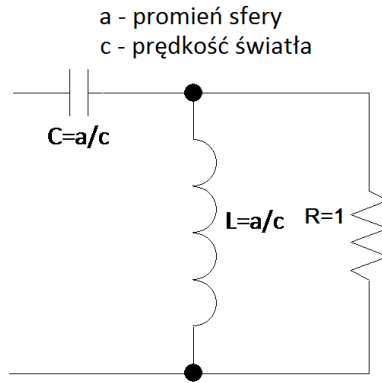
$$Q = \begin{cases} \frac{2\omega W_e}{P_{rad}} & W_e > W_m \\ \frac{2\omega W_m}{P_{rad}} & W_m > W_e \end{cases}, \quad (1.3)$$

gdzie W_e i W_m są zmienną w czasie, niepromieniowaną, zgromadzoną energią

elektryczną i magnetyczną, ω to prędkość kątowna, a P_{rad} to moc wypromieniowana.

Ponieważ nie jest możliwe bezpośrednie obliczenie ilości energii biernej przy użyciu składowej elektrycznej i magnetycznej pola bliskiego anteny, Chu odnalazł pewne „obejście” tego problemu. Genialność tego rozwiązania polegała na powiązaniu składowych pola bliskiego anteny z odpowiednim obwodem RLC dla każdego modu z osobna (przy założeniu, że cała energia bierna gromadzona jest w indukcyjności i kondensatorze).

Najprostszym przykładem demonstrującym rozwiązanie Chu będzie prosty obwód RLC odpowiadający nieskończenie małemu dipolowi. Obwód ten przedstawia rysunek 1.5.



Rys. 1.5. Obwód RLC jako ekwiwalent nieskończenie małego dipola

Za pomocą obwodu z rysunku 1.5 Chu wyprowadził równanie na minimalną teoretyczną wartość dobroci.

Zależność na impedancję obwodu oraz jego dobroć można przedstawić następującymi zależnościami [28]

$$Z = \frac{-j}{\omega C} + \frac{j\omega L}{1 + (\omega L)^2} + \frac{(\omega L)^2}{1 + (\omega L)^2},$$

$$Q = \frac{1 + (\omega L)^2}{\omega C (\omega L)^2} = \frac{1 + \left(\omega \frac{r}{c}\right)^2}{\omega \frac{r}{c} \left(\omega \frac{r}{c}\right)^2} = \frac{1 + \left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right)^2}{\left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right)^3},$$

przy czym r jest promieniem sfery otaczającej antenę, a c jest prędkością światła.

W rezultacie efektem prac Chu nad wyznaczeniem minimalnej wartości Q stało się poniższe równanie

$$Q = \frac{1 + 3k^2 a^2}{k^3 a^3 (1 + k^2 a^2)}, \quad (1.4)$$

co dla $ka \ll 1$ daje

$$Q \approx \frac{1}{k^3 a^3}, \quad (1.5)$$

Dodatkowym efektem prac prowadzonych przez Chu było powiązanie maksymalnego zysku anteny z dobrocią Q . Co więcej, Chu stwierdziła także, że im mniejszą wartość ma Q tym pasmo anteny jest szersze.

Podsumowując pracę Chu można dodać, iż równania (1.4) i (1.5) są z pewnością równaniami najczęściej przytaczanymi w różnych podręcznikach do projektowania anten, choćby w książce C. A. Balanisa „Antenna Theory. Analysis and design” [6].

Patrząc perspektywicznie zarówno na pracę Chu jak i Wheelera, zdaniem autorki można zauważyć pewne różnice pomiędzy metodami stosowanymi przez obu badaczy do wyznaczenia najmniejszych wartości dobroci Q .

Po pierwsze, rozwiązanie proponowane przez Chu było ściśle teoretycznym rozważaniem, gdyż użył on rygorystycznej teorii pola elektromagnetycznego do określenia wartości Q . Z drugiej jednak strony jego praca była niezwykła, ponieważ powiązał on zachowanie się anteny z prostym obwodem RLC, co stanowiło powrót do początków elektromagnetyzmu.

Z kolei podejście Wheelera do problemu było pragmatyczne. Docenił on fakt, że mała antena zachowuje się istotnie jak pojemność lub induktor. Przyniosło to efekt w postaci zależności (1.2), która jest użyteczna zarówno dla teoretyków jak i praktyków.

Kolejną osobą, która zajmowała się małymi antenami był R. F. Harrington, który w swojej pracy [57] z roku 1960 badał związek pomiędzy rozmiarami anteny a jej zyskiem, pasmowością i sprawnością. W szczególności wyznaczył najmniejszą wartość dobroci Q dla strefy bliskiej i dalekiej przy polaryzacji kołowej i liniowej. Rozwodził też przypadek anteny o sprawności mniejszej niż 100%.

Rezultatem jego prac badawczych [56, 57, 58] stało się wyrażenie dla minimalnej wartości Q dla fal spolaryzowanych liniowo, które pokrywało się z równaniem J.L. Chu, czyli z zależnością (1.5).

Harrington zaproponował bardzo użyteczną i prostą formułę (1.6) na obliczenie maksymalnej wartości zysku energetycznego, który mała antena może osiągać przy jednoczesnym zachowaniu rozsądnej szerokości pasma przenoszenia [56].

$$G = (ka)^2 + 2ka. \quad (1.6)$$

Wartość zysku energetycznego wyznaczana przez powyższą formułę, jak twierdzi Harrington, jest możliwa do osiągnięcia w praktycznych rozwiązaniach. Niestety, nie dotyczy ona bardzo małych anten, gdyż w ich przypadku osiągnięcie maksymalnej wartości zysku będzie utrudnione ze względu na drastyczny spadek ich sprawności.

W roku 1964 R. E. Collin i S. Rothschild [29] zaproponowali inne podejście do metody wyznaczania wartości Q . Mianowicie, swoje obliczenia oparli na analitycznych równaniach dla całkowitej energii pola związanego z anteną i otrzymali następującą zależność

$$Q \approx \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka}. \quad (1.7)$$

Jak widać powyższe równanie nie pokrywa się z rozważaniami Chu i Harringtona, a więc z równaniem (1.5).

Jako ciekawostkę, w tym miejscu można dodać, iż od momentu ukazania się pracy Collina i Rothschilda nastąpił pewien podział naukowców na obozy popierające teorię Chu oraz popierające Collina. Dopiero publikacje McLeana [81, 82] z 1994 i 1996 roku rozwiązały konflikt pomiędzy dotychczas głoszonymi teoriami.

W swoich pracach McLean przeanalizował wszystkie dotychczasowe rozważania nad minimalną wartością Q i wyznaczył jej dokładną wartość stosując bardziej bezpośrednią metodę. Podobnie jak Chu, McLean przyjął, że antena ogranicza swe promieniowanie tylko do modu kulistego TM_{01} (odpowiada to promieniowaniu krótkiego dipola elektrycznego). Następnie obliczył ilość energii dostarczonej do anteny, odjął od niej energię wypromieniowaną i otrzymał tym sposobem energię magazynowaną w polu indukcyjnym anteny. Z tej właśnie energii wyznaczył wartość dobroci Q , która przy polaryzacji liniowej da się zapisać w postaci zależności

$$Q = \frac{1 + 2k^2 a^2}{k^3 a^3 (1 + k^2 a^2)}, \quad (1.8)$$

co dla $ka \ll 1$ daje

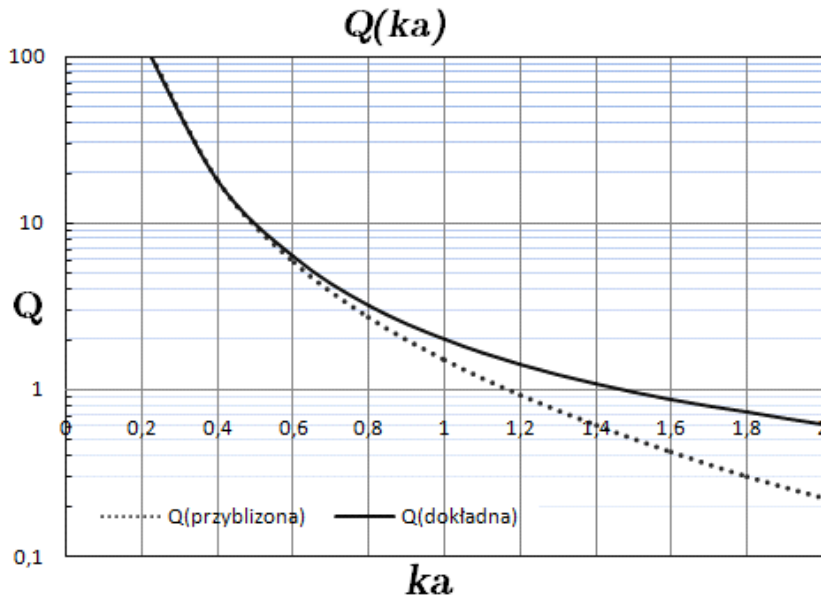
$$Q = \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka}. \quad (1.9)$$

Dla polaryzacji kołowej natomiast oszacowana wartość Q da się zapisać następująco

$$Q = \frac{1}{2k^3 a^3} + \frac{1}{ka}. \quad (1.10)$$

Otrzymane wyniki obliczeń potwierdziły słuszność rozwiązań proponowanych przez Collina [30], Collina - Rothschilda [29], Fante [35, 36] i Thala [101].

W celu zobrazowania różnicy pomiędzy obliczeniami McLeana a teorią Chu-Harringtona, autorka pracy zamieszcza poniżej wykresy (rys.1.6) przedstawiające zmiany wartości Q w funkcji ka dla polaryzacji liniowej. Linia ciągłą oznaczono przybliżoną wartość Q , a przerywaną wartość dokładną.



Rys. 1.6. Zależność $Q(ka)$ dla polaryzacji liniowej

Analizując wykres z rys.1.6 można zaobserwować, że dla bardzo małych wartości ka obie charakterystyki pokrywają się. Jednakże dla wartości ka w pobliżu 1 (ale nadal mniej niż 1) charakterystyki różnią się już znacząco.

I właśnie ten zakres ka jest znaczący w projektowaniu na przykład wielokrotnie zwiniętych dipoli. Jako przedstawiciela tego typu anteny wymienić tu można antenę Goubau [43], której największy elektryczny rozmiar to $\frac{2}{k}$, gdzie k to liczba falowa, dla częstotliwości środkowej. Dla tejże anteny wartość dobroci

Q wyznaczona przez McLeana jest nieco większa. Przekłada się to na zwięźenia pasma 3 dB, choć jak twierdzi Hansen i Chu [28] nie jest to relacja bezpośrednia. Brak tej bezpośredniości wynika bowiem z faktu, iż zachowanie się małej anteny jest przybliżone za pomocą obwodu RLC drugiego rzędu. Dla tego typu obwodu możliwe jest jedynie wyznaczenie 3 dB szerokości pasma przenoszenia zdefiniowanej jako odwrotność dobroci Q . Związek pomiędzy dobrocią Q a szerokością pasma przedstawia relacja (1.11).

$$Q^{-1} = \frac{f_u - f_l}{f_c}, \quad (1.11)$$

gdzie f_u to częstotliwość górna, f_l to częstotliwość dolna a f_c to częstotliwość środkowa, $f_c = (f_u + f_l) / 2$.

Pomimo iż wzór (1.11) jest słuszny w przypadku gdy $Q \gg 1$, to może on służyć (jak twierdzi Chu) do wyznaczania przybliżonej szerokości pasma przenoszenia dla różnych wartości Q . W praktyce, pasmo 3-dB jest często definiowane również w kontekście współczynnika fali stojącej WFS. Zależność pomiędzy Q a WFS jest zdeterminowana poprzez równanie (1.12)

$$Q = \frac{WFS - 1}{BW_{WFS} \sqrt{WFS}}. \quad (1.12)$$

Z kolei dla WFS=2, (1.12) redukuje się do postaci (1.13)

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2} BW_{WFS=2}}. \quad (1.13)$$

Od momentu pojawienia się pracy McLeana do czasów współczesnych wiele zmieniło się w podejściu do metod wyznaczania ograniczeń ESA.

Jako pierwsi nowe metod obliczeniowe zastosowali Caswell, Davis i Stutzman, którzy w swoich pracach [23, 24] ponownie wyznaczyli zależność na Q , z tym że swoje obliczenia przeprowadzili w dziedzinie czasu, a nie w dziedzinie częstotliwości. Co więcej, rodzaj polaryzacji nie był ograniczony, a jedynie obliczenia były prowadzone dla jednego modu. Efektem ich obliczeń stało się poniższe oszacowanie (1.14) [23]

$$Q = \frac{1}{2k^3 a^3} + \frac{1}{ka} + \sqrt{\frac{1}{4k^6 a^6} + \frac{1}{k^2 a^2}} \quad (1.14)$$

Podobny rezultat uzyskali D.M. Grimes i C.M. Grimes [46, 47, 48, 50, 51, 52, 53],

który przedstawia poniższe równanie

$$Q = \frac{1}{2k^3a^3} \left(1 + \sqrt{1 + 4k^4a^4} \right) + \frac{1}{ka} \quad (1.15)$$

co dla $ka \ll 1$ da w rezultacie zależność (1.8) i stanowi dowód na potwierdzenie trafności obliczeń McLeana.

Innym interesującym podejściem do kwestii wyznaczania minimalnej wartości Q jest jego powiązanie z superkierunkowością. Ten rodzaj podejścia zaproponowali w pracy [102] G.A.Thiele, P.L. Detweiler i R.P. Penno.

Ich praca dotyczyła wyznaczenia minimalnej wartości Q dla małych anten z sinusoidalnym rozkładem prądu wzdłuż anteny. Zamiast wyliczania dobroci z energii zgromadzonej w polu bliskim anteny użyto pola dalekiego i pojęcia superkierunkowości. Zastosowanie tej koncepcji było możliwe poprzez wykorzystanie faktu, że anteny ESA w porównaniu z innymi antenami o niewielkich rozmiarach wykazują superkierunkowość i według autorów, im większa jest wartość Q tym antena wykazuje silne cechy superkierunkowości.

Minimalną wartość Q oszacowano za pomocą poniższego równania

$$Q = \frac{\int_{-\infty}^{-\frac{\pi L}{\lambda}} |E_n(u)|^2 du + \int_{\frac{\pi L}{\lambda}}^{\infty} |E_n(u)|^2 du}{\int_{-\frac{\pi L}{\lambda}}^{\frac{\pi L}{\lambda}} |E_n(u)|^2 du}, \quad (1.16)$$

gdzie $E_n(u)$ to znormalizowana charakterystyka pola elektrycznego w strefie dalekiej. Jest ona dana równaniem

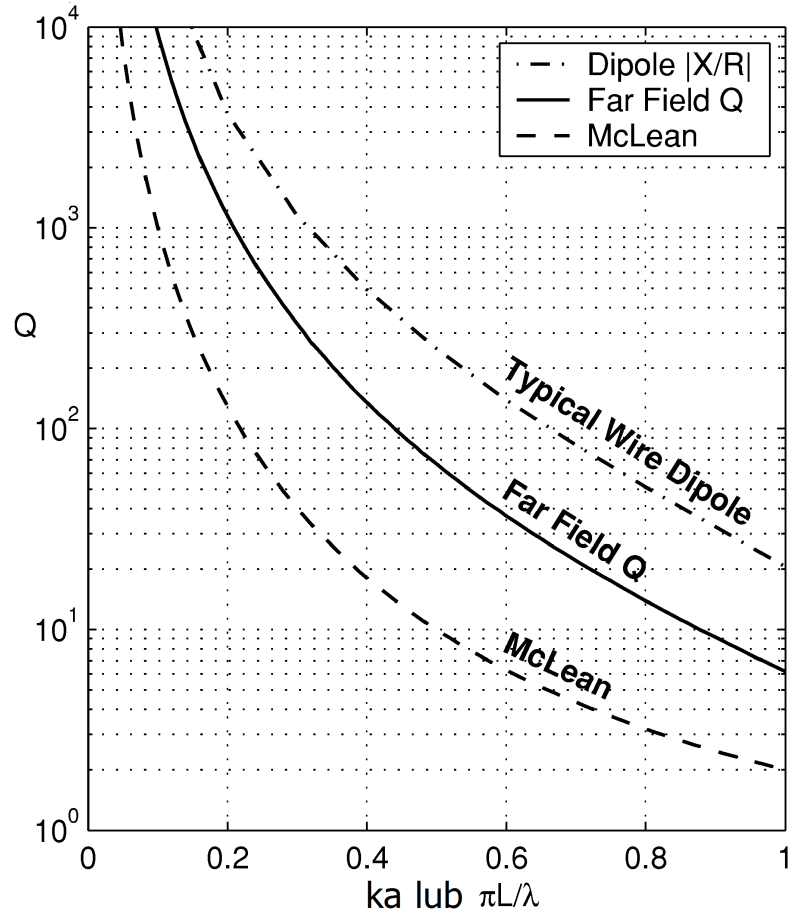
$$E_n(u) = \frac{\cos(u) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\left[1 - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)\right] \sqrt{1 - \left(\frac{2u}{kL}\right)^2}}, \quad (1.17)$$

w którym k to liczba falowa, L to średnica sfery radianowej, λ to długość fali oraz $u = \left(\frac{kL}{2}\right) \cos \theta$.

Na dowód słuszności swoich obliczeń autorzy pracy [102] zamieścili w swojej publikacji wykres przedstawiający zależność $Q(ka)$. Wykres ten prezentuje rysunek 1.7.

Pierwsza krzywa oznaczona jako „Far Field Q” otrzymana została z zależności (1.16) i (1.17) dla dipola z sinusoidalnym rozkładem prądów.

Drugą krzywą (oznaczoną „McLean”) otrzymano z zależności (1.9) dla di-



Rys. 1.7. Zależność $Q(ka)$ według Thiele

pola z równomiernym rozkładem prądów. Z kolei trzecia krzywa (oznaczona „Typical wire dipole”) przedstawia wartość Q dla typowego cienkiego dipola. Wartość Q w tym przypadku wyznaczono jako stosunek reaktancji wejściowej anteny do jej rezystancji promieniowania.

Analizując powyższy wykres można zauważyć, iż wartość Q uzyskana metodą proponowaną w [102] znajduje się pomiędzy krzywymi uzyskanymi na drodze innych przybliżeń teoretycznych. Skutkuje to podniesieniem minimalnej wartości dobroci co przekłada się, co prawda, na zwężenie pasma przenoszenia ale jak twierdzą autorzy, uzyskane wartości dobroci Q są możliwe do osiągnięcia w praktycznych rozwiązaniach.

Podsumowując wszystkie przytoczone w tym rozdziale prace dotyczące podstawowych ograniczeń ESA można stwierdzić, iż są one głównie ograniczeniami teoretycznymi. Jednak porównując je ze sobą, korzystniejszą, zda-

niem autorki, metodą wyznaczania wartości dobroci jest metoda proponowana w [102]. Jest ona korzystniejsza z punktu widzenia eksperymentalnej weryfikacji, ponieważ metody pomiaru pola dalekiego zostały technicznie poprawnie opanowane. Ponadto, wszystkie parametry użytkowe anten wyznacza się również w polu dalekim. Co więcej, prezentowane w przytoczonej literaturze definicje dobroci w większości nie uwzględniają zagadnień związanych z WFS i warunkami pracy nadajnika, więc w tym aspekcie, moim zdaniem, trudno znaleźć ich użyteczność.

Na zakończenie tego punktu pracy przedstawiam jeszcze porównanie teorii ESA z rzeczywistymi antenami w celu stwierdzenia czy podstawowe ograniczenia są możliwe do zrealizowania w rzeczywistych rozwiązaniach.

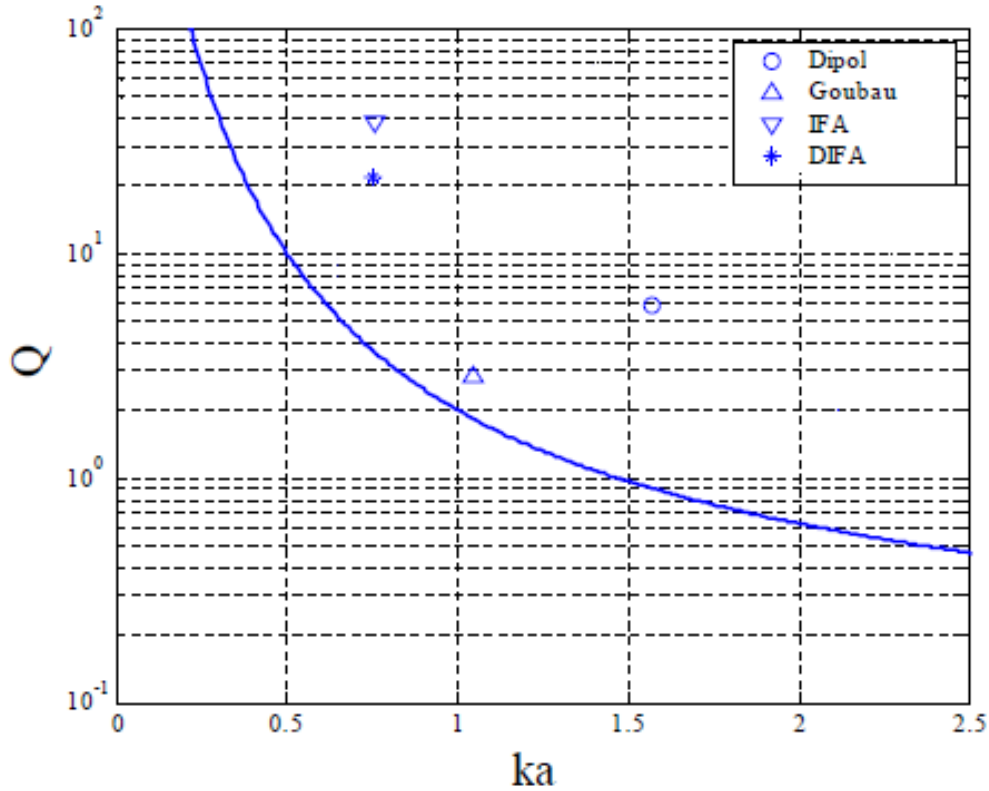
Rezultaty takiego porównania zawarte są w tabeli 1.1 i na rysunku 1.8.

Tabela 1.1 zawiera parametry kilku anten, które odnaleziono w różnych pozycjach literaturowych. Z kolei rysunek 1.8 pokazuje zależność pomiędzy dobrocią Q a rozmiarem anten wyrażonym w ka , w odniesieniu do krzywej prezentującej podstawowe ograniczenia dla anten ESA zgodnie z równaniem (1.7) dla anteny o 100% sprawności promieniowania.

Tab. 1.1. PORÓWNANIE ZALEŻNOŚCI „SZEROKOŚĆ PASMA – ROZMIAR”
Z TEORETYCZNYM OGRANICZENIEM DLA ESA NA PRZYKŁADZIE
WYBRANYCH ANTEN

Nazwa anteny	Częstotliwość środkowa	Szerokość pasma ($WFS < 2$)	Promień sfery ograniczającej
Dipol $\lambda/2$ [99]	300 MHz	36 MHz	$a = \lambda/2$
Antena Goubau [54]	300 MHz	75 MHz	$a = 0,166 \lambda$
Antena IFA [44]	923,5 MHz	17 MHz	$a = 3,90 \text{ cm}$
Antena DIFA [44]	917 MHz	30 MHz	$a = 3,9 \text{ cm}$

Aby osiągnąć niewielki rozmiar ważne jest to by punkt na wykresie był położony jak najbliżej krzywej prezentującej podstawowe ograniczenie. W przypadku gdy wybrany punkt leży na wspomnianej krzywej oznacza, iż antena (reprezentowana przez punkt na wykresie) osiągnęła maksymalną szerokość pasma dla swojego rozmiaru. Przykładowe anteny z rysunku 1.8 są reprezentantami różnego rodzaju anten i żadna z nich nie przekracza podstawowego ograniczenia. Dlatego też stwierdza się, iż teoretyczne ograniczenie istnieją i odpowiadają rzeczywistym ograniczeniom. Do takich granic można się zbliżyć w praktyce, a to pociąga za sobą konieczność poszukiwania nowych metod projektowania anten ESA. Biorąc więc pod uwagę powyższe stwierdzenia, kolejny rozdział pracy dotyczyć będzie przeglądu dotychczasowych metod syn-



Rys. 1.8. Porównanie wartości $Q(ka)$ anten z tabeli 1.1 z podstawowym ograniczeniem dla ESA według zależności (2.7)

tezy małych anten, a poprzedzony on zostanie akapitem w którym przytoczona zostanie teoria promieniowania anten.

1.4. Matematyczne podstawy teorii anten

W bieżącym punkcie rozprawy zaprezentowane zostaną matematyczne podstawy teorii anten, a w szczególności zastosowanie potencjałów elektrodynamicznych do wyznaczania pola promieniowania anteny. Rozpatrzono równania rozkładu prądu w antenie oraz omówiono metodę momentów.

Problem wyznaczenia pola promieniowania anteny jest problemem niezwykle złożonym i daje się rozwiązać ściśle tylko w nielicznych przypadkach. W ogólności stosuje się zatem inne uproszczone metody wyznaczania pola anteny. Do tych metod zlicza się zwłaszcza metodę prądową, która opiera się na twierdzeniu, iż pole anteny jest całkowicie wyznaczone poprzez rozkład prądów na powierzchni przewodników tworzących antenę. W tej metodzie analiza pola elektromagnetycznego dokonywana jest z zastosowaniem potencjałów wekto-

rowych, które umożliwiają odwołanie się do źródła promieniowania czyli do płynących prądów.

1.4.1. Opis pola anteny za pomocą potencjałów elektrodynamicznych

Zadanie polegające na rozwiązaniu układu równań Maxwella dla dowolnego rozkładu prądów jest skomplikowane. Dlatego też bardzo powszechną praktyką jest wprowadzenie funkcji wspomagających, za pomocą których da się wyrazić natężenie pola elektrycznego $\mathbf{E}$ oraz pola magnetycznego $\mathbf{H}$.

Najbardziej znanymi funkcjami wspomagającymi w zakresie promieniowania anten jest potencjał wektorowy $\mathbf{A}$ oraz potencjał skalarny ϕ .

Zanim wyznaczone zostanie pole anteny z użyciem potencjału wektorowego i skalarnego należy wykorzystać równania Maxwella w następującej postaci:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.18)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.19)$$

Z zależności (1.19) wynika, że wektor indukcji magnetycznej $\mathbf{B}$ jest polem solenoidalnym, zatem może być wyrażony poprzez rotację odpowiedniej funkcji potencjalnej $\mathbf{A}$, czyli:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}. \quad (1.20)$$

Wykorzystując tą tożsamość, równanie (1.18) przyjmuje formę (1.21):

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\nabla \times \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \Rightarrow \nabla \times \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0. \quad (1.21)$$

Z kolei wykorzystując tożsamość wektorową $\nabla \times \nabla \phi \equiv 0$ można równanie (1.21) zapisać następująco:

$$\left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = -\nabla \phi, \quad (1.22)$$

gdzie ϕ jest skalarną funkcją punktu i zwane jest potencjałem skalarnym.

Następnie przekształcając równanie (1.22) otrzymuje się wyrażenie na pole elektryczne zapisanego za pomocą potencjału wektorowego oraz skalarnego:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \phi. \quad (1.23)$$

Potencjały nie są funkcjami określonymi jednoznacznie i mogą być modyfikowane dowolnie, pod warunkiem iż będą spełniały warunek Lorentza dany równaniem (1.24).

$$\nabla \cdot \mathbf{A} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \phi}{\partial t} = 0, \quad (1.24)$$

gdzie $\mu\varepsilon = \frac{1}{c^2}$.

Wstawiając warunek Lorentza, równania (1.20), (1.23) oraz zależność wektorową $\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla \nabla \cdot \mathbf{A} - \nabla^2 \mathbf{A}$ do pozostałych równań Maxwella (1.25)

$$\begin{aligned} \nabla \cdot \mathbf{E} &= \frac{1}{\varepsilon} \rho, \\ \nabla \times \mathbf{B} &= \mu \mathbf{J} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}, \end{aligned} \quad (1.25)$$

otrzymamy dwa jednorodne wektorowe równania falowe (Helmholtza) typu:

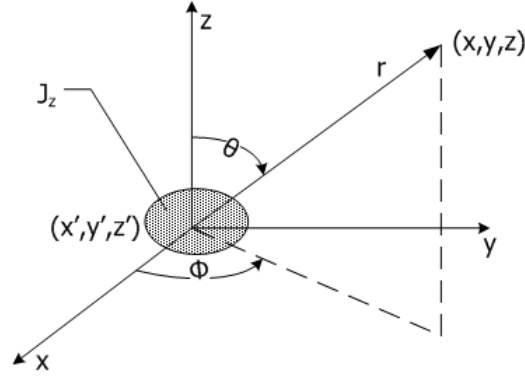
$$\begin{aligned} \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} - \nabla^2 \phi &= \frac{1}{\varepsilon} \rho, \\ \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} - \nabla^2 \mathbf{A} &= \mu \mathbf{J}. \end{aligned} \quad (1.26)$$

Przyjmując dodatkowo, że funkcje $\mathbf{A}$ oraz ϕ są funkcjami czasu typu $e^{j\omega t}$, po wykonaniu różniczkowania po czasie otrzymamy wyrażenia na niejednorodne równania Helmholtza (1.27):

$$\begin{aligned} \nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} &= -\mu \mathbf{J}, \\ \nabla^2 \phi + k^2 \phi &= -\frac{\rho}{\varepsilon}. \end{aligned} \quad (1.27)$$

Otrzymane równanie (1.27) są prostsze niż równania na pole elektryczne i magnetyczne. Co więcej, dodatkowe zależności między $\mathbf{A}$ i ϕ określone w warunku Lorentza spełniają równanie ciągłości wiążące prąd i ładunek.

Chcąc rozwiązać równanie postaci (1.27), a więc określić potencjał wektorowy i skalarny można założyć iż punkt obserwacji (źródło o gęstości prądu J_z), jest umieszczone w początku kartezjańskiego układu współrzędnych, tak jak jest to zilustrowane na rysunku 1.9.



Rys. 1.9. Źródło prądu umieszczone w początku układu współrzędnych [6]

Ponadto, gęstość prądu rozłożona jest wzdłuż osi $0Z$, a co za tym idzie będzie istniała tylko składowa A_z potencjału wektorowego. Zatem równanie falowe postaci (1.27) można zapisać jako

$$\nabla^2 A_z + k^2 A_z = -\mu J_z. \quad (1.28)$$

Natomiast gdy punkt obserwacji będzie znajdował się z dala od źródła to równanie (1.28) zredukuje się do postaci (1.29)

$$\nabla^2 A_z + k^2 A_z = 0. \quad (1.29)$$

Skoro punkt obserwacji znajduje się w odległości r od źródła zatem składowa A_z nie jest funkcją kierunku (θ, ϕ) ; w układzie sferycznym, $A_z = A_z(r)$ gdzie r to odległość radialna. Zatem równanie (1.29) może być zapisane jako:

$$\frac{d^2 A_z(r)}{dr^2} + \frac{2}{r} \frac{dA_z(r)}{dr} + k^2 A_z(r) = 0. \quad (1.30)$$

Równanie różniczkowe (1.30) posiada dwa rozwiązania typu (1.31) i (1.32), co odpowiada fali wychodzącej ze źródła do nieskończoności (1.31) oraz fali przychodzącej z nieskończoności (1.32).

$$A_{z1} = \frac{e^{-jkr}}{r}, \quad (1.31)$$

$$A_{z2} = \frac{e^{jkr}}{r}. \quad (1.32)$$

Dla rozważanego przypadku (punkt obserwacji i źródło znajdują się w po-

czątku układu współrzędnych) przyjmuje się rozwiązanie typu (1.31), które dla $k=0$ upraszcza się do postaci:

$$A_z = \frac{1}{r}. \quad (1.33)$$

Z kolei dla $k = 0$ i $J_z \neq 0$ równanie falowe (1.28) przyjmuje formę:

$$\nabla^2 A_z = -\mu J_z. \quad (1.34)$$

Powyższe równanie jest równaniem Poissona, którego najbardziej znana postać wiąże ze sobą skalarny potencjał elektryczny ϕ oraz gęstość ładunku elektrycznego ρ . To powiązanie dane jest równaniem (1.35):

$$\nabla^2 \phi = -\frac{\rho}{\varepsilon}. \quad (1.35)$$

Rozwiązaniem równania (1.35) jest wyrażenie:

$$\phi = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \iiint_V \frac{\rho}{r} dv', \quad (1.36)$$

gdzie r jest odległością pomiędzy dowolnym punktem obserwacji a gęstością ładunku elektrycznego.

Rozwiązanie równania (1.34) można uzyskać z prawa Biota-Savarta-Laplace'a dla pola magnetycznego przewodnika z prądem, w rezultacie otrzymujemy zależność:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V \frac{J_z}{r} dv'. \quad (1.37)$$

Powyższe równanie jest słuszne gdy $k = 0$, a gdy $k \neq 0$ i A_z jest postaci (1.31) to zależność (1.37) zapisuje się następująco:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V J_z \frac{e^{-jkr}}{r} dv', \quad (1.38)$$

co stanowi rozwiązanie równania falowego typu (1.28).

W ogólności rozwiązanie wektorowego równania falowego zapisuje się w formie:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V \mathbf{J} \frac{e^{-jkr}}{r} dv'. \quad (1.39)$$

Podsumowując całą procedurę wyznaczania pola promieniowania anteny

autorka stwierdza, że jest na pewno złożona oraz wymaga sporej biegłości w obliczaniu. Niemniej jednak można tę procedurę opisać schematem według którego znalezienie pola tworzonego przez zadane źródło prądu o gęstości $\mathbf{J}$ sprowadza się najpierw do odnalezienia potencjału wektorowego $\mathbf{A}$ ze wzoru (1.39), następnie wyznacza się natężenie pola magnetycznego $\mathbf{H}$ z zależności (1.20), a ostatnim krokiem jest wyznaczenie pola elektrycznego $\mathbf{E}$ ze wzoru [99]:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} (\nabla \times \mathbf{H} - \mathbf{J}), \quad (1.40)$$

który jest słuszny gdy źródło prądu znajduje się w początku układu współrzędnych (rys. 1.9), lub

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} (\nabla \times \mathbf{H}), \quad (1.41)$$

gdy punkt obserwacji jest oddalony od źródła ($\mathbf{J} = 0$).

Zaprezentowana powyżej metoda wyznaczania rozkładu pola anteny traktuje antenę jako zagadnienie brzegowe przy założeniu, że rozkład prądu w antenie jest równomierny lub sinusoidalny. Główną zatem wadą tej metody jest ograniczona możliwość jej użycia, ponieważ znajduje ona jedynie zastosowanie do anten o nieskomplikowanych kształtach, gdzie wektorowe równanie falowe łatwo wydzielić.

Inną metodą, która pozwala na odnalezienie rozkładu prądu w antenie bez wcześniejszego założenia formy jego rozkładu jest metoda równań całkowych. Do najbardziej znanych i najczęściej używanych równań całkowych zalicza się równania Pocklingtona i Halléna. Dlatego też w kolejnym punkcie pracy oba równania zostaną zaprezentowane.

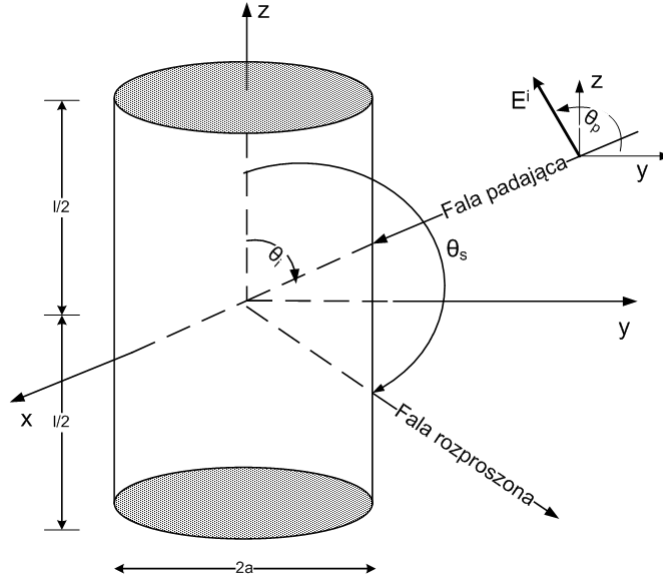
1.4.2. Równania całkowe Pocklingtona i Halléna

W celu wyprowadzenia równania Pocklingtona [6, 90, 99] rozważona zostanie sytuacja przedstawiona na rysunku 1.10.

Antena zostaje oświetlona falą o polu elektrycznym $\mathbf{E}^i(\mathbf{r})$ i tym samym indukuje się prąd, który wytwarza własne pole elektryczne $\mathbf{E}^s(\mathbf{r})$. Zatem całkowite pole elektryczne jest sumą dwóch składowych: pola padającego i rozproszonego, co można zapisać jako równanie [6]:

$$\mathbf{E}^t(\mathbf{r}) = \mathbf{E}^i(\mathbf{r}) + \mathbf{E}^s(\mathbf{r}) \quad (1.42)$$

Gdy punkt obserwacji umieści się na powierzchni idealnie przewodzącej anteny to całkowite pole elektryczne (prostopadłe do powierzchni anteny) za-



Rys. 1.10. Cienkoprzewodowy model anteny cylindrycznej [6]

niknie. Zostaje tym samym zdefiniowany warunek brzegowy, który jest wystarczający aby wyznaczyć rozkład prądu w antenie.

Pole elektryczne emitowane przez antenę zapisać można jako:

$$\mathbf{E}^s(\mathbf{r}) = -j\omega\mathbf{A} - \frac{j}{\omega\mu\epsilon}\nabla^2\mathbf{A} = -\frac{j}{\omega\mu\epsilon}\left[k^2\mathbf{A} + \nabla^2\mathbf{A}\right] \quad (1.43)$$

Jednakże powyższe równanie należy ograniczyć tylko do składowej z ze względu na to, iż punkt obserwacji znajduje się na powierzchni anteny. Zatem zależność (1.43) przyjmuje postać:

$$E_z^s(r) = -\frac{j}{\omega\mu\epsilon}\left(k^2 A_z + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2}\right). \quad (1.44)$$

Skoro $\mathbf{A}$ jest potencjałem wektorowym to zgodnie z równaniem (1.39) można zapisać (w cylindrycznym układzie współrzędnych):

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S J_z \frac{e^{-jkR}}{R} ds' = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \int_0^{2\pi} J_z \frac{e^{-jkR}}{R} a d\phi' dz'. \quad (1.45)$$

Jeżeli antena jest rozpatrywana jako „cienki drut” ($d \ll \lambda$) to gęstość prądu J_z nie jest funkcją kąta azymutu ϕ przez co można zapisać:

$$J_z = \frac{1}{2\pi} I_z(z'), \quad (1.46)$$

gdzie z' jest przyjmowany jako prąd źródła w punkcie odległym o promień anteny a od osi OZ . Dlatego równanie (1.45) upraszcza się do postaci:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \left[\frac{1}{2\pi a} \int_0^{2\pi} I_z(z') \frac{e^{-jkR}}{R} a d\phi' \right] dz', \quad (1.47)$$

gdzie R jest odległością od rozpatrywanego punktu do punktu obserwacji:

$$R = \sqrt{(\rho^2 + a^2 - 2\rho a \cos(\phi - \phi'))^2 + (z - z')^2},$$

a ρ to odległość radialna do punktu obserwacji, a to promień anteny.

Ze względu na to, iż antena jest symetryczna punkt obserwacji nie będzie funkcją kąta ϕ zatem można przyjąć $\phi = 0$ oraz przyjmując, że punkt obserwacji leży na powierzchni anteny wzór (1.47) ulega modyfikacji do postaci (1.48).

$$A_z(\rho = a) = \mu \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} I_z(z') \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} d\phi' \right) dz' = \mu \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} I_z(z') G(z, z') dz, \quad (1.48)$$

a R będzie dane jako $R(\rho = a) = \sqrt{4a^2 \sin^2\left(\frac{\phi'}{2}\right) + (z - z')^2}$.

Uwzględniając powyższe równanie (1.48) oraz to, że punkt obserwacji leży na powierzchni anteny, składowa z pola emitowanego (rozpraszanego) da się zapisać jako:

$$E_z^s(\rho = a) = \frac{-j}{\omega\epsilon} \left(k^2 + \frac{d^2}{dz^2} \right) \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} I_z(z') G(z, z') dz. \quad (1.49)$$

Pamiętając, że na powierzchni anteny wypadkowe pole elektryczne jest równe sumie pola indukowanego i rozpraszanego(emitowanego), a suma ta wynosi zero to można zapisać, iż:

$$E_z^s(\rho = a) = -E_z^i(\rho = a). \quad (1.50)$$

Zamieniając w zależności (1.49) kolejność różniczkowania i całkowania oraz dodając wzór (1.50) otrzymamy równanie typu:

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} I_z(z') \left[\left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \right) G(z, z') \right] dz' = -j\omega\epsilon E_z^i(\rho = a). \quad (1.51)$$

Jest to całkowite równanie Pocklingtona opisujące rozkład prądu w antenie.

Kolejnym równaniem, które przedstawione zostanie poniżej jest równanie Halléna. W celu jego wyprowadzenia rozważana ponownie będzie sytuacja przedstawiona na rys 1.10.

Przy założeniu, że długość anteny cylindrycznej jest dużo większa niż jej promień ($l \gg a$), a promień z kolei jest dużo mniejszy niż długość fali radiowej ($a \ll \lambda$), można zdefiniować warunek brzegowy. Zgodnie z tym warunkiem pole elektrycznego $\mathbf{E}$ jest prostopadłe do powierzchni anteny o doskonałej przewodności zanika a tym samym zanika prąd na końcach anteny czyli $I_z(z' = \pm \frac{l}{2}) = 0$. Skoro prąd płynie tylko po powierzchni anteny i jest usytuowany wzdłuż osi OZ to zgodnie z (1.28) i (1.39) potencjał wektorowy $\mathbf{A} = \hat{a}_z A_z(z')$ będzie zależał tylko od z' (ponieważ przyjęto założenie, że promień anteny jest mały). Zatem całkowite pole elektryczne da się zapisać jako:

$$E_z^t = \frac{-j}{\omega\mu\epsilon} \left[\frac{d^2 A_z}{dz'^2} + \omega^2 \mu\epsilon A_z \right]. \quad (1.52)$$

Natomiast przy uwzględnieniu, że pole E_z^t prostopadłe do powierzchni anteny zanika na powierzchni cylindra, (1.52) redukuje się do postaci:

$$\frac{d^2 A_z}{dz'^2} + k^2 A_z = 0. \quad (1.53)$$

Wiedząc, że gęstość prądu płynącego po powierzchni cylindra jest symetryczna to i potencjał wektorowy A_z będzie symetryczny. Zatem rozwiązanie równania (1.53) da się zapisać jako [6]:

$$A_z(z) = -j\sqrt{\mu\epsilon} [B_1 \cos(kz) + C_1 \sin(k|z|)], \quad (1.54)$$

gdzie B_1, C_1 to stałe. Wartość stałej B_1 otrzymuje się z przyjętego warunku brzegowego, a stała $C_1 = \frac{V_i}{2}$ pod warunkiem, że do zacisków anteny dołączone zostanie napięcie V_i .

Dla prądu zmiennego w czasie potencjał wektorowy zapisuje się równa-

niem (1.38), a przy uwzględnieniu omawianego przypadku (rys.1.10) wstawiając równanie (1.54) do (1.38) uzyskamy

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} I_z(z') \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dz' = -j\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} [B_1 \cos(kz) + C_1 \sin(k|z|)]. \quad (1.55)$$

Równanie (1.55) jest równaniem całkowym Halléna, opisującym rozkład prądu w doskonale przewodzącej antenie.

Podsumowując rozważania dotyczące opisu rozkładu prądu w antenie za pomocą równania Pocklingtona i Halléna można stwierdzić iż rozwiązanie obu typu równań nastęrcza wielu trudności i jest żmudnym procesem, który niejednokrotnie kończy się niepowodzeniem. Na całe szczęście ogromny rozwój informatyki pozwolił na opracowanie szeregu metod, które używane są do numerycznego rozwiązania wspomnianych równań.

Jedną z najpopularniejszych metod numerycznych jest metoda momentów, która zostanie przybliżona w kolejnym punkcie pracy.

1.4.3. Metoda Momentów

Metoda momentów (MoM - Methods of Moment) należy do najszerzej stosowanych metod numerycznego obliczania całek. W dziedzinie anten metoda ta została wprowadzona do powszechnego użycia w roku 1960. Od tamtej pory jest jedną z najchętniej stosowanych metod [5, 59, 60, 88, 91].

Generalnie MoM jest procedurą, która równania całkowe są zapisywane w formie liniowego układu równań z jedna niewiadomą. Następnie układ równań transformowany jest do postaci równań macierzowych, które są już proste do rozwiązania.

MoM w odniesienie do problemu wyznaczania rozkładu prądu w antenie pozwala na zapisanie równania Pocklingtona bądź Halléna w formie [6, 76]:

$$\mathcal{F}(g) = h, \quad (1.56)$$

gdzie $\mathcal{F}$ jest znanym liniowym operatorem, h znaną funkcją pobudzenia, a g jest funkcja odpowiedzi.

Dla (1.56) $\mathcal{F}$ jest operatorem różniczkowo-całkowym gdy dla (1.55) stanowi operator całkowy. Zatem celem jest określenie funkcji odpowiedzi g przy zadanych $\mathcal{F}$ i h .

W MoM funkcję odpowiedzi przybliża się sumą pewnej liczby składników

o znanej postaci lecz nieznanymi współczynnikami, co można zapisać w następujący sposób:

$$g(z') \simeq a_1 g_1(z') + a_2 g_2(z') + \dots + a_N g_N(z') = \sum_{n=1}^N a_n g_n(z'), \quad (1.57)$$

gdzie każdy współczynnik a_n jest nieznaną stałą, a każdy składnik $g_n(z')$ jest tzw. funkcją bazową, której dziedzina jest identyczna z dziedziną $g(z')$. Funkcję tę dobiera się tak, by zminimalizować nakład obliczeniowy [76, 86, 92].

Podstawiając (1.57) do (1.56) otrzymuje się:

$$\sum_{n=1}^N a_n \mathcal{F}(g_n) = h. \quad (1.58)$$

Po dokonaniu wyboru odpowiedniej funkcji bazowej należy obliczyć współczynnik a_n poprzez rozwinięcie sumy w równaniu (1.58). Rozwinięcie to prowadzi do uzyskania pojedynczego równania z N niewiadomymi, które chcąc odnaleźć trzeba ułożyć układ N równań np. poprzez zdefiniowanie warunku brzegowego. Prowadzi to do uzyskania równania w formie:

$$\sum_{n=1}^N I_n \mathcal{F}(g_n) = h_m, \quad m = 1, 2, \dots, N. \quad (1.59)$$

Zapisując równanie (1.59) w formie macierzowej otrzymamy:

$$[Z_{mn}] [I_n] = [V_m], \quad (1.60)$$

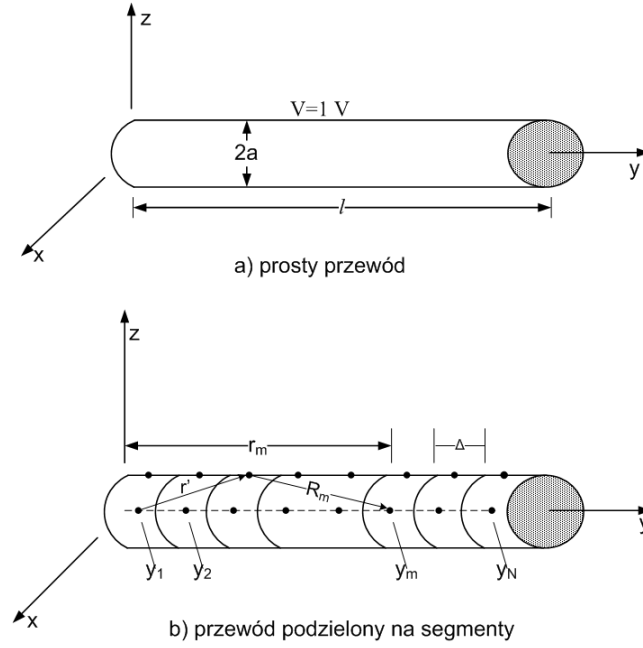
gdzie

$$\begin{aligned} Z_{mn} &= \mathcal{F}(g_n), \\ I_n &= a_n, \\ V_m &= h_m. \end{aligned}$$

Nieznane wartości współczynników a_n wyznacza się po przekształceniu (1.60) do postaci:

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m]. \quad (1.61)$$

Po krótkim przedstawieniu zasady działania MoM zaprezentowany zostanie przykład wyznaczenia rozkładu ładunku elektrycznego w prostej antenie cylindrycznej, przy zadanym potencjale równym 1 V.



Rys. 1.11. Prosty przewód i jego podział na segmenty [6]

Zgodnie z rysunkiem 1.11a do prostego odcinka przewodu o długości l i promieniu a , przyłożono znormalizowany potencjał o stałej wartości 1 V , który w ogólności da się zapisać zależnością:

$$V(r) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_l \frac{\rho(r')}{R} dl', \quad (1.62)$$

gdzie współrzędne punktu $r(x, y, z)$ odnoszą się do punktu obserwacji, współrzędne punktu $r'(x', y', z')$ odpowiadają położeniu punktu przynależnego do źródła anteny. Z kolei R jest odległością pomiędzy punktem związanym ze źródłem a dowolnym punktem obserwacji:

$$R(r, r') = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2}.$$

Ponadto zakłada się, iż przy zadanej wartości potencjału należy określić rozkład ładunku $\rho(r')$. W tym celu wybiera się punkt obserwacji, który usytuowany jest wzdłuż osi przewodu ($x=z=0$), a wtedy równanie (1.62) zapisuje się jako:

$$V(r) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_0^l \frac{\rho(y')}{R(y, y')} dy', \quad 0 \leq y \leq l, \quad (1.63)$$

gdzie

$$R(y, y') = R(r, r') = \sqrt{(y - y')^2 + a^2}.$$

Zgodnie z procedurą MoM poszukiwany rozkład ładunku $\rho(y')$ przybliża się sumą (1.57), co zapisuje się w postaci:

$$\rho(y') = \sum_{n=1}^N a_n g_n(y'). \quad (1.64)$$

Następnie dokonując podstawienie (1.64) do (1.63) otrzymujemy:

$$4\pi\varepsilon_0 = \int_0^l \frac{1}{R(y, y')} \sum_{n=1}^N a_n g_n(y') dy', \quad (1.65)$$

a zamieniając kolejność operacji całkowania i sumowania otrzymujemy:

$$4\pi\varepsilon_0 = \sum_{n=1}^N a_n \int_0^l \frac{g_n(y')}{\sqrt{(y - y')^2 + a^2}} dy'. \quad (1.66)$$

W kolejnym kroku dzieli się przewód na N segmentów o długości $\Delta = l/N$ każdy, tak jak jest to pokazane na rysunku 1.11b.

Mając podzielony przewód na segmenty wybiera się odpowiednią funkcję bazową, która w tym przypadku będzie dana następującą zależnością:

$$g_n(y') = \begin{cases} 0 & \text{dla } y' < (n-1)\Delta \\ 1 & \text{dla } (n-1)\Delta \leq y' \leq n\Delta \\ 0 & \text{dla } n\Delta < y' \end{cases} \quad (1.67)$$

Po zdefiniowaniu postaci funkcji bazowej wybiera się konkretny punkt obserwacji $O(x_m, y_m, z_m)$ i wstawiając funkcję (1.67) do (1.66) otrzymujemy:

$$\begin{aligned} 4\pi\varepsilon_0 = & a_1 \int_0^\Delta \frac{g_1(y')}{R(y_m, y')} dy' + a_2 \int_0^{2\Delta} \frac{g_2(y')}{R(y_m, y')} dy' + \dots \\ & + a_n \int_{(n-1)\Delta}^{n\Delta} \frac{g_n(y')}{R(y_m, y')} dy' + \dots + a_N \int_{(N-1)\Delta}^l \frac{g_N(y')}{R(y_m, y')} dy'. \end{aligned} \quad (1.68)$$

Powyższe równanie zawiera N niewiadomych, które chcąc odnaleźć należy zbudować układ N równań. Układ ten uzyska się gdy wybierzemy nie jeden ale dokładnie N punktów obserwacji i wtedy równanie (1.68) skróci się do formy:

$$\begin{aligned}
4\pi\varepsilon_0 &= a_1 \int_0^\Delta \frac{g_1(y')}{R(y_m, y')} dy' + \dots + a_N \int_{(N-1)\Delta}^l \frac{g_N(y')}{R(y_1, y')} dy' \\
&\vdots \\
4\pi\varepsilon_0 &= a_1 \int_0^\Delta \frac{g_1(y')}{R(y_N, y')} dy' + \dots + a_N \int_{(N-1)\Delta}^l \frac{g_N(y')}{R(y_N, y')} dy',
\end{aligned} \tag{1.69}$$

co w zapisie macierzowym daje sprowadza się do zależności (1.60), w której:

$$\begin{aligned}
[Z_{mn}] &= \int_0^l \frac{g_n(y')}{\sqrt{(y_m - y')^2 + a^2}} dy' = \int_{(n-1)\Delta}^{n\Delta} \frac{1}{\sqrt{(y_m - y')^2 + a^2}} dy', \\
[I_n] &= [a_n], \\
[V_m] &= [4\pi\varepsilon_0].
\end{aligned} \tag{1.70}$$

Nieznane wartości współczynników a_n wyznacza się po przekształceniu (1.70) do postaci:

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \tag{1.71}$$

Z kolei równanie (1.71) da się łatwo rozwiązać za pomocą programów komputerowych jak choćby środowisko Matlab czy Mathcad.

Zaprezentowany powyżej przykład wyznaczania rozkładu ładunku należy do jednego z najprostszych przypadków w których znalazła zastosowanie MoM.

W analogiczny sposób można śmiało rozwiązywać numerycznie równania Pocklingtona czy Halléna, opisujące struktury wieloprzewodowe, co zostało wykorzystane w programie NEC [20].

Warto jeszcze w tym momencie wspomnieć iż odmianami metody momentów są metoda najmniejszych kwadratów i metoda Galerkina.

Jak wynika z przedstawionych rozważań uzyskanie odpowiedniej konfiguracji pola promieniowania anteny jest zadaniem trudnym i zdaniem autorki najlepszą metodą pozwalającą na wykorzystanie metod modelowania dla potrzeb projektowania anten jest MoM. Z tego względu metoda ta będzie szeroko wykorzystywana przy rozwiązywaniu problemów w kolejnych rozdziałach.

Przegląd technik realizacji anten ESA

W niniejszym rozdziale zaprezentowany zostanie przegląd technik realizacji anten ESA. Techniki te polegają na zastosowaniu określonych sposobów miniaturyzacji, dzięki którym ulegają zmniejszeniu wymiary fizyczne anteny. Uzyskuje się tym samym tak zwane anteny zwarte (kompaktowe), czyli posiadające niewielkie rozmiary.

Niestety, wraz z „kurczeniem” się anten pogorszeniu ulegają ich parametry polowe, takie jak pasmo pracy, zysk energetyczny czy też sprawność [103], [23, 28, 29, 30, 31, 35, 36, 37, 56, 57, 58, 81, 82, 83]. Dlatego też w większości przypadków projektowanie małych anten sprowadza się do znalezienia kompromisu pomiędzy wymiarami anteny a jej parametrami użytkowymi. Kompromis ten jest zwykle osiągany, gdy większość skojarzonej z anteną objętości uczestniczy w promieniowaniu.

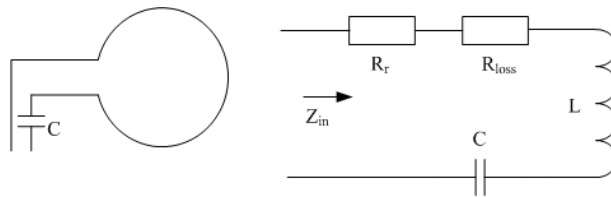
Do najpopularniejszych technik miniaturyzacji należy zaliczyć obciążanie anteny w różnymi elementami skupionymi, stosowanie materiałów o właściwościach dielektrycznych lub przewodzących, ekranowanie anten, zwieranie części anteny z podłożem, dobieranie odpowiedniego otoczenia anteny w celu zwiększenia promieniowania, modyfikowanie kształtu anteny, a przede wszystkim poszukiwanie nowych kształtów anten, także przy użyciu algorytmów genetycznych [1]–[4],[8]–[18],[21, 22], [32, 34, 38, 45],[61]–[63],[65, 75, 77, 84, 89],[93]–[97],[100].

Wszystkie wymienione powyżej techniki będą omówione pokrótce w poniższych podrozdziałach.

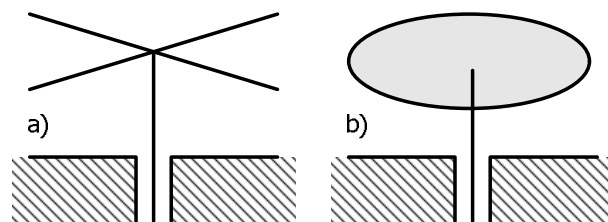
2.1. Obciążanie anteny elementami skupionymi

Jest to najprostszy i prawie najszybszy sposób aby uzyskać antenę mniejszą od jej nieobciążonego rozmiaru rezonansowego. Cel ten osiąga się poprzez wykorzystanie faktu, iż anteny mniejsze niż półfalowe mają wysoką reaktancję (indukcyjną lub pojemnościową), którą kompensuje się poprzez dodanie odpowiedniego obciążenia. Rysunek 2.1 pokazuje przykład małej anteny pętlowej (o wysokiej reaktancji indukcyjnej) obciążonej pojemnością. Niestety dołączanie takiego typu obciążenia do anteny powoduje wzrost dobroci Q [34], przez co pasmo anteny jest węższe. Dodatkowo sprawność takiej anteny zmniejszy się znacząco, gdy element obciążający będzie wносił straty.

Obciążenie anteny może być realizowane również poprzez dołączanie do niej elementów przewodzących, a niektóre dobrze znane przykłady na tego typu rozwiązanie pokazane są na rysunku 2.2.



Rys. 2.1. Antena pętlowa obciążona pojemnością wraz z obwodem zastępczym [94]



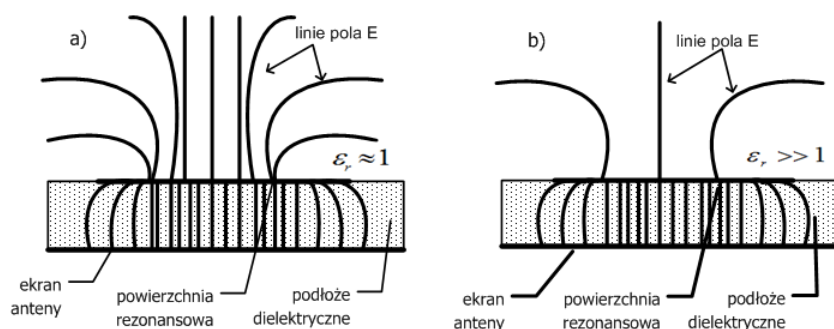
Rys. 2.2. Anteny obciążone od góry: a) czterema elementami przewodzącymi, b) powierzchnią o charakterze pojemnościowym [94, 96, 97]

Anteny z rysunku 2.2 zostały obciążone od góry przewodnikami o różnym kształcie. Celem tego jest zredukowanie wysokości obu anten, a przez to wymuszenie zmiany ich wymiarów elektrycznych, które ulegają modyfikacji ponieważ zmienia się rozkład prądu płynącego przez anteny.

2.2. Wykorzystanie materiałów o różnych własnościach elektrycznych i magnetycznych jako obciążenia anteny

Pomniejszanie rozmiarów anteny może być osiągnięte poprzez modyfikację właściwości magnetycznych bądź elektrycznych materiałów otaczających antenę. Najprostszym przykładem tutaj będzie skracanie długości monopola ćwierćfalowego poprzez osadzenie go w materiale o dużej względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r , efektem czego będzie skrócenie wypromieniowanej fali elektromagnetycznej. Oczywiście efekt skrócenia monopola będzie zależał od wartości przenikalności elektrycznej.

Niestety, kosztem użycia powyższej metody będzie zwężenie pasma anteny nawet gdy tego typu obciążenie nie będzie wносиło strat.



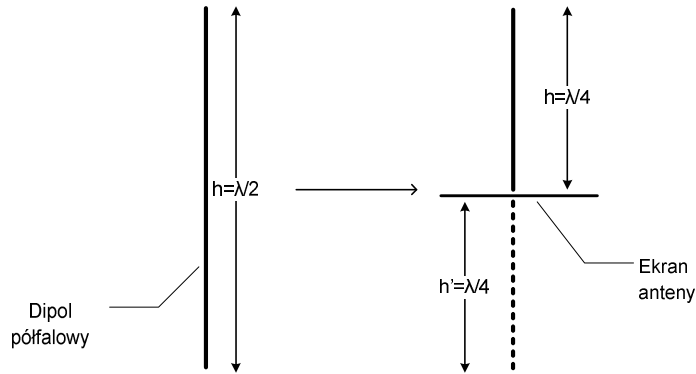
Rys. 2.3. Efekt zastosowania podłoża o względnej przenikalności elektrycznej równej a) $\epsilon_r \approx 1$ i b) $\epsilon_r \gg 1$

Dzieje się tak ze względu na dużą koncentrację pola elektrycznego w regionach o wysokiej przenikalności elektrycznej, a przez to propagacja promieniowanej fali jest utrudniona. Wizualizacja tego zjawiska zaprezentowana została na rysunku 2.3, na przykładzie użycia podłoża dielektrycznego o różnych wartościach ϵ_r w antenie mikropaskowej.

2.3. Ekranowanie anten i zwieranie z podłożem

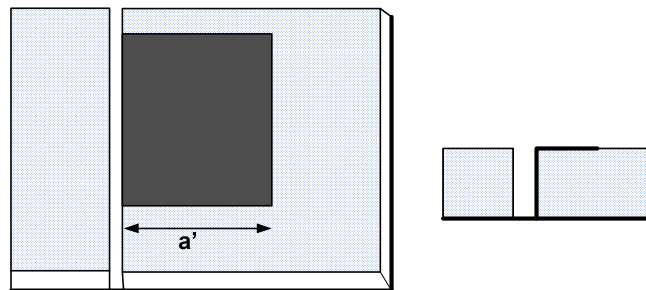
Inną techniką pozwalającą na redukcję rozmiarów anteny jest jej umieszczenie nad płaszczyznami przewodzącymi, zwanymi ekranami. Ekran ten odgrywa tutaj rolę luster, które zgodnie z teorią odbić zwierciadlanych stworzą wirtualny obraz anteny i tym samym zapewnią uzyskanie odpowiedniej długości rezonansowej.

Ta technika miniaturyzacji ma między innymi zastosowanie w „skraccaniu” dipola półfalowego poprzez umieszczenie jego ramienia nad ekranem. Zostało to zaprezentowane na rysunku 2.4.



Rys. 2.4. „Skracanie” dipola półfalowego poprzez użycie ekranu

Kolejnym sposobem na stworzenie anteny kompaktowej jest zwieranie części anteny z podłożem, tak jak jest to w przypadku zilustrowanym na rysunku 2.5. W przedstawianej antenie szerokość ($a' = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_e}}$) mikropaskowej łatki została zredukowana poprzez umieszczenie w połowie jej szerokości paska zwartego z ekranem. Pasek ten odgrywa tutaj rolę lustra umiejscowionego pośrodku anteny.

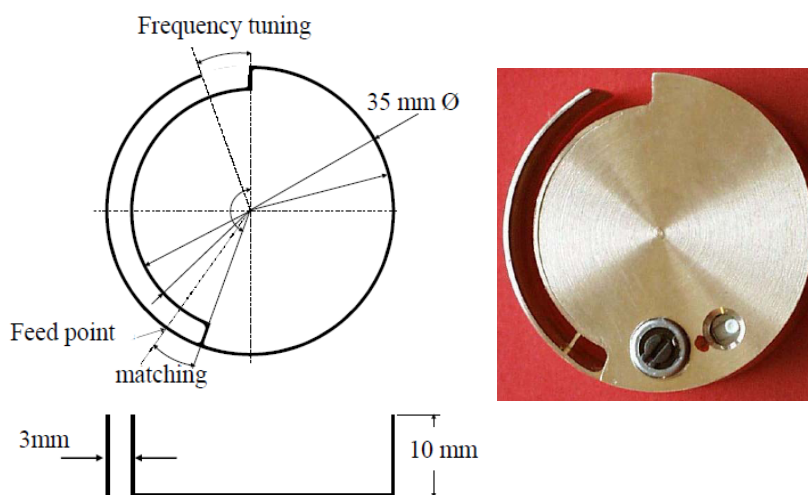


Rys. 2.5. Antena mikropaskowa o szerokości a' , zwarta z podłożem [94]

2.4. Dobór odpowiedniego otoczenia anteny

Tworzenie elektrycznie małych anten liniowych jest często próbą połączenia niewielkich rozmiarów anteny z zachowaniem korzystnych wartości parametrów anteny. Bardzo korzystną metodą wydaje się tutaj wykorzystanie otoczenia anteny w celu zwiększenia promieniowania (na przykład osadzając antenę w obudowie). W skrajnych przypadkach, sama obudowa będzie promieniowała

większość energii, a antena będzie pełniła jedynie funkcję rezonatora zapewniającego odpowiednią częstotliwość roboczą. Do takiego skrajnego przypadku zaliczyć można zintegrowaną antenę typu „odwrócone L” (SMILA - smart monobloc integrated-L antenna). Model takiej anteny prezentowany jest na rysunku 2.6.



Rys. 2.6. SMILA - zintegrowana antena typu „odwrócone L” [94]

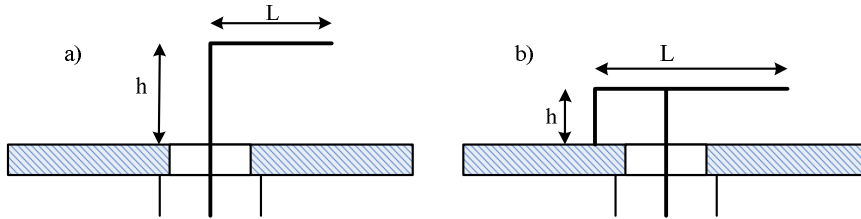
SMILA [94, 95] wywodzi się z badań nad płaską zintegrowaną anteną typu „odwrócone F” [39, 100] (PIFA - planar inverted-L antenna). Jest ona mocowana na wąskiej ścianie okrągłej obudowy. W celu dopasowania anteny do obudowy, jej kształt uległ wydłużeniu i zwężeniu. Ponadto została ona odpowiednio wygięta oraz zamontowana we wnęce obudowy tak, aby stanowiła jej jednolity fragment. W praktycznych rozwiązaniach, SMILA jest produkowana bezpośrednio jako część obudowy.

Częstotliwość rezonansową anteny można łatwo osiągnąć poprzez wydłużenie sektora promieniującego. Z kolei dopasowanie impedancyjne zależy tylko od położenia punktów zasilania. Antena jest wykonana z relatywnie cienkiego metalu i brak jest dielektryka. Straty takiej anteny są niewielkie.

Zmierzony zysk energetyczny przy częstotliwości roboczej 1,85 GHz (dla prototypu o promieniu wynoszącym 35 mm i przy grubości równej 10 mm) wyniósł 0,5 dBi (o 1 dB więcej niż najlepiej wykonana antena drukowana o tych samych wymiarach) [94].

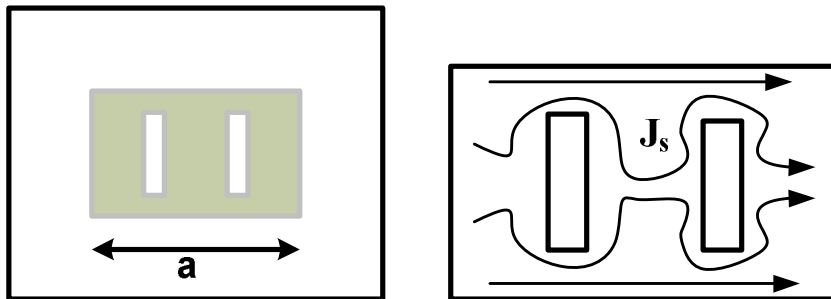
2.5. Modyfikacja geometrii i kształtu anteny

Kolejną koncepcją pozyskiwania małych anten jest modyfikowanie ich podstawowego kształtu. Znakomitym przedstawicielem tej techniki jest ogólnie znana antena typu „odwrócone L”, której kształt nadano poprzez zwykłe zagięcie monopola (rysunek 2.7). Dodanie do tej anteny elementu zwartego z podłożem prowadzi do uzyskania innego popularnego kształtu zwanego anteną typu „odwrócone F” (również przedstawianego na rysunku 2.7).



Rys. 2.7. Antena typu: a) „odwrócone L” oraz b) „odwrócone F” o rozmiarze $h + L \approx \frac{\lambda}{4}$

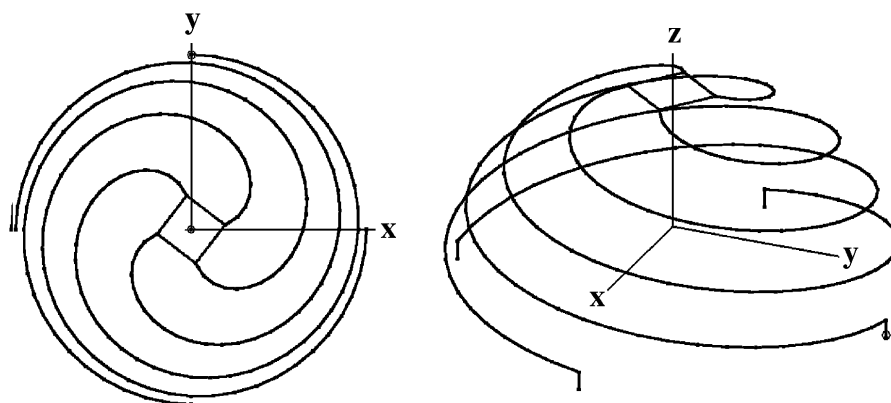
W przypadku zmiany geometrii anteny, mającym na celu zmniejszenie jej rozmiarów, znanym sposobem jest tworzenie szczelin w antenie mikropaskowej zaprezentowanej na rysunku 2.8.



Rys. 2.8. Antena mikropaskowa o szerokości $a < \lambda/2$ z dwoma szczelinami [4, 94]

Antena ta składa się z łatki mikropaskowej, której rozmiar został zmieniony po dodaniu do niej dwóch szczelin. Zmusiło to prąd powierzchniowy (J_s) płynący przez antenę do przepływu krętą drogą. Efektem tego jest większa koncentracja prądu w antenie, przez co, niestety, powiększają się straty przewodnościowe i obniżeniu ulega wartość zysku energetycznego. Chcąc zniwelować ten niekorzystny wpływ na zachowanie się anteny ciekawym pomysłem jest próba połączenia wybranych metod miniaturyzacji do zmiany kształtu wybranej anteny. Efektem tego może być np. wzrost sprawności anteny, poszerzenie

pasma przenoszenia czy też dopasowanie impedancyjne anteny bez użycia odrębnych układów dopasowujących. Przykładem na zastosowanie tej koncepcji jest przestrzenna antena spiralna opisana w pracy S. Besta [8], a jej model jest prezentowana na rysunku 2.9.



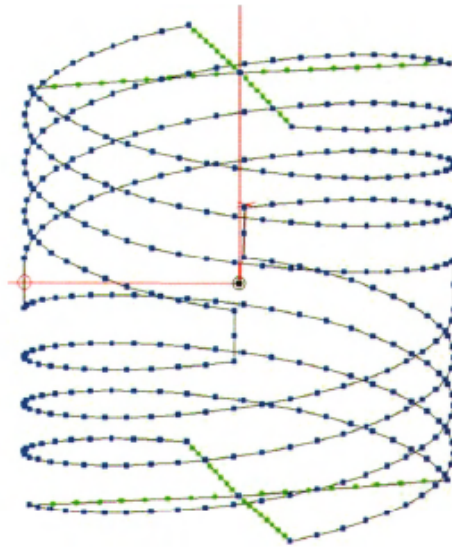
Rys. 2.9. Przestrzenna antena spiralna [8]

Pomysł takiego radiatora powstał jako chęć stworzenia anteny, która poprzez efektywne wypełnienie zajmowanej przestrzeni miałaby niską wartość dobroci oraz osiągała stan rezonansu przy jak najniższej częstotliwości.

Docelowy kształt anteny uzyskano w sposób iteracyjny, począwszy od zwiniania pojedynczego odcinka przewodu do którego dołączano kolejne zwiniete odcinki. Wszystkie odcinki anteny zostały „nawinięte” na powierzchni wyimaginowanej sfery otaczającej antenę.

W trakcie procesu symulacji zauważono również, iż dodawanie nowych odcinków przewodu przekłada się na znaczną poprawę parametrów anteny w porównaniu z wersją jednoramienną. Ostatecznie antena składa się zatem z czterech odrębnych, spiralnie zwiniełych ramion. Częstotliwość rezonansowa wynosi 301 MHz, a zmierzony zysk energetyczny jest o 0,4 razy większy niż zwykłego monopola.

Dodatkowym atutem spiralnego kształtu jest możliwość jego „upakowania” w każdej objętości np. sfery, sześcianu, cylindra itp., co zostało wykorzystane i opisane szerzej w pracach Besta [8]–[18]. Przykładem będzie tutaj cztero-ramienna antena spiralna otoczona cylindryczną objętością. Częstotliwość rezonansowa tej anteny wynosi 301MHz, a dobroć jest 2,5 razy większa niż jej wartość minimalna ($Q=21,35$). Model tej anteny prezentowany jest na rysunku 2.10.



Rys. 2.10. Czteroramienna antena cylindryczna [18]

Przedstawiona antena (rys. 2.10) zaprojektowana została bazując na przestrzennej antenie spiralnej, z tym wyjątkiem iż jej poszczególne ramiona nawinięto na zewnątrz powierzchni wymaganego cylindra.

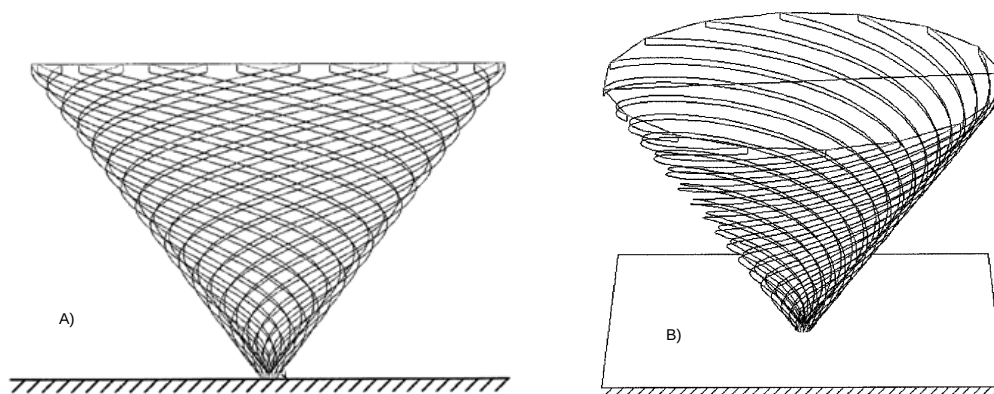
Innym przykładem na połączenie kilku metod miniaturyzacji jest projekt zwiniętej anteny stożkowej opisanej w pracach [32, 89].

Anteną bazową, której kształt uległ zmianie była antena stożkowa. Skonstruowano ją poprzez związanie szesnastu prostych przewodów jednocześnie skręcanych w kształt stożka (patrz rysunek 2.11). Przewody te zostały ograniczone od szczytu i od podstawy stożka pierścieniem, a odległość pomiędzy nimi była jednakowa. Antena umieszczona jest nad powierzchnią wykonaną ze sklejki pokrytej mosiężną powłoką.

Antena ta jest przeznaczona do pracy na częstotliwości 110 MHz, a zmierzona częstotliwość rezonansowa wyniosła 108 MHz. Zysk energetyczny tej anteny wyniósł 4,7 dBi, włączając w to straty wynikłe z niedopasowania impedancyjnego.

Wybór stożka jako zamierzonego kształtu nie był przypadkowy, ponieważ anteny stożkowe są z natury szerokopasmowe [93], a zwinięta wersja takiej anteny nie tylko utrzymuje rozsądną wartość rezystancji promieniowania ale również skróceniu uległ jej rozmiar elektryczny.

Podsumowując, zaprezentowana w tym podrozdziale metoda modyfikowa-



Rys. 2.11. Zwinięta antena stożkowa; a) widok z boku, b) widok ukośny [32]

nia kształtu anteny jest dobrym rozwiązaniem w tworzeniu anten ESA, a korzyści płynące z jej zastosowania (większa sprawność anteny, szersze pasmo przenoszenia) są niezwykle istotne dla procesu projektowania i konstruowania małych anten pracujących w systemach łączności.

2.6. Zastosowanie algorytmów genetycznych w projektowaniu anten ESA

W dotychczasowych podrozdziałach mowa była o różnorodnych możliwościach tworzenia małych anten. Anteny te ponadto charakteryzowały się nieskomplikowanym kształtem, który z góry był znany oraz zapewniał akceptowalne parametry użytkowe. Co więcej, jeśli dana konfiguracja anteny sprawdzała się, to bardzo często była ona wykorzystywana jako struktura bazowa, której parametry modyfikowano poprzez korektę jej kształtu. Miało to zapewnić polepszenie własności anteny. Jeśli efekty tego procesu nie były zadowalające, projektant rozpoczynał pracę od początku, przy czym jego głównymi narzędziami pracy były intuicja, doświadczenie zawodowe oraz oprogramowanie symulacyjne. Prowadziło to, co prawda, do powstawania szeregu rozmaitych konfiguracji anten, ale zabierało mnóstwo czasu i przede wszystkim nie gwarantowało osiągnięcia sukcesu.

Jako swoiste remedium na czasochłonność i inne wady opisywanych metod okazało się użycie niekonwencjonalnego sposobu w postaci połączenia działania algorytmu genetycznego (AG) [38, 45, 61, 62, 63, 75] i dedykowanego systemu

symulacji komputerowej. Dzięki temu możliwe stało się tworzenie anten na drodze dedukcji, tzn. najpierw ustala się jakimi cechami (parametrami) ma się charakteryzować antena, a następnie AG przeprowadza proces syntezy, bez założenia docelowego kształtu anteny.

Korzyści płynące z takiego podejścia są liczne, choćby np. nieskończona przestrzeń możliwych konfiguracji anten oraz duża sprawność działania algorytmu genetycznego.

Algorytmy genetyczne zostały rozwinięte przez J. Hollanda i jego współpracowników z Uniwersytetu Michigan. Celem pracy Hollanda było opisanie i wyjaśnienie w sposób ścisły istoty procesów adaptacyjnych występujących w przyrodzie oraz stworzenie oprogramowania, które odtwarzałoby podstawowe mechanizmy rządzące systemami biologicznymi. W trakcie realizacji badań okazało się, iż algorytmy genetyczne świetnie się adaptują w różnych środowiskach i potrafią być niezwykle efektywne. Co więcej, algorytmy genetyczne są wolne od zasadniczych ograniczeń nakładanych na przestrzeń poszukiwań (takie jak ciągłość czy istnienie pochodnych funkcji celu). Te właśnie cechy algorytmów genetycznych sprawiły, że znalazły one zastosowanie w tak wielu dziedzinach techniki, a zwłaszcza w procesach optymalizacji i sterowania. Ponadto dowiedziono teoretycznie i empirycznie, że algorytmy genetyczne są znakomitą metodą poszukiwania w skomplikowanych przestrzeniach [45, 62, 84].

Algorytm genetyczny opiera swe działanie na mechanizmach doboru naturalnego oraz dziedziczności, przez co stanowi wydajną metodę poszukiwania osobników o określonych cechach w danej populacji. Innymi słowy, przeżyje ten kto jest najlepiej przystosowany do danego otoczenia, czyli posiada określone cechy.

W dziedzinie projektowania anten jako populację (pokolenie) należy rozumieć zbiór struktur antenowych o określonej liczebności. Każda antena z takiego zbioru jest pojedynczym osobnikiem, którego cechy zapisane są w chromosomie. Każda z kolei cecha to gen, w którym jest zakodowany określony parametr anteny. Zatem dowolną antenę da się opisać zestawem genów, które w rezultacie tworzą chromosom.

AG rozpoczyna swe działanie od wytworzenia tzw. pokolenia pierwotnego anten. Kolejny krokiem jest sprawdzenie przystosowania tego pokolenia poprzez obliczenie wartości pewnej funkcji, zwanej funkcją celu, przykładem której może być np. współczynnik fali stojącej (WFS) czy zysk energetyczny. Zatem wartości funkcji celu są miarą mówiącą o stopniu spełnienia przez antenę wymogów (ograniczeń) sformułowanych na początku procesu syntezy.

Po określeniu i zapamiętaniu wartości funkcji celu każdej z anten, do dalszej pracy AG wybiera tylko najlepiej przystosowane osobniki (zwane dalej „rodzicami”) i z nich tworzone jest kolejne pokolenie.

Nowa populacja, zwana oczywiście „potomstwem”, powstaje w procesie reprodukcji rodziców poprzez skrzyżowanie dowolnie wybranych fragmentów chromosomów pochodzących przeważnie od dwójki „rodziców”. Następnie zachodzi proces oceny nowej populacji pod kątem przystosowania, a najlepsze osobniki stają się „rodzicami” i cała procedura tworzenia nowego pokolenia zaczyna się od nowa.

Oprócz procesu krzyżowania, pojawia się co jakiś czas proces mutacji. Zachodzi ona niezwykle rzadko i polega na zamianie wartości dowolnego genu na inną wartość. Pozwala to algorytmowi genetycznemu na szukanie rozwiązania poza bieżącą pulą genów.

Algorytm genetyczny kończy swe działanie w momencie osiągnięcia zamierzonej liczby osobników (anten).

Jednymi z pierwszych, którzy użyli AG do poszukiwania małych anten o konkretnych własnościach byli E. Altshuler i D. Linden. W swoich pracach [1, 2, 3, 77] podjęli próbę stworzenia anteny ESA o nieznanym kształcie, która wydajnie wykorzystywałaby zadaną objętość. Antena ta miała składać się z kilku odcinków prostego przewodu, które łączyłyby się ze sobą w dowolny sposób (szeregowo lub równolegle). Ograniczeniami dla tej anteny była liczba odcinków przewodu, wymiary sześcianu otaczającego antenę oraz częstotliwość robocza anteny (400 MHz). Wszystkie parametry anten określono przy użyciu środowiska NEC [20]. Jako funkcję celu przyjęto minimalną wartość współczynnik fali stojącej.

Po zakończeniu procedury generacji anten, do fizycznej realizacji wybrano kilka struktur, a jedna z nich prezentowana jest na poniższym zdjęciu (rys. 2.12).

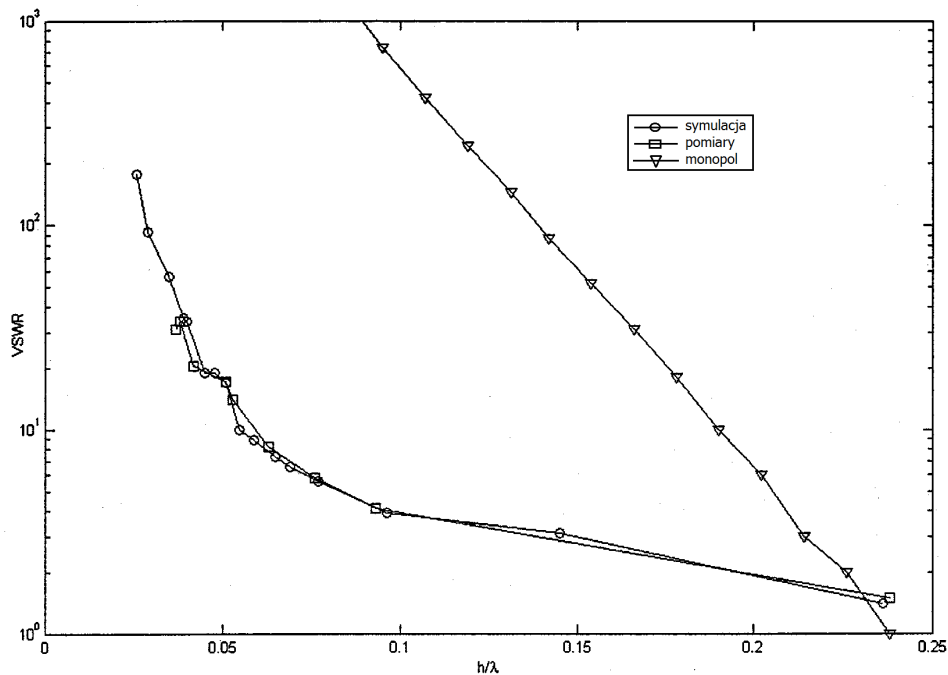


Rys. 2.12. 10-cio segmentowa genetyczna mała antena [1]

Antena z rysunku 2.12 składa się z 10 segmentów, o różnej długości, połączonych szeregowo. Mieści się ona w sześciacie o długości ściany wynoszącej $0,038\lambda$.

Parametrami, które były brane pod uwagę przy przeprowadzaniu pomiarów były dobroć Q oraz WFS. Wartości te wyniosły odpowiednio 134 oraz 30,19, bez uwzględnienia dopasowania. Nie są to wartości imponujące, ale jak twierdzą autorzy omawianej pracy, są one znacznie mniejsze w porównaniu z wartościami Q i WFS zwykłego monopola. Dowodem na to jest rysunek 2.13 prezentujący wykres zmian współczynnika fali stojącej względem wymiaru elektrycznego anteny.

Oprócz wartości współczynnika fali stojącej monopola, wykres zawiera przebieg zmian tego współczynnika dla anteny genetycznej otrzymanego na drodze symulacji jak i pomiarów fizycznej anteny. Z przebiegu krzywych wynika duża zgodność występująca pomiędzy wartościami WFS symulowanymi oraz pomiarowymi.



Rys. 2.13. Zmiany WFS w funkcji rozmiaru elektrycznego małej anteny [3]

Podsumowując przytoczone badania, zdaniem autorki rozprawy, powyższe wyniki świadczą o tym, że zastosowanie algorytmu genetycznego przynosi dobre rezultaty (wartości parametrów anten o dwa rzędy wielkości lepsze niż parametry zwykłego monopola). Niestety mankamentem omawianej pracy brak

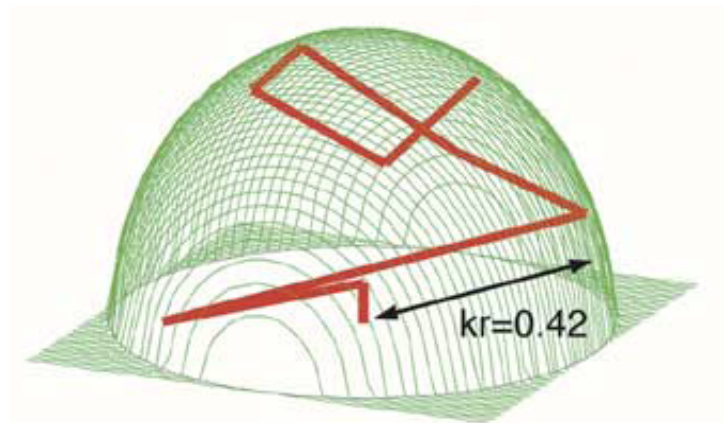
jest informacji na temat impedancji wejściowej zrealizowanych fizycznie anten czy też wartości ich zysku energetycznego, a przez to trudno jest określić przydatność zbudowanych anten do celów praktycznych.

Dotychczas opisany algorytm genetyczny sprowadzał się do poszukiwania anteny spełniającej jedno kryterium. Niestety, w większości przypadków antena musi spełniać kilka kryteriów jednocześnie, a więc potrzebny jest tak skonstruowany AG, który podoła temu zadaniu. Taki rodzaj AG przedstawiony został w pracy [27], a kryteriami oceny były szerokopasmowość, wysoka sprawność i niewielki rozmiar elektryczny anteny.

Do wykonania tak postawionego zadania użyto algorytmu genetycznego z frontem Pareto [45] (nazwa pochodzi od nazwiska słynnego włoskiego ekonomisty Vilfreda Pareto (1848-1923)). Różni się on od zwykłego AG tym, iż w danym pokoleniu każdemu z osobników zostaje przypisana ranga. Wartość rangi informuje o jakości przystosowania danego osobnika: ci najlepiej przystosowani otrzymują rangę najwyższą czyli 1, kolejni rangę 2 itd. Wszystkie osobniki z rangą 1 tworzą tak zwany front Pareto, z którego tworzona jest następna populacja.

Po wygenerowaniu, przez wyżej opisany algorytm, zamierzonej liczby anten, kilka z nich zostało zrealizowanych fizycznie, a ich parametry zmierzono i zestawiono z danymi symulacyjnymi.

Rysunek 2.14 przedstawia reprezentacyjną strukturę antenową stworzoną przez wyżej wymieniony algorytm.



Rys. 2.14. Antena o wymiarze elektrycznym $kr = 0,42$

Antena z rys. 2.14 składa się z 7 odcinków przewodu o różnej długości, połączonych ze sobą szeregowo. Ponadto antena ta umieszczona jest na powierzchni doskonale przewodzącej, a jej częstotliwość robocza ustalona była na

400 MHz. Wszystkie własności anteny zostały obliczone za pomocą programu NEC.

Z przeprowadzonych pomiarów charakterystyki promieniowania wyżej opisanej anteny wynika bardzo duża zgodność z danymi symulacyjnymi. Częstotliwość rezonansowa wyniosła 407 MHz (symulowana wartość to 414 MHz), zmierzona i symulowana wartość WFS to 2,18, a sprawność wyniosła 92% (o 2% mniej niż symulowana).

Biorąc pod uwagę otrzymane wyniki pomiarów i symulacji można z pewnością powiedzieć, że prezentowany algorytm genetyczny z frontem Pareto jest dobrym narzędziem wspomagającym proces projektowania małych anten oraz pozwala zdecydowanie na jego usprawnienie.

Zastosowanie algorytmów genetycznych było ostatnią metodą tworzenia anten ESA opisaną w tym rozdziale. Wraz z innymi metodami tworzą one szeroki front możliwości do wykorzystania w procesie projektowania małych anten. Oczywiście jednak pozostaje fakt, iż proces poszukiwania nowych metod nadal jest aktualny i ważny. Co więcej, mnogość metod nie wyczerpuje tej tematyki, a jedynie staje się inspiracją do szukania innych sposobów na jeszcze lepsze rozwiązania w dziedzinie projektowania anten ESA. Dlatego też, kolejny rozdział dysertacji będzie poświęcony opisowi nowych, autorskich metod tworzenia małych anten.

Synteza efektywnych konstrukcji elektrycznie małych anten liniowych

W poprzednim rozdziale pracy opisany został szereg różnych metod tworzenia małych anten o niewielkich rozmiarach.

Po dokonaniu dokładnej analizy poszczególnych metod miniaturyzacji anten ESA wybrano kilka z nich i na ich podstawie opracowano autorskie metody syntezy małych anten liniowych (czyli zbudowanych z cienkich prostoliniowych przewodów). Metody te to losowe poszukiwanie struktur ESA, metoda „M” oraz metoda „M2”. Opis tych metod stanowić będzie tego rozdziału.

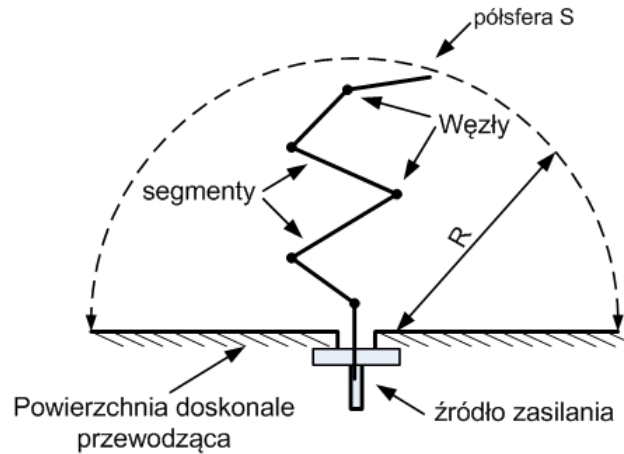
Wyżej wymienione metody zostały stworzone z myślą o konkretnym schemacie konstrukcji anteny ESA (również własnego autorstwa). Schemat ten opisany zostanie w pierwszym akapicie niniejszego rozdziału.

3.1. Ogólne założenia projektowe

Antena ESA, rozważana w trakcie badań nad różnymi metodami syntezy, prezentowana jest na rysunku 3.1. Można ją opisać za pomocą pewnych parametrów opisanych poniżej.

Poszukiwana konstrukcja anteny osadzona jest w wyimaginowanej półsferyze S o zadanym promieniu R , której podstawę stanowi powierzchnia doskonale przewodząca. Długość promienia R jest krótsza niż ćwierć długości fali elektromagnetycznej, z którą projektowana antena ma pracować.

Sama konstrukcja anteny jest podobna do monopola, którego ramię ma stałą, określoną długość. Ramię te zostało podzielone na pewną liczbę odcinków zwanych dalej segmentami. Każdy segment ma taką samą długość i łączy się z innymi odcinkami anteny w sposób szeregowy. Miejsce połączenia segmentów nazywa się węzłem, którego położenie w przestrzeni ograniczającej może być zmieniane. Węzły są przegubami ramienia anteny.



Rys. 3.1. Model anteny ESA

Źródło zasilania anteny znajduje się pomiędzy segmentem zerowym a ekranem anteny.

Segment zerowy może być umiejscowiony w dowolnym miejscu koła wielkiego półsfery, a nie tylko, jak na rys. 3.1, w jego środku.

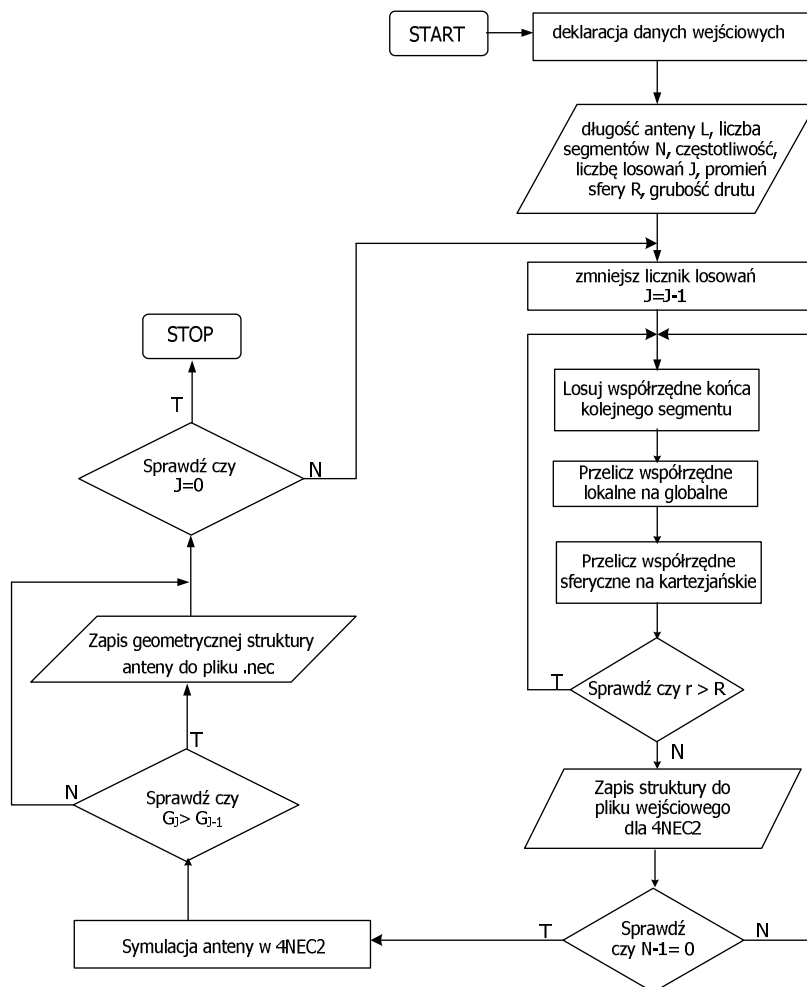
Dla tak przyjętych założeń zostały stworzone procedury syntezy. Zostały one zaimplementowane w środowisku Matlab i C++, a parametry anten otrzymano posługując się programem do modelowania struktur elektromagnetycznych NEC2.

3.2. Metoda losowego generowania ESA

Pierwszą proponowaną metodą syntezy [66, 67, 85] autorskiej anteny ESA jest losowe poszukiwanie jej konstrukcji. Polega to na losowym rozmieszczeniu zadanej liczby odcinków prostoliniowych (tworzących ramię anteny) w zamkniętej półsferze o zadanym promieniu. Odnaleziona tą drogą konstrukcja musi charakteryzować się jak najlepszym zyskiem energetycznym i spełniać wszystkie narzucone ograniczenia. Do tych ograniczeń zalicza się niezmienną wartość długości ramienia anteny, określoną liczbę segmentów o stałej średnicy, częstotliwość roboczą anteny oraz promień hipotetycznej sfery ograniczającej, która otacza badaną antenę.

3.2.1. Opis algorytmu metody losowej

Program losowego poszukiwania anten o dużym zysku energetycznym rozpoczyna się od zadeklarowania danych wejściowych w postaci: częstotliwości



Rys. 3.2. Algorytm metody losowej

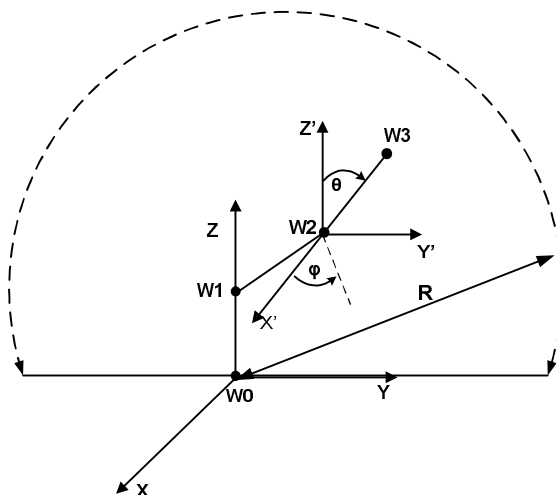
roboczej anteny, całkowitej jej długości, liczby segmentów, na które antena będzie podzielona oraz liczby losowań.

Po wprowadzeniu parametrów do obszaru pamięci roboczej Matlaba, procedura losowania i obliczeń wykonywana jest tyle razy ile zostało zadeklarowanych losowań. Procedura odbywa się automatycznie.

Generowana przez algorytm (patrz rys.3.2) struktura anteny ma swój początek w dowolnym miejscu sfery ograniczającej. Pierwszy z segmentów struktury jest zawsze ustawiony w osi OZ i dołączone jest do niego źródło zasilania. Kolejne segmenty są losowo rozmieszczane w przestrzeni ograniczonej półsferą o promieniu R w taki sposób, że koniec jednego segmentu stanowi jednocześnie początek kolejnego.

Procedura losowania rozpoczyna się od segmentu drugiego i trwa do momentu ustalenia pozycji wszystkich segmentów składających się na antenę.

Wprowadza się dwa układy współrzędnych - globalny, którego początek umiejscowiony jest w środku ograniczającej półsfery oraz lokalny, którego początek umiejscawia się w punkcie o współrzędnych końca ostatnio dodanego segmentu (rys. 3.3). Przy założeniu, że długość segmentów jest stała wylosowanie współrzędnych końca kolejnego segmentu anteny sprowadza się, w sferycznym układzie współrzędnych, do wylosowania jedynie kątów azymutu φ i elewacji θ (rys. 3.3).



Rys. 3.3. Schemat konstrukcji anteny

Do wygenerowania pliku wejściowego dla programu NEC2 konieczne jest przekształcenie uzyskanych lokalnych współrzędnych sferycznych do układu kartezjańskiego lokalnego, a następnie globalnego. W kolejnym kroku sprawdza się, czy punkt o danych współrzędnych zawiera się w półsferze. Jeśli warunek ten nie jest spełniony, powtarza się procedurę losowania kątów φ i θ oraz krok wyznaczania prostokątnych współrzędnych w globalnym układzie odniesienia.

Po wyznaczeniu współrzędnych początku i końca wszystkich segmentów składających się na strukturę anteny program generuje dla jądra obliczeniowego plik wejściowy z opisem struktury geometrycznej anteny.

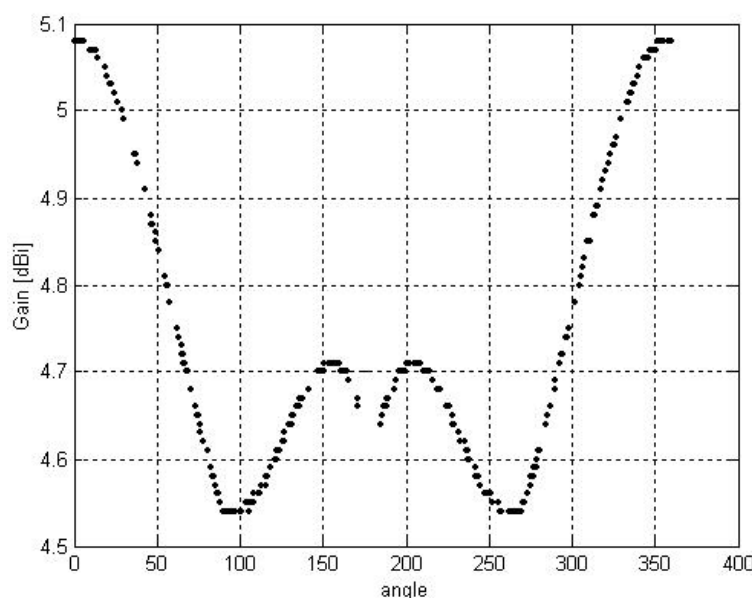
Niezbędne obliczenia dokonywane są przez NEC uruchamiany automatycznie z poziomu Matlaba. NEC zwraca wynik obliczeń w postaci pliku tekstowego. Z pliku wyjściowego odczytywane są dane dotyczące charakterystyki promieniowania. Na ich podstawie obliczany jest zysk energetyczny anteny.

Kryterium oceny anteny polega na porównaniu zysku energetycznego w bieżącym kroku symulacji z wynikiem uzyskanym w kroku poprzednim. Jeżeli parametry są lepsze, to bieżący plik wejściowy (opis struktury geometrycznej anteny) zostaje zapisany, w innym wypadku pliku nie zapisuje się.

Program kończy działanie po wykonaniu zadanej liczby losowań. Wylosowaną antenę można obejrzyć i zaklasyfikować intuicyjnie jako antenę fizycznie realizowalną.

3.2.2. Wyniki badań symulacyjnych

Poszukiwanie struktury antenowej o dużym zysku energetycznym przeprowadzono na kilku przykładach zastosowania losowej metody syntezy. Na pierwszym z nich oszacowano zysk energetyczny anteny ESA składającej się z dwóch segmentów o jednakowej długości. Koniec segmentu ruchomego zmieniał swoje położenie po okręgu o promieniu równym długości segmentu i środkiem umieszczonym w punkcie połączenia segmentów. Zmiany zysku energetycznego w funkcji kąta zawartego między segmentami przedstawiono na rysunku 3.4.



Rys. 3.4. Zysk energetyczny w funkcji kąta między segmentami

Z przedstawionego wykresu wyraźnie widać iż maksymalna wartość zysku energetycznego została osiągnięta, gdy kąt pomiędzy segmentami wynosił 0° lub 360° . Z kolei minimalna wartość zysku energetycznego została osiągnięta dla kąta 98° i 260° .

Po przeprowadzeniu analizy wykresu z rys.3.4 zaobserwowano wzrost zysku energetycznego anteny wraz ze zmniejszaniem się kąta zawartego między segmentami. Należy przypuszczać, iż zwiększając liczbę segmentów anteny wzrośnie też jej zysk energetyczny. To przypuszczenie sprawdzono na kolejnym etapie badań.

Drugi przykład badań związany był z symulacją wielosegmentowych ESA.

Za pomocą wyżej opisanego algorytmu (patrz rys. 3.2) stworzono kilkadziesiąt struktur małych anten liniowych, których początek znajdował się w środku koła wielkiego półsfery.

Całkowita długość anteny wyniosła λ , promień sfery $0,25\lambda$, a długość pojedynczego segmentu λ/N . Liczbę segmentów N ustalono na 10. Częstotliwość roboczą anteny ustalono na 300MHz.

Dla każdej wygenerowanej anteny wyznaczono zysk energetyczny G_{opt} , wartość impedancji wejściowej Z_{in} oraz wykres zmian współczynnika fali stojącej WFS i charakterystyki promieniowania.

Zestawienie wybranych parametrów anten uzyskanych na drodze symulacji przedstawiono w tabeli 3.1.

Tab. 3.1. ZESTAWIENIE PARAMETRÓW WYBRANYCH STRUKTUR ANTENOWYCH

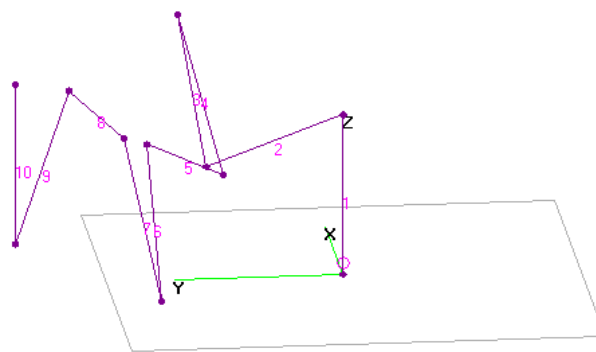
Lp.	G_{opt} [dBi]	Z_{in}	WFS
1	19,7	5,34 - j2110	20000
2	19	88,6 - j1673	634
3	14	10,6 - j2390	10000
4	13	7,73 - j2294	10000
5	12,9	39,5 - j2227	2515
6	12	12,2 - j2004	6582
7	11,3	4,58 - j132	87,2
8	8,74	5,35 - j122	65,4
9	7,91	1,89 - j2327	60000
10	4,77	30,2+j40,9	3,04

Pośród zestawionych wyników zwraca uwagę szeroki zakres zmian współczynnika fali stojącej WFS oraz wysoka reaktancja. W takim wypadku realizacja fizyczna anten z tabeli 3.1 wymagać będzie układu dopasowującego impedancję wejściową anteny do impedancji linii zasilającej.

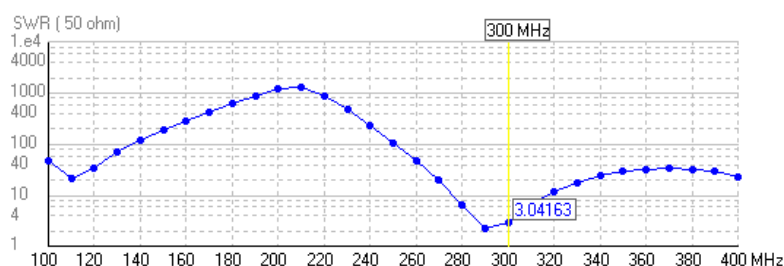
Przykładową strukturę ESA uzyskaną w trakcie badań przedstawiono na rysunku 3.5.

Z kolei wykres zmian WFS w funkcji częstotliwości i jej charakterystykę promieniowania zamieszczono odpowiednio na rysunku 3.6 i rysunku 3.7.

Prezentowana struktura antenowa z rysunku 3.5 charakteryzuje się skomplikowanym ułożeniem segmentów w przestrzeni ograniczającej. Utrudnia to tym samym proces jej realizacji fizycznej ze względu na trudność zachowania odległości pomiędzy odcinkami anteny.

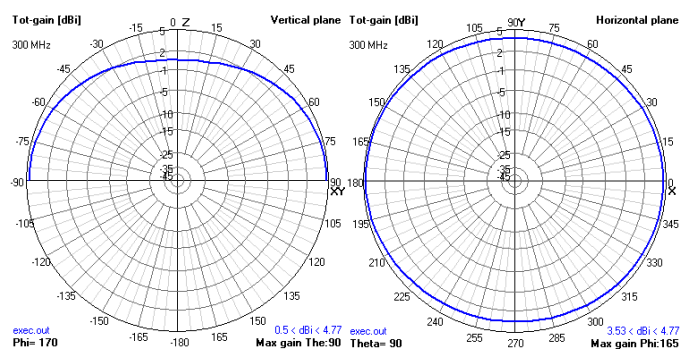


Rys. 3.5. Przykładowa antena ESA



Rys. 3.6. Zmiany WFS anteny z rysunku 3.5

Współczynnik fali stojącej wyniósł dla tej anteny 3,04, co może być uznane jako wynik zadowalający, aczkolwiek wartościami dopuszczanymi w praktycznych realizacjach są wartości z zakresu od 1 do 2.



Rys. 3.7. Charakterystyki promieniowania struktury z rysunku 3.5

Charakterystyka promieniowania omawianej anteny jest bliska antenie dookólnej, a zysk energetyczny wyniósł 4,77 dBi.

Trzeci przykład badań również dotyczył wielosegmentowych ESA, ale w odróżnieniu od przykładu drugiego, sprawdzano, czy zmiana położenia zerowego segmentu zawierającego punkt zasilania będzie miała wpływ na parametry

utworzonych anten. Tak postawione zadanie zrealizowano w kilku krokach. Na każdym z nich zmieniana była odległość od początku układu współrzędnych będącego jednocześnie środkiem podstawy półsfery. Odległość zmieniana została poprzez przesuwanie punktu P, stanowiącego początek zerowego segmentu, po osi odciętych.

Dla każdego nowego położenia zerowego segmentu generowano szereg struktur antenowych.

Korzystając z programu NEC2 wyznaczono zysk i współczynnik fali stojącej wszystkich stworzonych w ten sposób anten, oraz wyznaczono charakterystyki promieniowania.

Przedstawione w tabelach 3.2, 3.3, 3.4 parametry anten zostały sklasyfikowane ze względu na zysk G_{opt} i współczynnik fali stojącej WFS.

Tab. 3.2. ZESTAWIENIE PARAMETRÓW ANTEN O POCZĄTKU W PUNKCIE P[0,0,0](100% R)

Lp.	G_{opt} [dBi]	WFS
1	5,99	58,5
2	5,58	10,7
3	5,31	4,55
4	4,74	2,23
5	4,57	44,3

Tab. 3.3. ZESTAWIENIE PARAMETRÓW ANTEN O POCZĄTKU W PUNKCIE P[0,1,0,0](40% R)

Lp.	G_{opt} [dBi]	WFS
1	8,98	32,4
2	8,37	41,3
3	6,48	8,8
4	6,10	98
5	5,99	69

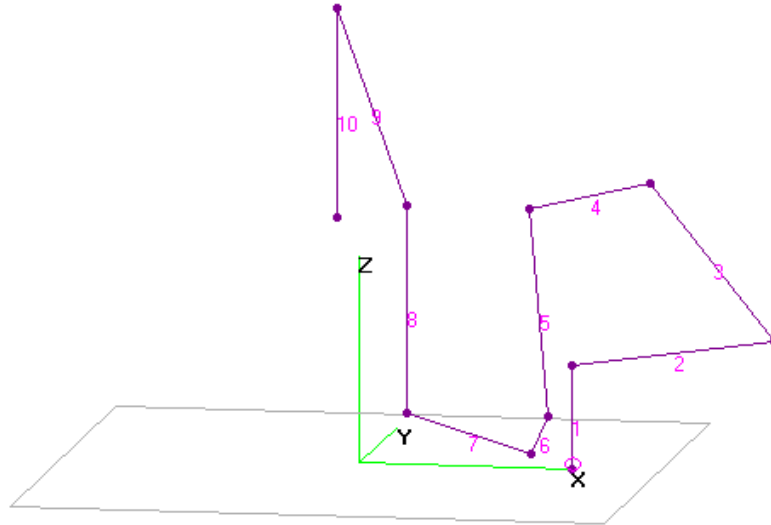
Tab. 3.4. ZESTAWIENIE PARAMETRÓW ANTEN O POCZĄTKU W PUNKCIE $P[0,2,0,0]$ (80% R)

Lp.	$G_{opt}[\text{dBi}]$	WFS
1	6,59	24,9
2	6,25	36,2
3	5,77	6,09
4	5,62	76,4
5	5,06	11,9

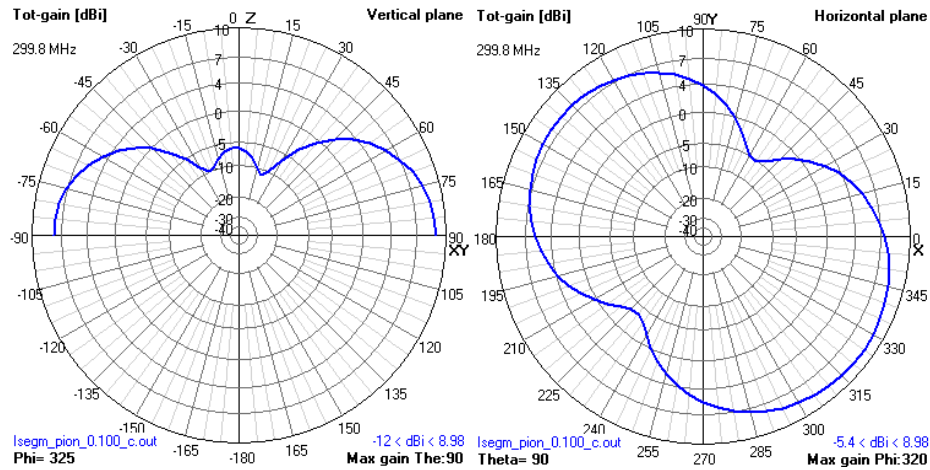
Z przedstawionych wyników widoczne są bardzo duże wahania wartości współczynnika fali stojącej od wartości 2,23 aż do 98. Zatem struktury antenowe posiadające takie wartości WFS nie nadają się pod tym względem do praktycznej realizacji.

Ponadto stwierdzić można, iż zmiana położenia zerowego segmentu wywiera istotny wpływ na wyznaczone parametry anten.

Na rysunkach 3.8 oraz 3.9 przedstawiono strukturę anteny o największym zysku energetycznym i jej charakterystykę promieniowania.

**Rys. 3.8.** Antena o zysku $G=8,98$ dBi,

Antena z rysunku 3.8 cechuje się nieskomplikowanym ułożeniem odcinków w przestrzeni, co mogło by ją predysponować do praktycznej realizacji. Niestety WFS tej struktury wynoszący 32,4 jest nie do zaakceptowania. Uzyskana charakterystyka promieniowania jest wyraźnie spłaszczona w przekroju pionowym. Zatem tą antenę można uznać za kierunkową.



Rys. 3.9. Charakterystyka promieniowania anteny o zysku $G=8,98$ dBi

3.2.3. Podsumowanie

Prezentowana w tym rozdziale metoda losowego poszukiwania anten o jak najlepszym zysku energetycznym z pewnością pozwala na odnalezienie struktury spełniającej określone warunki (całkowita długość struktury, liczba segmentów, maksymalny zysk energetyczny itd.).

Niestety, losowe generowanie małych anten nie pozwala na odnalezienie struktury o jak najlepszym zysku energetycznym. Jednak wzbogacenie metody o możliwość zmiany położenia punktu zasilania może posłużyć do odnalezienia dogodnego punktu startowego do odrębnego algorytmu syntezy.

Biorąc pod uwagę uzyskane wartości parametrów anten jasno wynika, iż uzyskane wartości WFS czy impedancji wejściowej Z_{in} są dalekie od akceptacji. Dlatego też konieczne jest użycie bardziej ukierunkowanych metod poszukiwań. Wyznacza to tym samym dalszy kierunek badań nad metodami syntezy małych anten.

3.3. Metoda „M” syntezy małych anten

Drugą proponowaną metodą syntezy małych anten jest metoda zwana w skrócie „M” [68, 69, 70]. Nazwa tej metody pochodzi od słowa mieszana (ang. mixed), gdyż korzysta ona z dwóch algorytmów. Pierwszy z nich, to algorytm tworzący pokolenie startowe anten, a drugi algorytm to algorytm genetyczny.

Za pomocą metody „M” dokonuje się procesu syntezy anten ESA w oparciu o przyjęte założenia. Wyszukane tą drogą anteny muszą charakteryzować

się dobrym zyskiem energetycznym, niskim współczynnikiem fali stojącej oraz spełniać wszystkie narzucone im ograniczenia.

Do ograniczeń zalicza się niezmienną wartość długości ramienia anteny, określoną liczbę segmentów o stałej średnicy, częstotliwość roboczą anteny oraz promień sfery ograniczającej, która otacza badaną antenę.

3.3.1. Opis działania metody „M”

Program wyszukujący struktury ESA o najlepszych parametrach użytkowych (zysk energetyczny, WFS) wykorzystuje procedurę ich losowego generowania oraz algorytm genetyczny. Program losowego tworzenia anten ESA służy do stworzenia pokolenia pierwotnego. Pokolenie to wykorzystane będzie przez algorytm genetyczny. Natomiast parametry anten obliczane są za pomocą programu NEC.

Program dokonuje syntezy małej anteny w oparciu o autorski model anteny, którego szczegółowych opis zawarty jest w akapicie 4.1 niniejszego rozdziału.

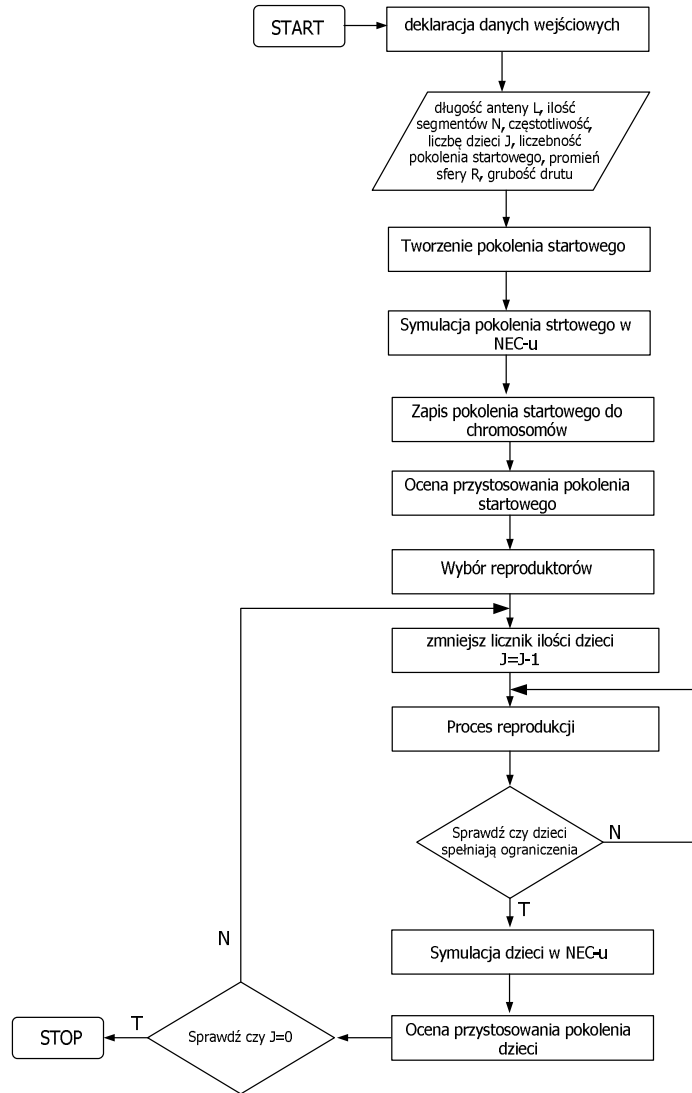
Dla porządku przypomnijmy, iż poszukiwana struktura antenowa jest monopolem, którego ramię ma niezmienną długość. Ramię to podzielone jest na N segmentów o jednakowej długości. Miejsca połączeń segmentów nazywa się węzłami. Cała antena otoczona jest wyimaginowaną półsferą o zadanym promieniu R której podstawę stanowi powierzchnia doskonale przewodząca. Źródło zasilania anteny znajduje się pomiędzy segmentem zerowym a ekranem anteny. Segment zerowy umiejscowiony jest w dowolnym miejscu koła wielkiego półsfery.

Procedura działania metody „M” składa się z dwóch etapów, a jej algorytm prezentowany jest na rysunku 3.10.

Pierwszym etapem jest stworzenie zbioru startowego anten, które program tworzy według algorytmu z rysunku 3.2. Następnie zbiór ten (zwany inaczej pokoleniem pierwotnym) zostaje zasymulowane w środowisku NEC2 w celu wyznaczenia wartości parametrów użytkowych. Po ich wyznaczeniu i zapamiętaniu program przechodzi do drugiego etapu, w trakcie którego korzysta z algorytmu genetycznego (AG).

Algorytm genetyczny (AG) opierając swe działanie na mechanizmach doboru naturalnego oraz dziedziczności stanowi wydajną metodę poszukiwania określonych cech osobników w danym pokoleniu.

W dziedzinie projektowania anten jako pokolenie rozumieć należy zbiór struktur antenowych o określonej liczebności. Każda antena z takiego zbioru jest pojedynczym osobnikiem, którego cechy zapisane są w chromosomie.



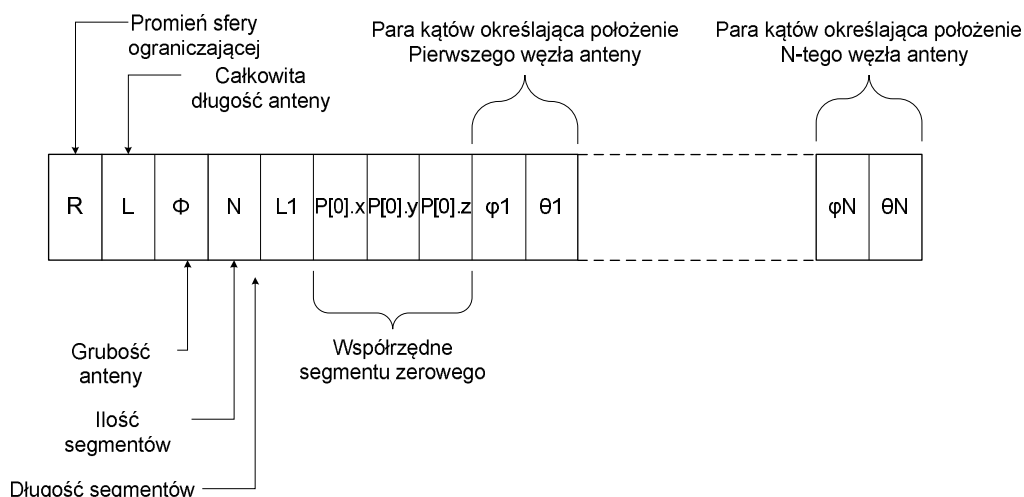
Rys. 3.10. Algorytm działania metody „M”

W przypadku anten ESA chromosom składa się z ustalonej liczby komórek, w których zakodowane są informacje dotyczące parametrów danej anteny.

Te parametry to: promień półsfery ograniczającej, całkowita długość i grubość ramienia anteny, liczba i długość segmentów, współrzędne położenia segmentu zerowego na którym znajduje się punkt zasilania anteny oraz pary kątów azymutu φ i elewacji θ . Kąty φ , θ oraz długość segmentu określają położenie węzłów anteny.

Schemat chromosomu przedstawia rysunek 3.11.

Procedura działania algorytmu genetycznego rozpoczyna się od zapisania wszystkich anten ze zbioru startowego do chromosomów. Kolejnym krokiem



Rys. 3.11. Schemat chromosomu

jest zbadanie przystosowania pokolenia pierwotnego. Obliczana jest zatem wartość funkcji celu dla każdego osobnika.

Jako funkcję kryterialną przyjęto maksymalny zysk energetyczny anten i minimalną wartość WFS, które obliczane są przy użyciu programu NEC. Wyznaczone w ten sposób wartości funkcji kryterialnej są zapamiętywane i program przechodzi do etapu wybierania puli rodzicielskiej. Jej wybór dokonywany jest w oparciu o metodę ruletki.

Po wyznaczeniu reproduktorów zachodzą procesy krzyżowania i mutacji. Krzyżowanie jest jednopunktowe. Punkt krzyżowania wybierany jest losowo z zakresu pozwalającego na określenie faktycznego punktu krzyżowania w chromosomach, gdzie punkt ten musi wypaść pomiędzy parami kątów φ i θ . Ponadto musi być spełniony warunek, że rzeczywisty punkt krzyżowania wypadnie najszybciej po parze kątów φ , θ określających położenie węzła numer jeden, a najpóźniej przed parą φ , θ określającą położenie ostatniego węzła.

Mutacja jest procesem, który powinien zachodzić sporadycznie podczas działania AG. Warunkiem jej zajścia jest losowe trafienie wcześniej wybranej liczby (np. 314) z pewnego zakresu (np. 1÷1000). Bez względu na to jaką liczbę z podanego zakresu wylosujemy, prawdopodobieństwo zajścia mutacji w takim przypadku wynosi 1:1000, gdyż wylosowanie właśnie tej jednej liczby powoduje zajście mutacji.

Proces mutacji zachodzi po krzyżowaniu, z którego otrzymujemy dwa chromosomy pokolenia następnego. Jeśli warunek zajścia mutacji jest spełniony, wtedy losowo wybierany jest chromosom oraz pozycja w chromosomie, na któ-

rej owa mutacja ma zajść. W zależności od tego czy na wylosowanej pozycji zapisany jest kąt φ lub θ , taki jest zakres losowania nowego kąta.

W miejsce losowo wybranej pozycji w losowo wybranym chromosomie wartość oryginalna zastępowana jest nowo wyznaczoną wartością.

Efektom procesów reprodukcji, krzyżowania i mutacji jest powstanie nowego pokolenia (dzieci). Pokolenie to również zostaje poddane ocenie, a sam jej proces jest dwuetapowy.

Pierwszy etap oceny polega na sprawdzeniu czy otrzymane z chromosomów anteny spełniają warunki ograniczeń, tzn. czy anteny mieszczą się w półsfery o zadanym promieniu oraz czy segmenty anten nie przecinają się. Jeśli obydwa warunki nie są spełnione, to proces tworzenia nowego pokolenia jest powtarzany aż do momentu osiągnięcia odpowiedniej liczebności osobników. W przypadku spełnienia warunków ograniczeń „nowe” struktury ESA są zapisywane w pliku i program przechodzi do ich oceny. Ocena ta sprowadza się do wyznaczenia i zapamiętania wartości funkcji kryterialnej „nowych” anten.

Uwieńczeniem działania algorytmu genetycznego jest wygenerowanie zadanej liczby pokoleń i zapisanie do pliku struktur anten posiadających największy zysk energetyczny i najmniejszy współczynnik fali stojącej w poszczególnych pokoleniach.

3.3.2. Wyniki badań symulacyjnych

Wykorzystując opisaną wyżej metodę syntezy małej anteny dokonano szeregu eksperymentów numerycznych. Wyniki ważniejszych z nich stanowić będą treść niniejszego akapitu rozprawy.

Jedne z pierwszych badań [68] z wykorzystaniem metody „M” dotyczyły generowania anten ESA, które posiadałyby możliwie największą wartość zysku energetycznego. Na potrzeby tych badań przyjęto, że całkowita długość ramienia anteny wyniosła 1 m, liczba segmentów 10, promień półsfery ograniczającej 0,25 m, częstotliwość pracy anteny $f=300$ MHz. Ponadto liczbę osobników w pokoleniu pierwotnym ustalono na 10, a liczbę wygenerowanych pokoleń na 100, 150, 200, 250. Dla każdego pokolenia program był uruchamiany 3 razy.

Zestawienie wybranych wyników pod względem uzyskanych wartości zysku energetycznego G_{max} dla różnej liczby osobników w pokoleniu prezentuje tabela 3.5.

Tab. 3.5. ZESTAWIENIE WARTOŚCI G_{max}
DLA RÓŻNEJ LICZBY POKOLEŃ

Zysk energetyczny $G_{max}[dBi]$				
Liczba pokoleń				
Lp.	100	150	200	250
1	5,42	5,95	7,85	8,00
2	5,84	6,75	7,92	8,40
3	6,09	6,90	8,11	8,60
4	6,80	7,45	8,23	8,90
5	7,27	7,73	8,94	9,33
6	7,31	7,90	9,22	9,53
7	7,52	8,72	9,24	10,30
8	7,71	8,82	9,30	11,10
9	7,94	9,08	10,30	14,10
10	9,07	9,34	10,50	16,00

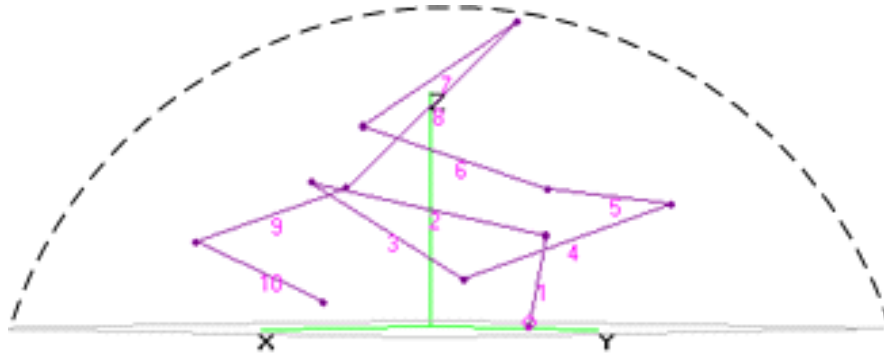
Po dokonanej analizie wyników z tabeli 3.5 wynika, iż uzyskane przez struktury antenowe wartości zysku energetycznego wahają się w granicach od 5,42 dBi aż do 16 dBi. Zakres tych zmian wskazuje na zbyt szeroki zbiór dopuszczalnych rozwiązań.

W celu zawężenia dopuszczalnego zbioru rozwiązań dobrym pomysłem wydaje się tutaj wprowadzenie dodatkowego kryterium oceny np. w postaci współczynnika fali stojącej.

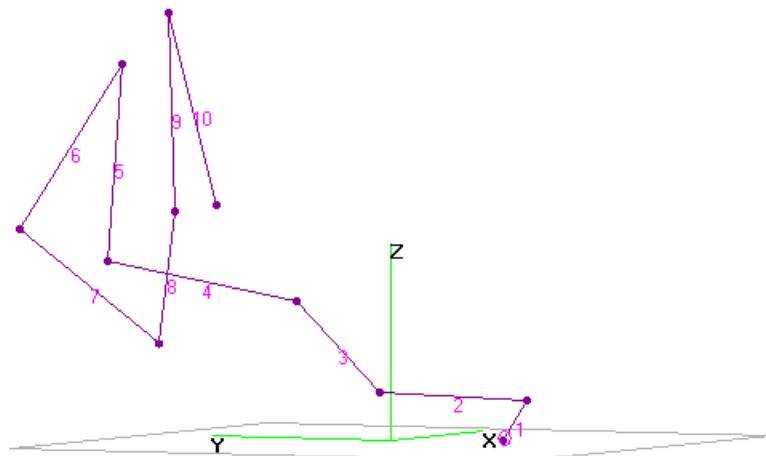
Z dalszych obserwacji uzyskanych wartości wynika, iż wraz z wzrostem liczby generowanych pokoleń wzrasta również wartość zysku energetycznego. Takiego trendu należało się spodziewać, ponieważ im więcej osobników liczy pokolenie tym większa możliwość konfiguracji anten.

Na uwagę zasługuje również skrajna wartość zysku $G_{max}=16$ dBi (rys.3.12), który - jak się przypuszcza - został osiągnięty tylko dzięki zajściu procesu mutacji. Wynik ten należy traktować jako ewenement, gdyż w klasie anten, do której należą małe anteny, prawdopodobieństwo uzyskania takiej wartości zysku energetycznego jest nikłe.

W celu zobrazowania wyników z tabeli 3.5 na rysunku 3.13 umieszczona została przykładowa struktura antenowa, która charakteryzuje się zyskiem energetycznym równym 9,33 dBi i współczynnikiem fali stojącej WFS=37,7. Dodatkowo zamieszczono charakterystykę promieniowania tejże anteny (patrz rys. 3.14).



Rys. 3.12. Antena o zysku 16 dBi

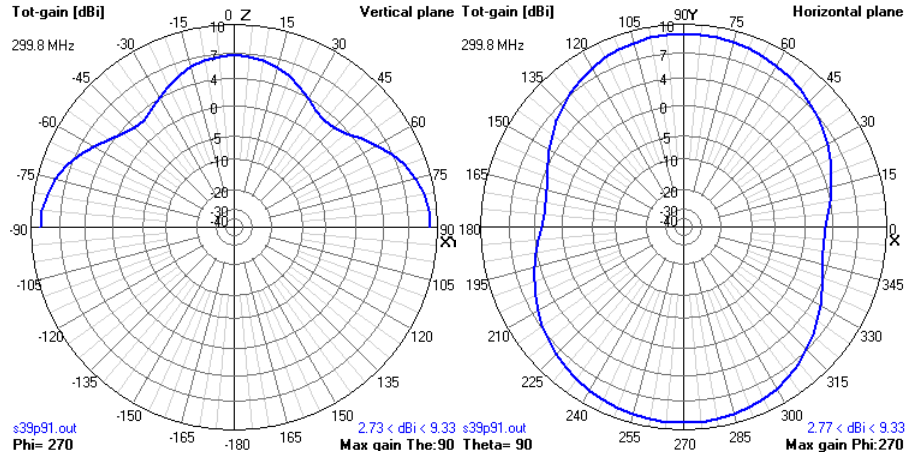


Rys. 3.13. Antena o zysku $G=9,33$ dBi

Prezentowana na rysunku 3.13 antena składa się z 10 segmentów, które rozmieszczone są w dużej odległości od siebie. Jedynie dwa ostatnie segmenty (9 i 10) łączą się ze sobą pod bardzo ostrym kątem, którego wartość byłaby trudna do zachowania jeśli antena miałaby być zrealizowana fizycznie.

Z kolei biorąc pod uwagę charakterystyki promieniowania z rysunku 3.14 widać, że w przekroju pionowym antena wykazuje cechy promieniowania kierunkowego, a największa wartość natężenia pola elektrycznego otrzymuje się dla kąta $\theta=90^\circ$ i $\varphi=270^\circ$. Również dla tych kątów zysk energetyczny osiąga swą maksymalną wartość, czyli 9,33 dBi.

Po przeprowadzonej analizie uzyskanych wyników prezentowanych powyżej dalsze prace nad metodą „M” skupiły się zawężeniu obszaru dopuszczalnych rozwiązań [69]. Z tego też powodu modyfikacji uległa funkcja kryterialna, która jak dotąd składała się jedynie z jednego kryterium w postaci maksymalnego zysku energetycznego.



Rys. 3.14. Charakterystyka promieniowania anteny z rys.3.13

Do takiej postaci funkcji dołożono drugie kryterium w postaci współczynnika fali stojącej - WFS, a zmodyfikowane równanie funkcji kryterialnej przedstawia poniższa zależność

$$F_c = 0,5 \cdot \frac{A}{9} + 0,5 \cdot \frac{1}{B} \quad (3.1)$$

gdzie:

A - maksymalna wartość zysku energetycznego anteny G_{max}

B - współczynnik fali stojącej WFS

Na wartość funkcji kryterialnej (F_c) mają wpływ dwa parametry A i B. W przypadku, gdy wartości współczynników wagowych są identyczne ważnym jest, aby obie wartości parametrów A i B miały zbliżony wpływ (tego samego rzędu) na uzyskiwaną wartość funkcji kryterialnej. Biorąc pod uwagę spodziewane wartości parametrów A i B, wynikające z teoretycznych rozważań, równowagę wpływu osiągnie się dzieląc A przez 9.

Dla tak określonej funkcji kryterialnej przeprowadzono szereg badań numerycznych, na potrzeby których przyjęto, iż całkowita długość ramienia anteny wynosi 0,4 m. Liczbę segmentów ustalono na 5. Położenie segmentu zawierającego źródło zasilania było losowe. Natomiast promień półsfery ograniczającej wyniósł 0,25 m.

Liczba osobników w pokoleniu pierwotnym wyniosła 30, a liczbę generowanych pokoleń ustalono na 200. Algorytm genetyczny był uruchamiany trzykrotnie, zatem otrzymano 600 konfiguracji anten ESA.

W tabeli 3.6 zebrano i zaprezentowano parametry wybranych konfiguracji anten. Wyniki w tablicy 3.6 uszeregowano według współczynnika fali stojącej (WFS).

Tab. 3.6. WSPÓŁCZYNNIK FALI STOJĄCEJ (WFS) I ZYSK ENERGETYCZNY (G_{max}) WYBRANYCH ANTEN ESA

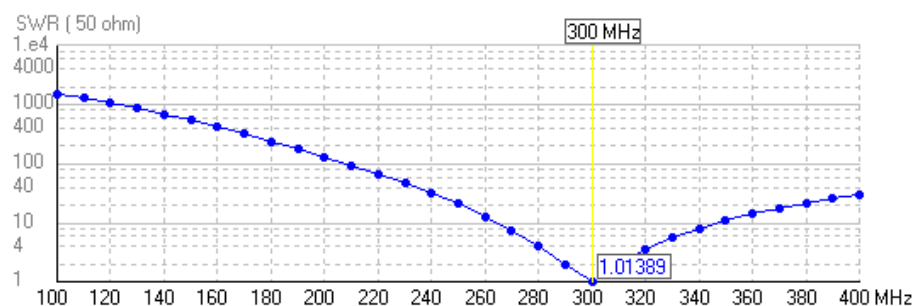
Lp.	WFS	G_{max} [dBi]
1	3,42	7,14
2	4,61	5,83
3	4,76	6,98
4	5,35	4,63
5	7,11	4,59
6	7,55	4,96
7	8,11	5,69
8	8,98	6,91
9	9,14	5,18
10	9,19	4,49

Ze zgromadzonych wyników badań symulacyjnych wynika, że współczynnik fali stojącej (WFS) waha się w granicach od 3,42 do 9,19, a maksymalny zysk energetyczny (G_{max}) zmienia się od 4,49 dBi do 7,14 dBi.

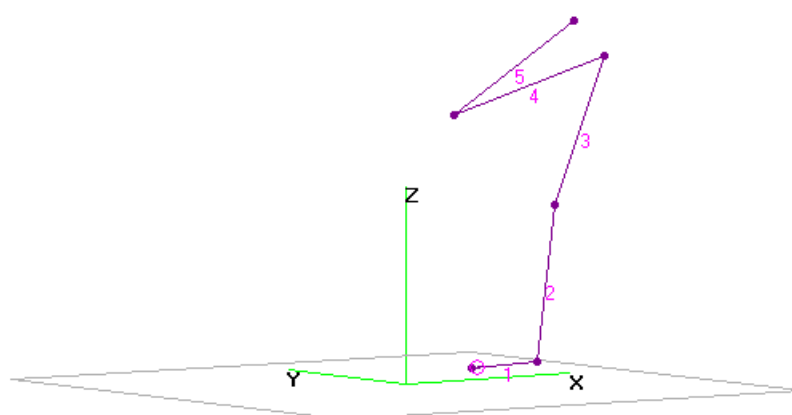
Pomimo faktu, iż otrzymane wyniki nie należą do bardzo dobrych to wyraźnie widać ich poprawę w stosunku do wyników uzyskanych po zastosowaniu metody losowej (patrz tablica 3.1 lub 3.2).

Porównując z kolei omawiane wyniki badań z wynikami otrzymanymi dla metody „M” (dla funkcji celu z pojedynczym kryterium) zauważa się zawężenie zakresu uzyskanych wartości zysku energetycznego i współczynnika fali stojącej. Niestety, otrzymane wartości WFS anten z tablicy 3.6 nie są wartościami dopuszczanymi w praktycznych realizacjach, co wskazuje na konieczność zastosowania odpowiedniego układu dopasowującego impedancję wejściową anteny do impedancji linii zasilającej. Przykładowy układ dopasowujący (dla anteny z najlepszym wynikiem WFS=3,42) mógłby być zrealizowany za pomocą filtru o strukturze „L”.

Zmiany WFS w funkcji częstotliwości po zastosowaniu układu dopasowującego do linii o impedancji charakterystycznej 50Ω przedstawia rysunek 3.15. Natomiast rysunki 3.16, 3.17 przedstawiają odpowiednio konfigurację anteny (z tabeli 3.6) dla której WFS=3,42 oraz charakterystykę promieniowania tej anteny.



Rys. 3.15. Wykres zmian WFS w funkcji częstotliwości dla anteny z rysunku 3.16

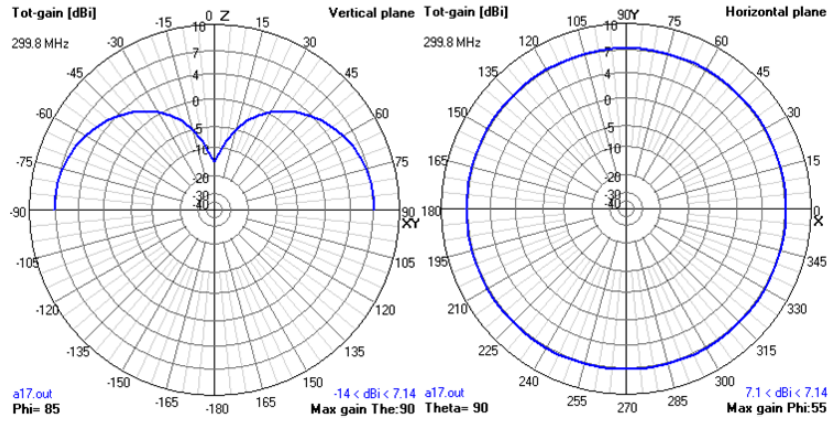


Rys. 3.16. Antena o zysku $G=7,14$ dBi i $WFS=3,42$

W kolejnym kroku badań związanych z metodą „M” badano wpływ zmian promienia półsfery ograniczającej oraz zmian długości ramienia anteny na uzyskane parametry użytkowe. Badania te przeprowadzono w dwóch etapach.

Najpierw przeprowadzono eksperymenty numeryczne, w trakcie których generowano anteny dla różnych długości promienia sfery ograniczającej antenę [70]. Na potrzeby tychże eksperymentów przyjęto, że całkowita długość ramienia anteny wynosi 1m, ilość segmentów 10, a częstotliwość robocza anteny to 300 MHz.

Ze względu na różne długości promienia sfery ograniczającej R , dla każdej długości z osobna przeprowadzono proces syntezy anten. Jako kryterium oceny przystosowania anten przyjęto zysk energetyczny. Zebrane wyniki badań przedstawiono w tabeli 3.7.



Rys. 3.17. Charakterystyka promieniowania anteny z rysunku 3.16

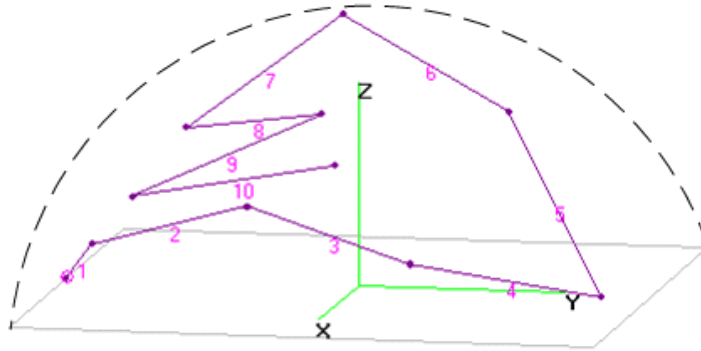
Tab. 3.7. ZESTAWIENIE WARTOŚCI G_{max} DLA RÓŻNEJ DŁUGOŚCI PROMIENIA R SFERY OGRANICZAJĄCEJ

Zysk energetyczny G_{max} [dBi]					
Promień sfery ograniczającej R [m]					
Lp.	R=0,15	R=0,20	R=0,21	R=0,23	R=0,25
1	5,06	5,01	5,83	6,17	4,01
2	5,69	5,03	6,14	6,18	5,90
3	5,72	5,11	7,02	6,22	6,59
4	5,75	5,17	7,06	6,31	7,18
5	5,81	5,26	7,54	6,56	7,34
6	5,87	9,15	7,55	7,05	7,85
7	5,89	9,16	7,65	7,30	8,28
8	5,94	9,18	7,77	7,96	8,75
9	7,46	9,21	8,29	8,35	8,86
10	8,60	9,39	8,45	8,44	9,07

Patrząc na otrzymane rezultaty badań widać, iż uzyskana wartość zysku energetycznego waha się w zakresie od 4,01 dBi do 9,39 dBi.

Najmniejszy zakres zmian zysku G_{max} uzyskany został dla najmniejszej długości promienia R sfery ograniczającej tj. dla $R=0,15$ m. Stało się tak ze względu na bardzo ograniczoną ilość przestrzeni, w której pozycjonowano poszczególne segmenty anten. Widoczne jest to na przykładzie konfiguracji anteny z rysunku 3.18, która wypełnia niemal całkowicie dostępną przestrzeń, a swoim kształtem przypomina pętlę.

W celu zobrazowania wypełnienia przestrzeni przez antenę, na rysunku 3.18 linią przerywaną zaznaczono sferę ograniczającą.



Rys. 3.18. Konfiguracja ESA dla promienia sfery $R=0,15\text{m}$

Ponadto zauważamy, że wraz z przyrostem długości promienia R rosną też wartości zysku energetycznego anten. Jest to uzasadnione tym, że powiększa się przestrzeń otaczająca antenę, a tym samym zbiór możliwych do uzyskania konfiguracji znacznie się poszerza. Zatem zmiana długości promienia sfery ograniczającej wpływa znacząco na parametry generowanych anten.

Po zakończeniu opisanego wyżej etapu badań podjęto próbę znalezienia odpowiedzi na pytanie czy pod wpływem zmian całkowitej długości ramienia anteny będą zmieniały się wartości uzyskanych parametrów anten (w tym przypadku badania ograniczono do zysku energetycznego).

Biorąc pod uwagę wnioski z poprzednich badań zdefiniowano szereg ograniczeń, które musi spełniać poszukiwana struktura antenowa.

Częstotliwość roboczą anteny ustalono na 300 MHz, ilość segmentów wchodzących w skład anteny wyniosła 5, a promień sfery ograniczającej wyniósł 0,25 m. Promień ten został wybrany, ponieważ zgodnie z rezultatami wcześniej opisanych eksperymentów dla tej długości promienia R istniał szeroki zakres możliwych do uzyskania konfiguracji anten.

Procedurę syntezy anten przeprowadzono dla czterech długości ramienia L tj. dla 0,25 m, 0,5 m, 1 m i 1,5 m. Co więcej, proces syntezy był powtarzany trzykrotnie dla każdej zadanej długości L , a najlepsze wyniki zebrano i zestawiono w tabeli 3.8.

Uzyskane rezultaty badań wskazują, że zysk energetyczny badanych anten zawiera się w granicach między 4,05 dBi a 13 dBi. Zauważono też, iż skracaniu się ramienia anteny towarzyszy spadek wartości zysku energetycznego. Najmniejsze wartości zysku zostały osiągnięte przy długości ramienia anteny wynoszącego $L=0,25\text{ m}$.

Tab. 3.8. ZESTAWIENIE WARTOŚCI G_{max} DLA RÓŻNEJ DŁUGOŚCI RAMIENIA L ANTENY

Zysk energetyczny $G_{max}[dBi]$				
Długość ramienia anteny L [m]				
Lp.	L=0,25	L=0,50	L=1,00	L=1,50
1	4,05	4,40	6,47	7,75
2	4,81	4,80	6,76	8
3	4,95	5,70	7,06	8,30
4	4,96	5,42	7,27	9,12
5	4,97	5,80	7,66	9,71
6	4,98	5,90	8	9,84
7	5	5,99	8,25	10,07
8	5,02	6,05	9,46	10,30
9	5,04	6,41	9,52	12,90
10	5,06	6,84	9,45	13

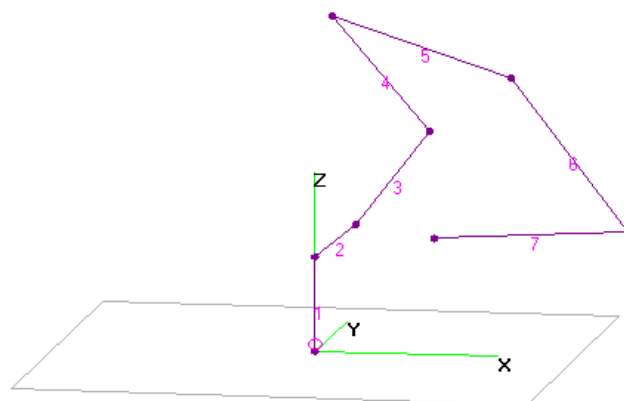
Z kolei najlepsze wartości zysku wystąpiły dla długości ramienia anteny $L=1$ m oraz $L=1,5$ m. Co więcej, dla długości ramienia równego $1,5$ m dodać trzeba było do konfiguracji anten po dwa segmenty. W przeciwnym razie anteny wykroczyłyby poza sferę ograniczającą i tym samym nie spełniałyby podstawowego ograniczenia. Dodanie tych segmentów spowodowało poprawę zysku G_{max} .

Oprócz zysku energetycznego sprawdzono również wartości współczynnika fali stojącej każdej z wygenerowanych anten. Niestety wartości te okazały się na tyle duże, że niemal każda otrzymana struktura antenowa wymagała dopasowania. Aczkolwiek odnaleziono jedną konfigurację anteny o dobrym współczynniku fali stojącej $WFS=1,57$ i zysku $G_{max}=7,75$ dBi. Strukturę tej anteny oraz wykres zależności WFS w funkcji częstotliwości prezentują odpowiednio rysunki 3.19 i 3.20.

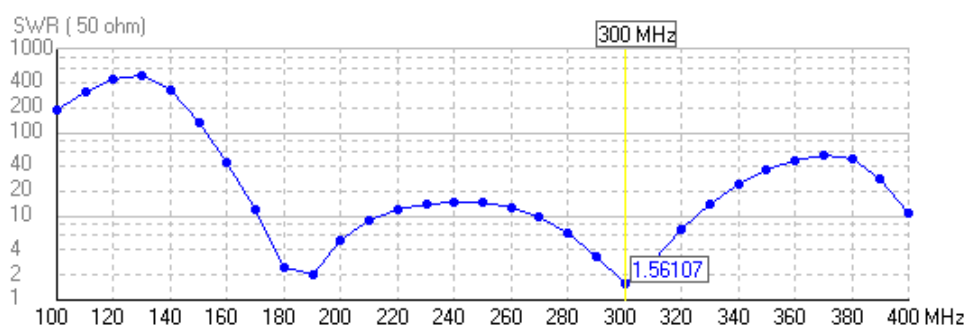
3.3.3. Podsumowanie

W bieżącym rozdziale dysertacji przedstawiono autorską metodę syntezy małych anten zwaną w skrócie „M”. Za jej pomocą dokonano szeregu badań numerycznych i wygenerowano tym samym szereg małych anten.

Jedne z pierwszych badań ograniczyły się tylko do generowania anten i klasyfikowania ich pod względem uzyskanego zysku energetycznego. Celem tych badań było przede wszystkim sprawdzenie czy wygenerowane za pomocą tej metody anteny spełniają narzucone ograniczenia i czy zaimplementowany algo-



Rys. 3.19. Struktura anteny o zysku $G=7,75$ dBi i $WFS=1,57$



Rys. 3.20. Wykres WFS w funkcji częstotliwości dla anteny z rysunku 3.19

rytm genetyczny funkcjonuje poprawnie. Okazało się, że stosując metodę „M” da się odnaleźć struktury antenowe spełniające przyjęte ograniczenia. Niestety, mankamentem były zbyt duże wahania wartości zysku energetycznego (patrz tabela 3.5) i współczynnika fali stojącej. Oznaczało to zbyt szeroki zakres dopuszczalnych rozwiązań. Zatem jego zawężenie stało się celem kolejnego etapu badań.

W trakcie drugiego etapu badań rozważana metoda syntezy uległa modyfikacji. Polegała ona tym, że istniejącą funkcję kryterialną (składającą się z jednego kryterium oceny w postaci zysku energetycznego) wzbogacono o drugie kryterium oceny (współczynnik fali stojącej WFS). Ponadto określono wartości współczynników wagowych dla każdego z kryterium oceny.

Po dokonaniu modyfikacji funkcji kryterialnej wygenerowano szereg struktur antenowych i przeanalizowano otrzymane wyniki. W rezultacie stwierdzono, że zbiór dopuszczalnych rozwiązań uległ zdecydowanemu zawężeniu, o czym świadczą wyniki prezentowane w tabeli 3.6. Niestety, uzyskane wartość

WFS nie należą nadal do akceptowalnych. Pomimo to, wśród nich dało się odnaleźć jedną strukturę antenową, której współczynnik fali stojącej wyniósł tylko 3,42, a po zastosowaniu układu dopasowującego impedancję wejściową anteny do impedancji linii zasilającej wartość WFS zmniejszyła się do wartości 1,01 (patrz rysunek 3.15).

W trakcie kolejnych etapów badań nad metodą „M” sprawdzano, czy i jaki wpływ na parametry wygenerowanych anten będzie miała zmiana całkowitej długości ramienia anteny L oraz zmiana długości promienia R sfery ograniczającej.

W pierwszej kolejności parametrem, który ulegał modyfikacji była długość promienia sfery ograniczającej. Eksperymenty rozpoczęto od promienia o długości $R=0,15$ m, a zakończono na wartości $R=0,25$ m i wygenerowano szereg małych anten. Za każdym razem, gdy długość promienia zmieniała się, procedura syntezy rozpoczynała się od nowa. Po zakończeniu procesu badawczego zestawiono uzyskane rezultaty w tabeli 3.7 i wyciągnięto z nich kilka wniosków. Po pierwsze, dla najmniejszej wartości R zakres zmian obliczonego zysku energetycznego był niewielki. Po drugie, wydłużanie promienia R powodowało znaczny wzrost i zakres wahań wartości zysku energetycznego.

Zatem zmiana długości promienia R sfery ograniczającej wywiera znaczny wpływ na uzyskane parametry anten.

Ostatni etap badań nad rozważaną metodą syntezy dotyczył określenia wpływu zmiany całkowitej długości ramienia L anteny na uzyskane wartości zysku i WFS.

Proces syntezy przeprowadzono dla czterech długości ramienia anteny tj. dla $L=0,25$ m, $L=0,5$ m, $L=1$ m i $L=1,5$ m. Wyniki obliczeń zestawiono w tabeli 3.8.

Z otrzymanych rezultatów badań wynika, iż najgorsze wartości zysku energetycznego G_{max} osiągnięto dla najkrótszego ramienia anteny. Ponadto, wzrost długości ramienia L anteny przekłada się bezpośrednio na wzrost wartości zysku energetycznego.

Najlepsze wartości G_{max} osiągnięto dla $L=1,5$ m. Co więcej, dla tej długości ramienia trzeba było dołączyć dwa dodatkowe segmenty do każdej konfiguracji anteny. W przeciwnym wypadku anteny nie spełniałyby podstawowego ograniczenia tzn. nie mieściłyby się w sferze ograniczającej.

Jeśli chodzi o uzyskane wyniki WFS, to najlepsze rezultaty również osiągnięto dla najdłuższego ramienia anteny. Na uwagę zasługuje tutaj struktura antenowa, której WFS wyniósł tylko 1,57 a zysk energetyczny 7,75 dBi. Do-

datkowo tą strukturę cechuje nieskomplikowany kształt, który predysponuje ją do realizacji fizycznej.

Podsumowując całość prac nad metodą „M” można stwierdzić, iż za jej pomocą da się wygenerować anteny, które będą spełniały wszystkie narzucone im ograniczenia, a jednocześnie będą posiadały przyzwoite parametry użytkowe.

3.4. Metoda „M2” syntezy małych anten

Ostatnią proponowaną metodą syntezy małych anten jest metoda o nazwie „M2” [71, 72]. Stanowi ona rozwinięcie metody „M” o możliwość zbadania wrażliwości wygenerowanych struktur antenowych.

W ogólności, podczas analizy wrażliwości rozpatruje się te problemy, które wynikają z odchyień wartości parametrów określających wybrane cechy układu od ich wartości nominalnych. Zmianę funkcji układowej w otoczeniu nominalnych wartości można przedstawić w postaci szeregu Taylora. Dokonując linearyzacji szeregu poprzez pominięcie wyrazów wyższych rzędów otrzymujemy:

$$\Delta f(x_0) = f(x_0 + \Delta x) - f(x_0) \approx [\nabla f(x_0)] \cdot \Delta x. \quad (3.2)$$

Różniczkę zupełną funkcji układu możemy więc przedstawić zależnością:

$$\Delta f(x) = \sum_{i=1}^N \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| \cdot \Delta x_i. \quad (3.3)$$

Wyrażenie postaci:

$$S = \frac{\partial f(\cdot)}{\partial x_i}, \quad (3.4)$$

określa się jako wrażliwość (Sensitivity) funkcji układowej $f(x_0)$ na zmianę parametru x_i [41, 110].

Korzystając z idei wrażliwości oraz ze wzoru (3.4), ocena wrażliwości anten ESA polega na dokonywaniu niewielkich zmian w ich strukturze geometrycznej, a następnie wyznaczeniu ich parametrów użytkowych. Proces zmian struktury geometrycznej małych anten opiera się na przesuwaniu punktów łączących poszczególne ramiona anteny, czyli węzłów.

Założono, że anteny, które są poddawane ocenie wrażliwości, muszą spełniać określone warunki, czyli posiadać przyzwoity zysk energetyczny oraz niewielki współczynnik fali stojącej. Ponadto anteny te muszą spełniać wszystkie

narzucone ograniczenia zgodnie z proponowanym modelem anteny, który opisany jest szczegółowo w rozdziale 3.1.

3.4.1. Opis działania metody „M2”

Metoda „M2” opiera swe działanie na dwóch algorytmach, a jej schemat działania prezentowany w postaci rysunku 3.21.

Pierwszy z algorytmów (algorytm genetyczny) wykorzystywany jest do znalezienia efektywnych struktur elektrycznie małych anten liniowych.

Jako efektywną strukturę ESA rozumiemy strukturę, która posiada jak najlepszy zysk energetyczny G i ma mały współczynnik fali stojącej WFS. Zależność pomiędzy G i WFS określona jest za pomocą funkcji kryterialnej, która stanowi integralną część metody „M” i „M2”. Równanie funkcji kryterialnej dane jest poniższym wzorem

$$F_c = 0,2 \frac{A}{9} + 0,8 \frac{1}{B} \quad (3.5)$$

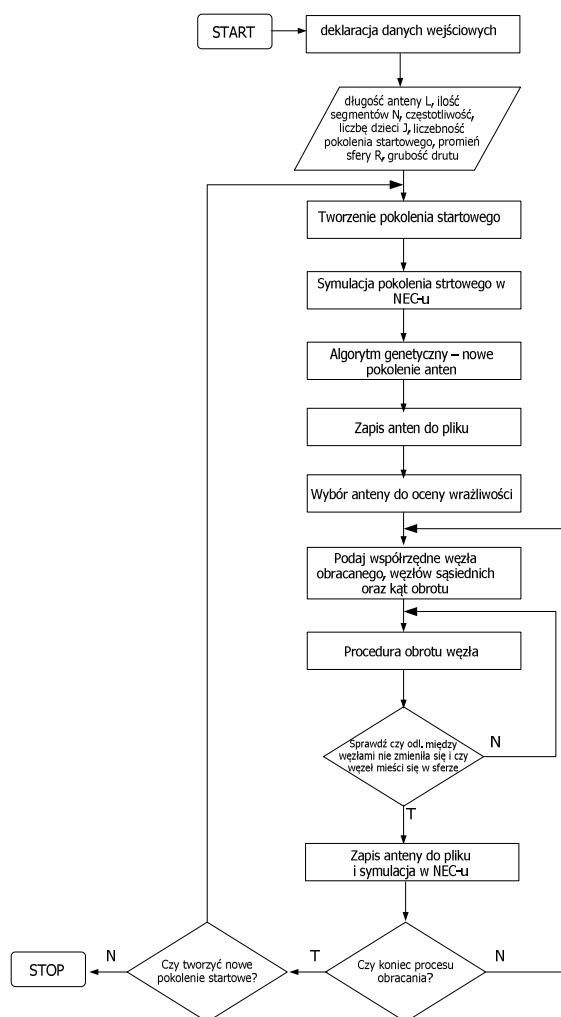
gdzie A to maksymalny zysk energetyczny G_{max} , a B oznacza współczynnik fali stojącej WFS. Wagi poszczególnych współczynników zostały dobrane tak, aby przewagę miał współczynnik B , a co za tym idzie poszukiwana struktura antenowa ma przede wszystkim posiadać jak najmniejszy WFS.

Po wygenerowaniu i zapisaniu efektywnych struktur elektrycznie małych anten liniowych algorytm genetyczny kończy swe działanie. Następnie, przy wykorzystaniu drugiego algorytmu zostaje zbadana i oceniona wrażliwość poszczególnych anten ESA.

Rozważana struktura antenowa zbudowana jest, podobnie jak w poprzednich opisywanych metodach syntezy, z N odcinków prostego przewodu. Poszczególne odcinki (segmenty) anteny mają jednakową długość i połączone są ze sobą szeregowo. Miejsce połączeń segmentów nazywamy węzłami. Antena umieszczona jest w wymagowanej półsfery o zadanym promieniu R nad powierzchnią doskonale przewodzącą.

Punkt zasilania anteny znajduje się na podstawie półsfery ograniczającej pomiędzy jej pierwszym segmentem a ekranem. Procedura syntezy anten rozpoczyna się od deklaracji danych wejściowych, a następnie tworzone jest pokolenie startowe anten zgodnie z algorytmem z rysunku 3.2. Pokolenie to wykorzystywane jest dalej przez algorytm genetyczny.

Posługując się algorytmem genetycznym powstaje nowe pokolenie anten, które zostaje poddane ocenie zgodnie z zadeklarowaną funkcją celu (opisaną



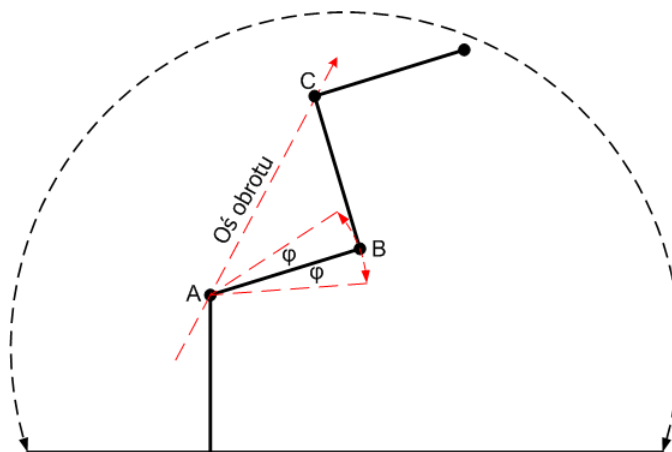
Rys. 3.21. Schemat blokowy metody „M2”

równaniem 4.2). Najlepsze anteny zostają zapisane do pliku i program przechodzi do kolejnego etapu, którym jest ocena wrażliwości wybranych anten.

Wrażliwość badana jest poprzez obrót wybranych węzłów o zadaną wartość kąta obrotu.

Procedura obrotu wybranym węzłem rozpoczyna się od podania wartości jego współrzędnych, współrzędnych węzłów sąsiadujących oraz zadeklarowania kąta obrotu (φ). Jednocześnie w trakcie obrotu węzła musi zostać zachowana stała długość segmentu anteny. Schemat procesu obrotu węzłem przedstawiony został na rysunku 3.22.

Węzeł B obracany jest o zadany kąt φ wokół osi obrotu. Oś obrotu przechodzi przez sąsiadujące węzły A i C. Początek osi obrotu znajduje się w węźle A. Aby procedura obrotu była prawidłowa zachowana musi być stała odległość pomiędzy węzłami A i C, A i B oraz B i C. Ponadto w trakcie obrotu węzłem



Rys. 3.22. Schemat obrotu węzłem

sprawdzone jest czy jego nowe położenie nie wykracza poza półsferę ograniczającą. Za każdym razem, gdy położenie węzła ulega zmianie nowo powstała struktura antenowa jest zapisywana, a następnie jej parametry są wyznaczone w środowisku NEC.

3.4.2. Wyniki badań symulacyjnych

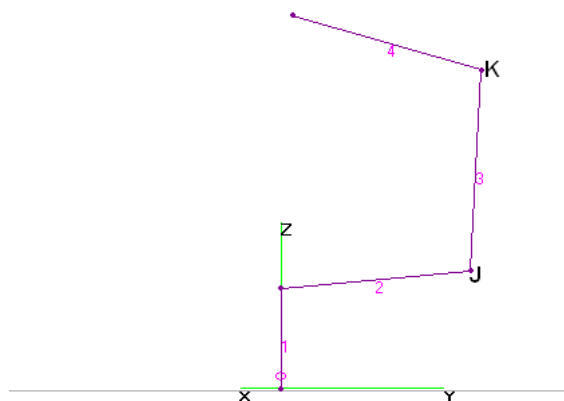
W rozdziale tym zaprezentowane zostaną wyniki wybranych eksperymentów numerycznych.

Na potrzeby eksperymentów obliczeniowych przyjęto strukturę ESA zbudowaną z 4 odcinków prostego przewodu. Częstotliwość robocza badanych anten ustalona została na 300MHz, całkowita długość ramienia anteny wyniosła 0,5 m. Ponadto, promień R półsfery ograniczającej ustalono na 0,25 m, długość pojedynczego segmentu anteny wyniosła 0,125 m.

W pierwszym etapie badań, biorąc pod uwagę zdefiniowaną równaniem 3.2 funkcję celu oraz inne ograniczenia (wynikające z przyjętego modelu anteny) wygenerowano kilkadziesiąt struktur antenowych. Następnie, sprawdzano wrażliwość wybranej anteny ESA, stanowiącej antenę bazową do dalszych symulacji. Zysk energetyczny G anteny bazowej wyniósł 5,48 dBi, z kolei współczynnik fali stojącej WFS wyniósł 34,9.

W celu określenia wrażliwości anteny bazowej na niewielkie zmiany geometryczne wybrano dwa węzły (na rysunku 3.23 oznaczone jako J i K), które obracano o zadany kąt obrotu φ . Kąt ten zmieniał się w zakresie od 1° do 360° początkowo z przyrostem co 1° , a następnie co 10° .

Wraz ze zmianą kąta φ powstawały nowe konfiguracje anten, których parametry użytkowe obliczano z użyciem środowiska NEC.



Rys. 3.23. Struktura anteny bazowej z wybranymi do obrotu węzłami

Pierwszym węzłem, który był obracany o zadaną wartość kąta φ był węzeł J. Zmieniając kąt obrotu węzła uzyskano szereg nowych anten. Wyznaczając ich zysk energetyczny znaleziono strukturę, która posiadała lepszy zysk energetyczny niż antena bazowa (5,48 dBi). Znaleziona w ten sposób struktura stała się strukturą wyjściową do dalszych badań.

Powtarzając całą procedurę obrotu węzłem K uzyskano kolejne struktury antenowe oraz wyznaczono ich parametry.

W kolejnym kroku badań, cały proces obrotu węzłami był powtórzony z tym, że zmieniono kolejność obrotu węzłów tzn. najpierw ruszono węzłem K, a potem węzłem J. Zmiana kolejności obrotu węzłów miała na celu określenie, którym węzłem najpierw należy ruszać by uzyskać lepsze wartości zysku energetycznego. Zestawienie parametrów anten ze wszystkich etapów pracy przedstawiają tabele 3.9, 3.10, 3.11, 3.12.

Parametry struktur wyjściowych umieszczone są na pozycji pierwszej w każdej tabeli.

Tab. 3.9. PARAMETRY WYBRANYCH ANTEN UZYSKANE
GDY WĘZEL J BYŁ OBRACANY JAKO PIERWSZY

Lp.	Kąt obrotu φ	G_{max} [dBi]	WFS
1	0°	5,48	34,9
2	1°	5,00	25,4
3	2°	5,00	25,2
4	10°	5,48	20,6
5	60°	5,07	36,1
6	100°	5,33	39
7	180°	5,49	37,5
8	220°	5,43	38,6
9	300°	5,07	33,9
10	350°	5,00	24,7

Tab. 3.10. PARAMETRY WYBRANYCH ANTEN UZYSKANE
GDY WĘZEL K BYŁ OBRACANY JAKO DRUGI

Lp.	Kąt obrotu φ	G_{max} [dBi]	WFS
1	0°	5,49	37,5
2	1°	5,16	30,8
3	2°	5,15	25,2
4	10°	5,15	30,3
5	60°	5,23	40,1
6	100°	5,33	39
7	180°	5,50	38,9
8	220°	5,48	38,8
9	300°	5,23	40,1
10	350°	5,20	30

Po przeprowadzonej analizie otrzymanych wyników eksperymentów numerycznych da się zauważyć iż zakres wahań zysku energetycznego G wynosi od 5,00 dBi do 5,51 dBi. Różnica pomiędzy najgorszą wartością zysku energetycznego a najlepszą wynosi 0,5 dBi. Zatem można stwierdzić, że anteny ESA nie są wrażliwe na niewielkie zmiany geometryczne ich struktury.

Najgorsze wartości zysku energetycznego (5,00 dBi) uzyskano gdy wartość kąta obrotu φ wyniosła 1°, a najlepszy zysk energetyczny uzyskano gdy kąt φ wynosił 180°.

Wartości współczynnika fali stojącej WFS wahały się w granicach od 20 do 41. Wyniki te są dalekie od ideału ale po zastosowaniu układu dopasowującego da się je z pewnością poprawić. Znaczącą zmianę WFS zaobserwowano, gdy węzeł J był obrócony (jako pierwszy) o 1° (w stosunku do pozycji wyjściowej).

Tab. 3.11. PARAMETRY WYBRANYCH ANTEN UZYSKANE
GDY WĘZEL K BYŁ OBRACANY JAKO PIERWSZY

Lp.	Kąt obrotu φ	G_{max} [dBi]	WFS
1	0°	5,49	34,9
2	1°	5,17	31,8
3	2°	5,17	31,9
4	10°	5,14	28,4
5	60°	5,22	40
6	100°	5,28	41
7	180°	5,51	38,9
8	220°	5,45	38,3
9	300°	5,21	38,2
10	350°	5,16	31,5

Tab. 3.12. PARAMETRY WYBRANYCH ANTEN UZYSKANE
GDY WĘZEL J BYŁ OBRACANY JAKO DRUGI

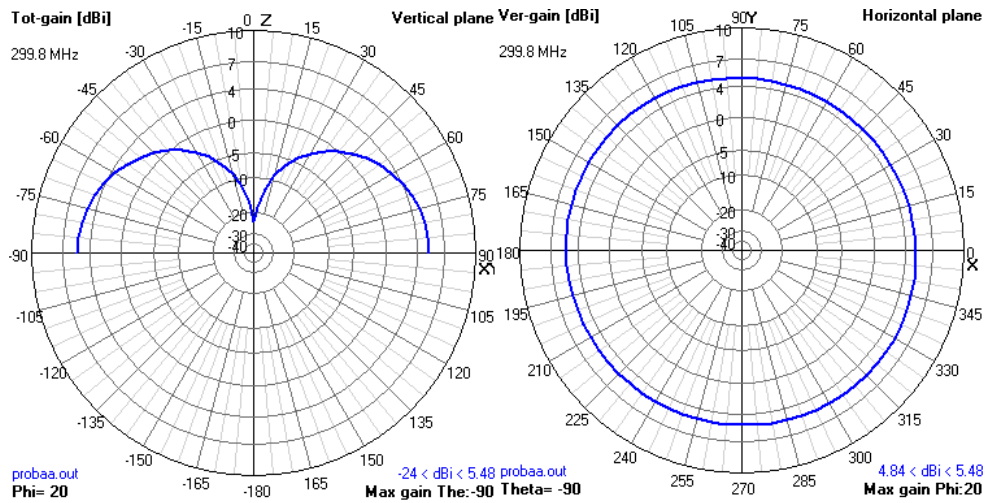
Lp.	Kąt obrotu φ	G_{max} [dBi]	WFS
1	0°	5,51	38,9
2	1°	5,00	25,9
3	2°	5,01	25,8
4	10°	5,01	27,2
5	60°	5,21	39,9
6	100°	5,33	39
7	180°	5,50	38,9
8	220°	5,48	38,8
9	300°	5,30	40,1
10	350°	5,01	25,7

Wtedy też WFS zmienił swą wartość z 34,9 na wartość 25,4. Oznacza to iż węzeł J jest wrażliwy. Jest to cenna informacja, gdyż w przypadku realizacji fizycznej badanej anteny każdorazowa zmiana jej kształtu będzie pociągała za sobą zmianę WFS, a tym samym konieczne będzie nowe dopasowanie impedancyjne.

Z kolei analizując kolejność wyboru węzłów do obrotu stwierdza się, iż nie wpływa ona w znaczący sposób na uzyskane wartości zysku energetycznego i współczynnika fali stojącej.

Biorąc pod uwagę charakterystykę promieniowania anteny bazowej i anteny o najlepszym zysku energetycznym (5,51dBi) można stwierdzić iż obie anteny są kierunkowe. Charakterystyki promieniowania anteny bazowej ilustruje za-

mieszczony poniżej rysunek 3.24.



Rys. 3.24. Charakterystyka promieniowania anteny o zysku $G=5,48$ dBi

3.4.3. Podsumowanie

W niniejszym rozdziale rozprawy przedstawiono autorską metodę generacji elektrycznie małych anten liniowych zwaną metodą „M2”.

Opisywana metoda pozwala na odnalezienie efektywnych anten ESA oraz na badanie ich wrażliwości.

Wrażliwość otrzymanych struktur antenowych badana była poprzez zmianę położenia wybranych węzłów anteny. Z kolei zmiana położenia węzłów realizowana jest poprzez ich obracanie o zadany kąt obrotu, przy jednoczesnym zachowaniu stałej długości segmentów anteny. Po obróceniu węzła o zadany kąt powstawała nowa struktura antenowa, której parametry wyznaczano w środowisku NEC.

Postępując zgodnie z podanym wyżej schematem procedury obrotu węzłami, stworzono kilkadziesiąt anten, a ich parametry zestawiono i przeanalizowano.

Z uzyskanych rezultatów wynika, że małe anteny są mało wrażliwe na niewielkie zmiany kształtu. Ponadto stwierdzono, iż kolejność wyboru węzłów do obrotu nie ma większego znaczenia i nie wpływa w dominujący sposób na uzyskane parametry użytkowe anten.

Podsumowując całość prac nad metodą „M2” stwierdza się, że za jej pomocą da się wygenerować efektywne struktury małych anten oraz ocenić ich wrażliwość.

Porównując omawianą metodę z metodami losowego poszukiwania oraz metodą „M” można uznać metodę „M2” za najbardziej skuteczną w poszukiwaniu efektywnych struktur ESA. Dlatego też metoda ta wykorzystana została do wyznaczenia prototypów małych anten, które zrealizowano fizycznie oraz dokonano ich pomiarów.

Proces budowy prototypów anten i ich pomiarów będzie przedmiotem kolejnego rozdziału niniejszej dysertacji.

Wykonanie i pomiary wybranych anten ESA

W poprzednim rozdziale dysertacji zaprezentowano autorskie metody syntezy elektrycznie małych anten liniowych. Chcąc zweryfikować poprawność działania nowych anten, zdecydowano się na zbudowanie i pomierzenie parametrów dwóch anten modelowych. Anteny te - zwane dalej prototypami - zaprojektowano korzystając z metody „M”.

Opis procesu budowy prototypów anten i efekty przeprowadzonych pomiarów stanowić będą treść bieżącego rozdziału rozprawy.

4.1. Prototypowe modele anten

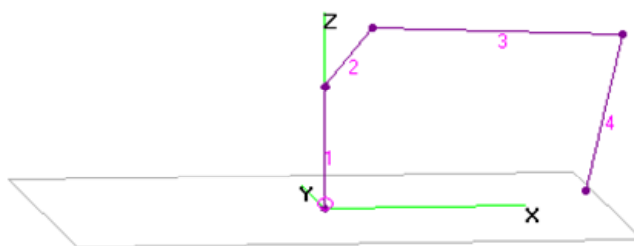
Na potrzeby weryfikacji poprawności działania autorskich metod syntezy przyjęto iż metodą, za pomocą której stworzone zostaną modelowe anteny będzie metoda zwana „M”. Dodatkowo poczyniono szereg założeń dotyczących ograniczeń jakie będą musiały spełniać owe modele anten.

Pierwsze z założeń dotyczyło częstotliwości roboczej obu anten. Jej wartość ustalono na 600 MHz. Następnie przyjęto, iż promień sfery ograniczającej będzie wynosił 0,125 m, a całkowita długość każdej anteny wynosić będzie nie więcej niż ćwierć metra. Ponadto długość pojedynczego segmentu anteny (za wyjątkiem pierwszego odcinka anteny, którego długość stanowi połowę długości pojedynczego segmentu) określono na 0,0625 m.

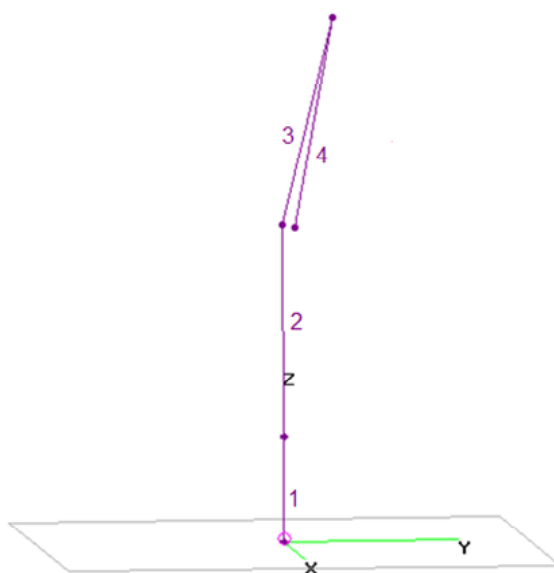
Powyższe ograniczenia przyjęto z myślą o wygodzie wykonania anten metodami warsztatowymi oraz z myślą o możliwościach pomiarowych. Zdecydowano także, że materiałem użytym do budowy anten będzie miedź, charakteryzująca się bardzo dobrym współczynnikiem przewodności elektrycznej oraz dużą wytrzymałością na uszkodzenia.

Z tak przyjętymi ograniczeniami dokonano procesu syntezy anten i spośród

uzyskanych rezultatów wybrano dwa modele anten, które nazwano „A” oraz „B”. Ich struktury prezentowane są na rysunkach 4.1 i 4.2.



Rys. 4.1. Struktura prototypu „A”



Rys. 4.2. Struktura prototypu „B”

Analizując strukturę „A” można zauważyć, iż swoim kształtem przypomina ona antenę pętlową rozwartą na końcu segmentu czwartego. Z kolei struktura „B” przypomina monopol zagięty na końcu, przez co zmienia się jego wymiar elektryczny.

Kolejnym etapem w procesie fizycznej realizacji było stworzenie rysunków technicznych obu prototypów. W tym celu skorzystano z plików zawierających opis strukturalny anten. Pliki te zawierają współrzędne kartezjańskie położenia każdego odcinka anteny w przestrzeni, informacje o kątach nachylenia poszczególnych ramion względem punktu początku układu współrzędnych, ich długości oraz grubości drutu z jakiego jest wykonana antena.

Tab. 4.1. OPIS STRUKTURALNY ANTENY „A”

Numer ramienia	Długość ramienia [m]	Średnica ramienia [m]	Kąt θ	Kąt φ
1	0,031	0,001	90°	0°
2	0,062	0,001	87,25°	19,65°
3	0,062	0,001	76,56°	76,34°
4	0,062	0,001	-80°	-99,63°

Tab. 4.2. OPIS STRUKTURALNY ANTENY „B”

Numer ramienia	Długość ramienia [m]	Średnica ramienia [m]	Kąt θ	Kąt φ
1	0,031	0,001	90°	0°
2	0,062	0,001	6,8°	72,1°
3	0,062	0,001	2,2°	-0,3°
4	0,062	0,001	-33°	-107°

Opis nachylenia kątów należy rozumieć następująco: dla kąta θ wartość dodatnia oznacza kierunek „w górę” a wartość ujemna „w dół”, dla kąta φ wartość dodatnia oznacza kierunek zgodny z kierunkiem poruszania się wskazówek zegara, a ujemna - przeciwny.

Tabele 4.1 oraz 4.2 przedstawiają opis strukturalny modelowych anten. Na podstawie opisu strukturalnego anten opracowano w programie AutoCAD rysunki techniczne, które przedstawione są na rys.B.1 i B.2 (patrz Dodatek B).

Wirtualne modele anten posiadają „ostre” połączenia pomiędzy poszczególnymi ramionami. Zakładając, iż konstrukcja ma być jednolita (wykonana z jednego odcinka drutu) należało przyjąć, że połączenia pomiędzy poszczególnymi ramionami będą zaokrąglone. Każde z gięć powinno charakteryzować się jednolitym promieniem zgięcia oraz nie powinno naruszać spójności materiału. Detale te zostały uwzględnione w rysunkach technicznych.

Na podstawie sporządzonych rysunków technicznych przystąpiono do wykonania prototypów.

Głównym problemem napotkanym w trakcie budowy anten było jak najwierniejsze zachowanie kątów pomiędzy segmentami anten oraz długości ich ramion.

Ręczne wykonanie prototypów narażało wielu kłopotów związanych z brakiem odpowiedniego zaplecza technicznego oraz urządzeń. Dlatego też zdecydowano się na zlecenie wykonania tychże prototypów firmie zajmującej się obróbką metali.

Każda konstrukcja antenowa została wyprodukowana w trzech egzemplarzach na podstawie dostarczonych rysunków technicznych. Co więcej, otrzymane anteny są konstrukcjami samonośnymi, nie wymagają żadnych wsporników ani podłoża.

Materiałem, z którego wykonano prototypy był srebrzony drut miedziany. Drut ten jest podatny na kształtowanie, zarówno na gięcie, jak i ściskanie. Został on dostarczony w postaci zwiniętej 15 m rolki.

Gotowe konstrukcje zostały sprawdzone pod kątem zachowania wszystkich długości oraz wzajemnego położenia wszystkich ramion. Gotowe prototypy prezentowane są na rysunku 4.3.



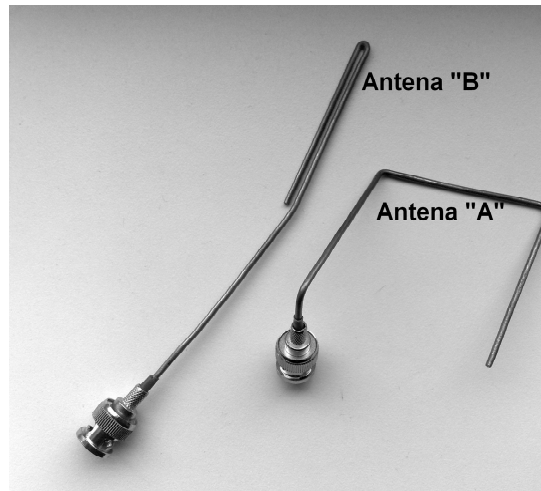
Rys. 4.3. Gotowe prototypy anten

Otrzymane konstrukcje antenowe należało następnie zaopatrzyć w odpowiednie złącze. Do tego celu wybrano najpopularniejszy typ złącza BNC. Jego wybór podyktowany był prostotą montażu, dobrą wytrzymałością mechaniczną oraz używanym sprzętem do pomiarów parametrów anten.

Montaż złącza BNC wymagał zeszlifowania do odpowiedniej średnicy jednej z końcówek anteny. Następnie tak przygotowaną końcówkę przylutowano do złącza. Z kolei obudowa złącza została odizolowana od anteny za pomocą taśmy termokurczliwej.

Rysunek 4.4 prezentuje konstrukcje antenowe z zamontowanym złączem BNC.

Prototyp „A” oraz „B” został po zakończonym montażu złącza sprawdzony pod kątem występowania zwarcia między strukturą a obudową złącza. W żadnym przypadku nie stwierdzono wystąpienia zwarcia. Żadna z anten nie uległa uszkodzeniu podczas montażu złącza.



Rys. 4.4. Anteny z zamontowanym złączem BNC

4.2. Pomiary prototypowych modeli anten

W rozdziale tym opisane zostaną pomiary parametrów prototypowych modeli anten. Parametrami mierzonymi będą wartości natężenia pola elektromagnetycznego w strefie dalekiej obu anten [74]. Na ich podstawie obliczone zostaną wartości zysku energetycznego anten.

Wszystkie wartości pomiarów będą przeanalizowane i porównane z rezultatami uzyskanymi na drodze symulacji w środowisku NEC.

Oprócz przedstawienia wyników pomiarów rozdział ten zawierać będzie także opis stanowiska pomiarowego oraz warunki w jakich zostały wykonane pomiary.

4.2.1. Dopasowanie impedancyjne anten

Pierwszym etapem prac związanych z pomiarami parametrów anten było ich dopasowanie impedancyjne.

W celu zapewnienia minimalnych strat energetycznych w torze transmisyjnym używa się wielu linii transmisyjnych dopasowanych pod kątem impedancji do anteny. Jeśli różnica pomiędzy impedancją wejściową anteny a impedancją charakterystyczną linii jest duża to dopasowanie impedancyjne realizowane jest na przykład poprzez zastosowanie transformatora ćwierćfalowego, łańcuchowego połączenie odcinka linii i transformatora ćwierćfalowego lub poprzez użycie stroika równoległego połączonego z fragmentem linii transmisyjnej [78].

W przypadku prototypowych modeli anten zdecydowano się na dopasowanie impedancyjne w postaci stroika równoległego. Wybór tej metody do-

pasowania był podyktowany tym, iż obie anteny miały impedancje wejściowe posiadające części rzeczywiste jak i zespolone.

Wartości symulacyjne impedancji wejściowej obu prototypów zostały zebrane w tabeli 4.3.

Tab. 4.3. WARTOŚĆ SYMULOWANEJ IMPEDANCJI WEJŚCIOWEJ PROTOTYPU „A” I „B”

Impedancja wejściowa anteny „A”	Impedancja wejściowa anteny „B”
109+j165	39,5+j605

Zasilanie anten zostało zrealizowane za pomocą koncentrycznego kabla antenowego RG58/U o impedancji charakterystycznej $Z_o = 50 \Omega$.

Aby zapewnić dopasowanie na odpowiednim poziomie, czyli zredukować do minimum wartość współczynnika fali stojącej zastosowano stroik równoległy dołączany do linii transmisyjnej. Długość linii oraz stroika zostały wyznaczone przy użyciu metody algebraicznej. Metoda ta, polega na rozwiązaniu dwóch równań [78]:

$$Z_{we} = Z_o \frac{Z_{in} + jZ_o \operatorname{tg} \beta l}{Z_o + jZ_{in} \operatorname{tg} \beta l} \quad (4.1)$$

$$Z_{we} = jZ_o \operatorname{tg} \beta l \quad (4.2)$$

gdzie:

Z_{we} - impedancja wejściowa odcinka linii o długości l równa 50Ω

Z_o - impedancja charakterystyczna linii

Z_{in} - impedancja wejściowa anteny

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ - współczynnik fazowy

l - długość odcinka

Po rozwiązaniu równania (4.1) otrzymuje się odległość, w jakiej należy dołączyć stroik równoległy do zacisków anteny. Natomiast rozwiązując równanie (4.2) otrzyma się długość stroika zwartego na końcu.

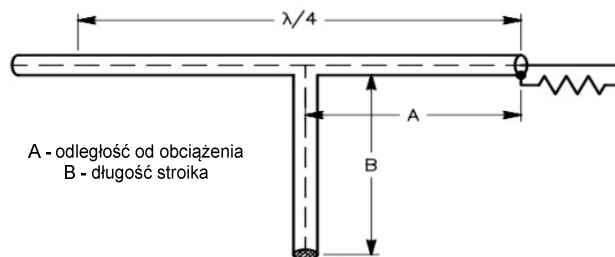
Warto w tym miejscu zaznaczyć, iż funkcja tangens jest funkcją okresową, zatem możliwe jest dowolne dobieranie długości elementów dopasowania impedancyjnego.

Dla obu prototypów anten wartości uzyskane po rozwiązaniu równań (4.1) oraz (4.2) przedstawia tabela 4.4.

Tab. 4.4. UKŁAD DOPASOWANIA IMPEDANCYJNEGO

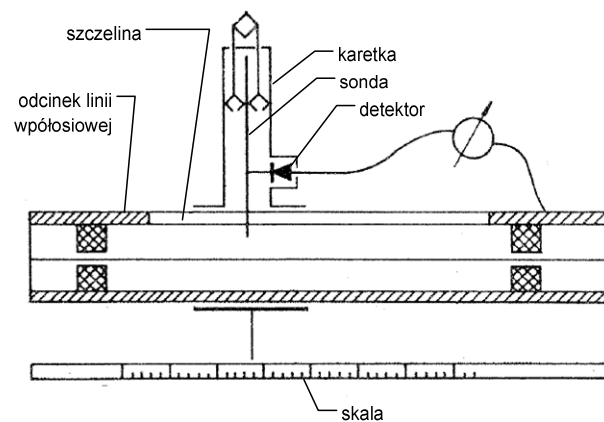
	Prototyp „A”	Prototyp „B”
Długość linii od obciążenia	114 mm	125 mm
Impedancja w odległości l od obciążenia	$7,536-j17,883$	$0,269-j4,115$
Długość stroika zwartego na końcu	282 mm	256 mm
Impedancja stroika	$j21,26$	$j3,777$

Układ dopasowujący został zrealizowany według schematu umieszczonego na rysunku 4.5.

**Rys. 4.5.** Schemat układu dopasowania impedancyjnego

Na każdym etapie pracy, przewody były sprawdzane pod kątem występowania na nich zwarcia. Zwarcie wystąpiło dopiero w momencie splecenia ze sobą żyły głównej i opłotu na końcu stroika równoległego.

Po wykonaniu stroika równoległego przystąpiono do pomiarów impedancji wejściowej prototypów anten. Pomiary te wykonano według procedur opisanych w [40, 42, 78]. Wykorzystano do tego celu koncentryczną szczelinową linię pomiarową fal TEM z sondą i galwanometrem. Schemat takiej linii przedstawia poniższy schemat (rys.4.6).

**Rys. 4.6.** Schemat szczelinowej linii pomiarowej [112]

Jako generator zasilający wykorzystano generator przestrajalny z tłumikiem sygnału wyjściowego (ESG Agilent Technolgies E4432B).

W procesie pomiaru, wartości mocy sygnału wejściowego ustalono w taki sposób by galwanometr wskazywał maksymalną liczbę działek zarówno w węźle jak i w strzałce. Wymagało to wykorzystania tłumika.

Wartość modułu współczynnika odbicia Γ określono z zależności [78]:

$$\Gamma = \frac{\varrho - 1}{\varrho + 1}, \quad (4.3)$$

gdzie:

$$\varrho = WFS = \frac{U_{max}}{U_{min}}, \quad (4.4)$$

przy czym U_{max} należało określić z zależności:

$$U_{max} = U_{min} 10^{\frac{\alpha}{10}}, \quad (4.5)$$

gdzie α - wartość tłumienia.

Argument współczynnika odbicia określono ze wzoru [78]:

$$\Theta = \beta l_{min}, \quad (4.6)$$

przy czym $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ - współczynnik fazowy, a l_{min} to położenie sondy w pozycji pierwszego węzła przy podłączonej antenie.

Z otrzymanych wartości pomiarowych określono zespolony współczynnik odbicia Γ , a następnie obliczono wartości impedancji wejściowej anten Z_{we} według wzoru [78]:

$$Z_{we} = -Z_0 \left(\frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1} \right), \quad (4.7)$$

przy czym $Z_0 = 50 \Omega$ (impedancja charakterystyczna linii współosiowej). Uzyskane w ten sposób wartości impedancji wejściowej anten porównano z wynikami symulacyjnymi i zestawiono w tabeli 4.5.

Tab. 4.5. WARTOŚCI ZMIERZONE I SYMULOWANE
IMPEDANCJI WEJŚCIOWEJ PROTOTYPÓW ANTEN

	Impedancja wejściowa anteny „A”	Impedancja wejściowa anteny „B”
wartości symulacyjne:	39,5+j602	109+j165
wartości zmierzone:	97,3+j550	123,5+j152

Analizując uzyskane wartości impedancji anten stwierdza się iż wartości pomiarowe różnią się od danych symulacyjnych.

Dla prototypu „A” rezystancja uzyskana z pomiarów wynosi 97,3 w stosunku do symulowanej wynoszącej 39,5. Zaś reaktancja uzyskana z pomiarów różni się w stosunku do wartości symulowanych w granicach 10%.

Dla anteny „B” zarówno wartość części rzeczywistej i urojonej zmierzonej impedancji różni się w stosunku do wartości symulowanych w granicach 10%.

Ze względu na brak możliwości wykonania pomiarów anten w komorze bezodbiciowej uzyskane rezultaty pomiarów impedancji należy traktować jako przybliżone ponieważ nie można wykluczyć sprzężeń badanych anten z wyposażeniem laboratorium. Z tego też względu nie przeprowadzono pomiarów impedancji anten po zastosowaniu układu dopasowania.

4.2.2. Stanowisko pomiarowe i warunki przeprowadzenia pomiarów

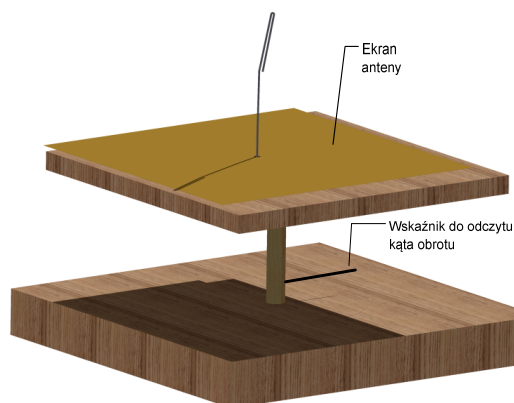
Celem przeprowadzenia pomiarów było uzyskanie charakterystyki promieniowania obu modelowych anten oraz oszacowanie ich zysku energetycznego. Pierwszym krokiem na tej drodze było zestawienie stanowisk pomiarowego.

Zwykle pomiary charakterystyk promieniowania przeprowadza się w komorach bezodbiciowych, charakteryzujących się dużą odpornością na zakłócenia. Jeśli jednak nie dysponuje się taką komorą, to do przeprowadzenia pomiarów należy wybrać otwartą przestrzeń, pozbawioną zadrzewienia i zabudowań. Taka sytuacja miała miejsce właśnie przy pomiarze prototypów anten.

Pomiary wykonano na pasie startowym starego lotniska, którego podłoże stanowił beton. Teren lotniska był płaski, a w promieniu 200 metrów od stanowiska pomiarowego nie występowało zadrzewienie. Ponadto elementy odbijające promieniowanie ustawione były w odległości dużo większej niż kilometr, zatem sygnały odbite od obiektów otoczenia można było pominąć. Uwzględniono tylko odbicia od powierzchni gruntu.

Stanowisko pomiarowe składało się ze stolika pomiarowego (rys.4.7), na którym umieszczona była badana antena, oraz urządzeń pomiarowych.

Konstrukcja stolika obrotowego została wykonana z płyty wiórowej, jedno z łączy mocujące trzon z górną podstawą było aluminiowe. Do trzonu przymocowano metalowy wskaźnik, tak aby był możliwy odczyt kąta obrotu. Do górnej podstawy przymocowano miedzianą blachę o wymiarach 0,25 m x 0,25 m, w środku której nawiercono otwór pozwalający na umieszczenie badanej anteny. Zamontowana blacha stanowi powierzchnie idealnie odbijającą promie-



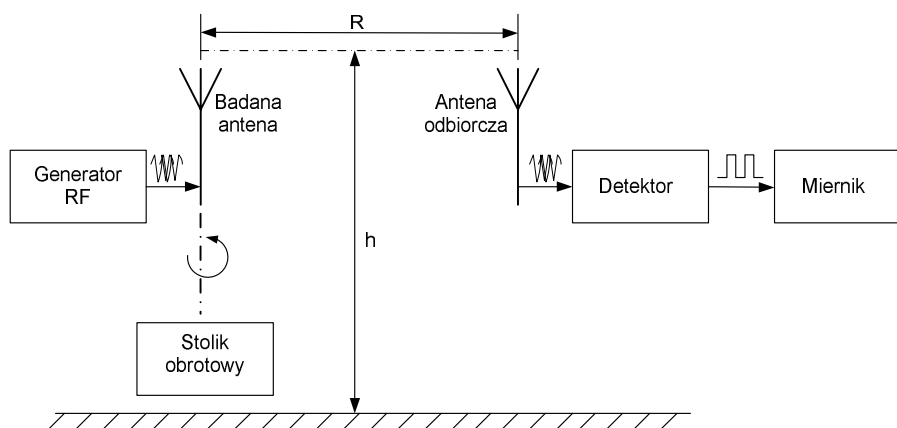
Rys. 4.7. Konstrukcja stolika pomiarowego

niowanie elektromagnetyczne, pozwalające na uzyskanie efektu odbicia lustrzanego anteny.

Schemat stanowiska pomiarowego przedstawia rysunek 4.8.

Antena była zasilana z generatora sygnałowego serii ESG Agilent Technologies E4432B, a wartości natężenia pola elektromagnetycznego odczytywano z analizatora natężenia pola PROTEK 3200. Dokładność tego miernika, według producentów, wynosi 2 dB.

Wszystkie urządzenia pomiarowe zostały ustawione na plastikowych stolikach na wysokości około 120 centymetrów, generator znajdował się w odległości 14 metrów od badanych anten, co stanowiło 28λ w jednostkach fali roboczej. Oznacza to, że pomiary były wykonane w polu dalekim.



Rys. 4.8. Schemat stanowiska pomiarowego

Odległość od anteny badanej, w jakiej należało przeprowadzić pomiary została wyliczona na podstawie wzoru

$$R \geq n \frac{D^2}{\lambda}, \quad (4.8)$$

gdzie:

D - największy rozmiar geometryczny badanej anteny

n - współczynnik zależny od wymiarów anteny pomiarowej, przyjmujący wartości od 2 do 12 (do pomiarów przyjęto wartość 12)

λ - długość fali

Otrzymane wyniki ze wzoru (4.3) sugerowały, iż dokonywać pomiarów można już w odległości 1 metra od anteny. Jednak odległość tą przesunięto aż do wartości 50 m w celu zniwelowania zakłóceń wynikających z obecności człowieka w pobliżu badanego obiektu.

Wszystkie urządzenia ze stanowiska pomiarowego zasilano z akumulatora samochodu poprzez wykorzystanie przetwornicy prądowej, która była podłączona do instalacji samochodowej. Sam samochód znajdował się około 40 metrów od badanych anten i 90 metrów od przyrządu pomiarowego, dlatego przyjęto, iż nie był on elementem odbijającym pole elektromagnetyczne. Z tak przygotowanym poligonem przystąpiono do wykonania pomiarów promieniowania obu prototypów.

4.2.3. Wyniki pomiarów

Pomiary natężeń pola elektromagnetycznego obu prototypów anten przeprowadzono dwukrotnie dla każdej anteny i porównano z wynikami symulacyjnymi. Potem, korzystając z danych pomiarowych obliczono numerycznie ich zysk energetyczny.

Przed przystąpieniem do pomiaru charakterystyk promieniowania anten, sprawdzono w jakim stopniu promieniują przygotowane przewody. Okazało się, że wykonane przewody uwzględniające dopasowanie impedancyjne promieniują w stopniu mogącym zafałszować wyniki pomiarów. Z tego też powodu anteny podłączono do generatora kablem typu RG58/U, zakończonym tylko w dwa złącza.

Do celu identyfikacji sygnału pomiarowego zastosowano modulację AM, częstotliwość robocza anteny pomiarowej ustalona była na 600 MHz. Częstotliwość sygnału modulującego ustalono na 1 kHz, a współczynnik głębokości modulacji wyniósł 50%. Po przeprowadzonych pomiarach obydwóch prototy-

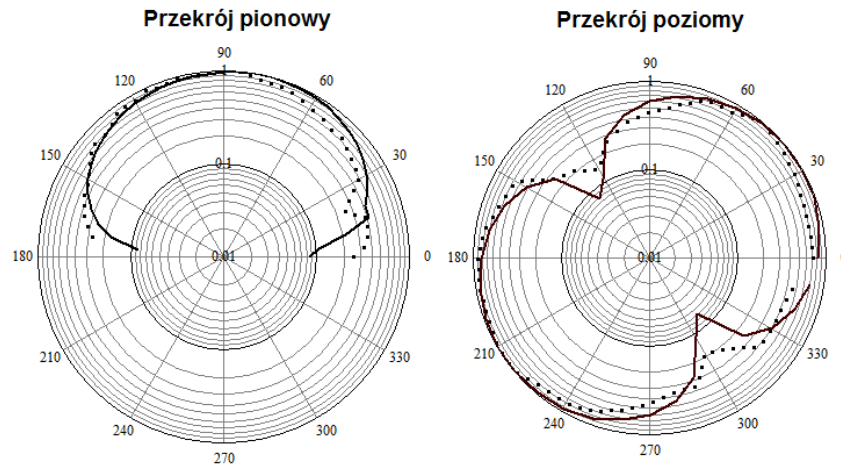
pów anten zebrane wyniki poddano obróbce, a następnie na ich podstawie opracowano unormowane charakterystyki mocy, gdzie linią ciągłą oznaczono wartości symulacyjne, a kropkami wartości zmierzone.

Zyski energetyczne obu prototypów zostały wyznaczone korzystając ze wzoru (4.9) [7]

$$G = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} H^2(\Phi) d\Phi \int_0^\pi V^2(\Theta) \sin \Theta d\Theta} \quad (4.9)$$

przy czym $H(\Phi)$ reprezentuje charakterystykę promieniowania anteny w płaszczyźnie poziomej; $V(\Theta)$ - w płaszczyźnie pionowej. Co więcej, wartości poszczególnych całek ze wzoru (4.4) wyliczono numerycznie, przy zastosowaniu metody Simpsona.

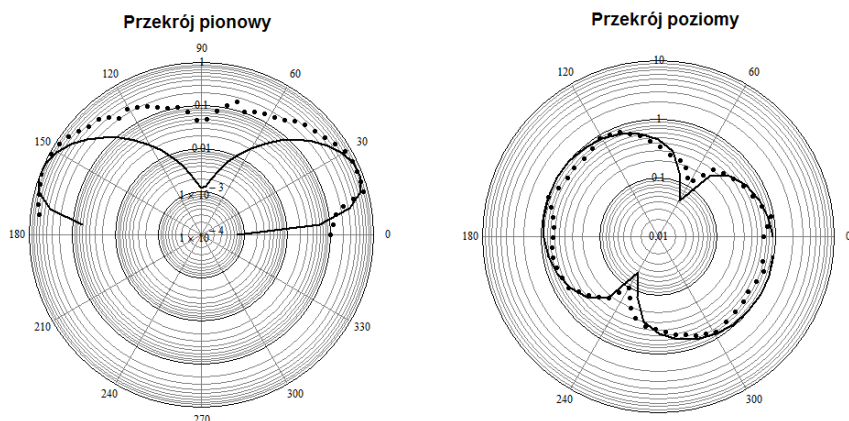
Rysunki 4.9 i 4.10 przedstawiają względne charakterystyki mocy w płaszczyźnie pionowej oraz poziomej dla prototypu „A” oraz prototypu „B”.



Rys. 4.9. Charakterystyki promieniowania mocy dla prototypu „A”

Po przeprowadzeniu analizy wyników zarówno wartości mierzonych oraz symulowanych można stwierdzić, że charakterystyki symulowane i pomiarowe w znacznym obszarze się pokrywają.

Biorąc pod uwagę charakterystykę promieniowania anteny „A” w przekroju poziomym zauważono przesunięcie charakterystyki pomiarowej względem symulowanej. Przesunięcie to wynika z niedokładności ustalenia kąтового położenia początku odczytu. Wartość przesunięcia wyniosła ok. $\pm 2^\circ$. Na przesunię-



Rys. 4.10. Charakterystyki promieniowania mocy dla prototypu „B”

cie charakterystyki pomiarowej miały też wpływ warunki otoczenia, a wartości odczytywanej mocy wahały się w granicach 2 dB.

W przypadku charakterystyk mocy w przekroju pionowym widać, iż obie charakterystyki dość dobrze pokrywają się wzajemnie. Występujące różnice między nimi mogą być spowodowane przyjętą techniką pomiarową tzn. interferencją sygnału bezpośredniego z sygnałem odbitym od podłoża, a także wpływem elementów stanowiska pomiarowego, które w wyniku interferencji tworzyło z badaną anteną układ wieloelementowy.

Dla obydwu charakterystyk tzn. dla charakterystyki symulowanej oraz pomiarowej dokonano odczytu kąta połowy mocy (HPBW). Dla wartości symulowanych szerokość HPBW wynosi 90° a sam kąt zawiera się w granicach od -30° do 60° . Dla wartości pomierzonych szerokość HPBW to 80° , a kąt zawarty jest w granicach od -30° do 50° .

Na podstawie odczytanych wartości HPBW stwierdza się, iż w przekroju pionowym prototyp „A” wykazuje kierunkowość.

Oprócz wykreślenia charakterystyk promieniowania anteny „A” obliczono numerycznie jej zysk energetyczny, którego wartość symulowana to 4,30 dBi a wartość uzyskana z pomiarów to 5,80 dBi. Zatem różnica pomiędzy obiema wartościami zysków energetycznych wynosi 1,5 dBi, przy czym wzrost wartości zysku energetycznego dla danych pomiarowych można wytłumaczyć zawężeniem charakterystyki promieniowania wynikającego z interferencji.

Analizując charakterystyki promieniowania anteny „B” w przekroju poziomym widać wyraźnie, iż forma symulowanej charakterystyki promieniowania w znacznej części pokrywa się z danymi pomiarowymi. Obserwuje się także

występujące dwa wyraźne minima dla obu charakterystyk. Jedno na kącie 60° , a drugie na kącie 240° . Ponadto, charakterystyka pomiarowa przebiega nieco powyżej charakterystyki symulowanej w zakresie minimów. Zaistniałą sytuację można wytłumaczyć brakiem zdolności przyrządu pomiarowego do pomiaru małych wartości promieniowanego sygnału.

Rozważając z kolei charakterystyki promieniowania w przekroju pionowym omawianej anteny stwierdza się, iż optycznie charakterystyka pomiarowa wykazuje większe różnice w stosunku do charakterystyki symulowanej.

Kierunki maksymalnego promieniowania obu charakterystyk pokrywają się i usytuowane są na kącie 25° i 155° .

W zakresie kierunku minimalnego promieniowania dla kąta 90° charakterystyka symulowana wykazuje dużo głębszy zanik niż pomiarowa. Wynikać to może z trudności pomiaru małych wartości sygnału spowodowanych obecnością tła elektromagnetycznego. Niemniej charakterystyka pomiarowa na kierunku minimalnego promieniowania wykazuje spadek odbieranej mocy. Co więcej, kierunek minimalnego promieniowania pokrywa się z osią OZ.

Zysk energetyczny dla wartości symulowanych wyniósł 1,30 dBi i jest w stosunku do wartości zysku energetycznego uzyskanego dla danych pomiarowych mniejszy o 0,5 dBi.

4.3. Podsumowanie

Bieżący rozdział rozprawy obejmował swoim zakresem problematykę wykonania prototypów anten oraz przeprowadzenia pomiarów ich parametrów.

Jako prototypy anten wybrano dwie anteny, które otrzymano na drodze syntezy z wykorzystaniem metody „M” a następnie zrealizowano fizycznie. Obie anteny charakteryzowały się nieskomplikowanym kształtem, co upraszczało znacznie proces ich realizacji. Niemniej jednak, w trakcie ich budowy napotkano na szereg problemów związanych z dokładnością zachowania odpowiednich odległości między poszczególnymi odcinkami anten oraz techniką wykonania. Problemy ten rozwiązano poprzez zlecenie wykonania prototypów firmie specjalizującej się w obróbce metalu.

Otrzymane prototypy anten zaopatrzono następnie w odpowiednie złącze i dopasowane je pod względem energetycznym do toru transmisyjnego, poprzez stroik równoległy. Z tak przygotowanymi antenami zdecydowano się przystąpić do pomiarów.

Pierwszymi pomiarami były pomiary impedancji wejściowej anten. Prze-

prowadzono je z wykorzystaniem szczelinowej linii pomiarowej. Uzyskane w ten sposób wyniki pomiarów porównano z wynikami symulacyjnymi. W rezultacie okazało się, iż otrzymane wyniki pomiarowe różnią się od wyników uzyskanych na drodze symulacji. Występujące różnice mogły powstać na skutek sprzężeń między badanymi antenami a wyposażeniem laboratorium. Z tego też względu odstąpiono od wykonania pomiarów impedancji wejściowej anten z dołączonym dopasowaniem.

Kolejnymi przeprowadzonymi pomiarami były pomiary natężenia pola elektromagnetycznego. Obie anteny w trakcie pomiarów pracowały jako anteny nadawcze na częstotliwości roboczej 600 MHz. Wartości ich natężenia promieniowania odczytywano urządzeniem pomiarowym i zapisywano w tabelach, które umieszczono w „Dodatku A”.

Po zakończonym procesie pomiarów z otrzymanych wartości natężeń pola elektrycznego opracowano charakterystyki promieniowania i porównano je z charakterystykami uzyskanymi w programie NEC. Analiza porównawcza obu charakterystyk wypadła pomyślnie tzn. uzyskano sporą zgodność między nimi, a występujące różnice daje się racjonalnie uzasadnić.

Biorąc pod uwagę zyski energetyczne anten wynika, że ich wartości są w znacznym stopniu zbliżone, choć większym zyskiem energetycznym charakteryzowały się anteny pomiarowe. Wynikać to może z niedokładności wykonania dopasowania impedancyjnego anten. Niemniej jednak różnice między wartościami symulowanymi a pomiarowymi nie są wielkie i wynoszą 0,5 dBi (antena „B”) i 1,5 dBi (antena „A”).

Reasumując, wyniki symulacji można uznać za potwierdzone eksperymentalnie.

Zakończenie

Celem niniejszej pracy była próba stworzenia nowych metod syntezy elektrycznie małych anten liniowych. Stosowanie tych metod ma na celu odnalezienie efektywnych konstrukcji ESA biorąc pod uwagę ich parametry użytkowe.

Prace nad poszukiwaniem nowych metod generacji anten ESA rozpoczęto od szczegółowego przeglądu literatury dotyczącego tej klasy anten i zapoznania się z ich historią oraz ewolucją, a przede wszystkim zapoznania się z charakterystycznymi dla nich parametrami takimi jak dobroć Q oraz jej odwrotność czyli RPF (współczynnik mocy promieniowania), oraz ich wpływu na poszerzanie bądź zawężanie pasma 3-dB.

Po zapoznaniu się z cechami charakterystycznymi małych anten oraz ich ewolucją sprawdzano działanie już istniejących metod syntezy. Analiza ta zawarta jest w rozdziale 2, a szczególną uwagę przywiązano do roli algorytmów ewolucyjnych. Na bazie uzyskanej w ten sposób wiedzy przystąpiono do opracowania własnych metod generacji efektywnych struktur ESA. Pracę tę podzielono na kilka etapów.

Pierwszy etap dotyczył zdefiniowania konstrukcji małej anteny, jaki będzie rozważany w trakcie badań. Konstrukcja ta zakłada, iż poszukiwana struktura antenowa składać się będzie z N odcinków prostego przewodu, które są połączone w sposób szeregowy. Połączenia (węzły) między odcinkami anteny mogą być poruszane o zadany kąt obrotu. Ponadto antena umieszczona jest nad powierzchnią doskonale przewodzącą i otoczona wyimaginowaną półsferą o zadanym promieniu. Promień ten jest mniejszy niż ćwierć długości fali radiowej. Co więcej, zaproponowana konstrukcja anteny jest samonośna, nie wymaga żadnych dodatkowych wsporników ani podłoża, a więc i koszty jej wykonania są niskie.

W kolejnym etapie prac nad metodami syntezy opracowano metodę losowego poszukiwania konstrukcji ESA. Metoda polega na losowym rozmieszczeniu zadanej ilości odcinków prostoliniowych (tworzących ramię anteny) w zamkniętej półsferze o zadanym promieniu. Odnaleziona tą drogą konstrukcja musi charakteryzować się jak najlepszym zyskiem energetycznym oraz małymi wartościami WFS i spełniać wszystkie narzucone ograniczenia. Do tych ograniczeń zalicza się niezmienną wartość długości ramienia anteny, określoną liczbę segmentów o stałej średnicy, częstotliwość roboczą anteny oraz promień sfery ograniczającej, która otacza badaną antenę.

Pośród setek anten wygenerowanych przez wyżej wymienioną metodę udało się odnaleźć anteny o akceptowalnym zysku energetycznym. Wszystkie stworzone konstrukcje spełniały narzucone im ograniczenia. Niestety, omawiana metoda nie gwarantowała odnalezienia struktury o dobrym zysku energetycznym i jednocześnie niewielkim współczynniku fali stojącej. Dlatego też zdecydowano się na zastosowanie bardziej ukierunkowanych metod poszukiwań wykorzystujących algorytmy ewolucyjne.

W wyniku zastosowania algorytmu genetycznego (AG) powstała kolejna metoda syntezy zwana przez autorkę „M”. Metoda ta bazuje na dwóch algorytmach. Pierwszy z nich tworzy pokolenie startowe anten, które następnie wykorzystuje drugi algorytm - algorytm genetyczny. AG wykorzystując procesy ewolucyjne tworzy nowy zbiór anten. Anteny te są następnie oceniane pod kątem dostosowania do warunków określonych poprzez funkcję celu opisaną równaniem (4.1). Procedura generacji małych anten kończy się po osiągnięciu zadanej liczby struktur antenowych.

Po przeprowadzonych badaniach z wykorzystaniem omawianej metody syntezy można stwierdzić, iż wygenerowane anteny spełniają wszystkie wymagania i charakteryzują się dobrymi wartościami zarówno zysku energetycznego jak i współczynnika fali stojącej. Zatem proponowana metoda syntezy spełnia oczekiwania jej postawione.

Ostatnią zaproponowaną metodą syntezy jest metoda „M2”. Stanowi ona rozwinięcie metody „M” o możliwość zbadania wrażliwości wygenerowanych struktur antenowych.

Ocena wrażliwości anten ESA polega na dokonywaniu niewielkich zmian w ich strukturze geometrycznej, a następnie wyznaczeniu ich parametrów użytkowych. Proces zmian struktury geometrycznej małych anten opiera się na przesuwaniu punktów łączących poszczególne ramiona anteny, czyli węzłów.

Anteny, które są poddawane ocenie wrażliwości muszą spełniać określone

warunki, czyli posiadać przyzwoity zysk energetyczny oraz niewielki współczynnik fali stojącej. Ponadto anteny te muszą spełniać wszystkie narzucone ograniczenia zgodnie z proponowanym modelem anteny.

Po przeprowadzonych badaniach numerycznych stwierdzono, iż małe anteny są niewiele wrażliwe na niewielkie zmiany w ich strukturze geometrycznej.

Podsumowując opisane powyżej autorskie metody syntezy anten ESA stwierdza się, iż główny cel pracy został osiągnięty.

W celu weryfikacji proponowanych metod syntezy małych anten wybrano i zrealizowano fizycznie dwie anteny prototypowe. Prototypy anten zostały wygenerowane przy użyciu metody „M”, a ich wykonanie powierzono firmie specjalizującej się w obróbce metalu. Następnie przeprowadzono proces dopasowania impedancyjnego przy użyciu stroika równoległego. Tak przygotowane prototypy anten poddano pomiarom.

Pierwszymi pomiarami były pomiary impedancji wejściowej anten. Przeprowadzono je z wykorzystaniem szczelinowej linii pomiarowej. Uzyskane w ten sposób wyniki pomiarów porównano z wynikami symulacyjnymi. W rezultacie okazało się, iż otrzymane wyniki pomiarowe różnią się od wyników uzyskanych na drodze symulacji. Występujące różnice mogły powstać na skutek sprzężeń między badanymi antenami a wyposażeniem laboratorium. Z tego też względu odstąpiono od wykonania pomiarów impedancji wejściowej anten z dołączonym dopasowaniem.

Wartościami mierzonymi były natężenia pola elektromagnetycznego w strefie dalekiej anten. Pomiarów dokonano na pasie startowym nieczynnego lotniska. Prototypy anten były antenami nadawczymi, a wartość ich promieniowania odczytywano za pomocą analizatora natężenia pola elektromagnetycznego.

Po zakończonym procesie pomiarowym opracowano unormowane charakterystyki promieniowania mocy prototypów w przekroju pionowym i poziomym. Charakterystyki te porównano z charakterystykami uzyskanymi na drodze symulacji w środowisku NEC.

Analiza porównawcza obu charakterystyk wypadła pomyślnie, tzn. uzyskano sporą zgodność między nimi, a występujące różnice daje się racjonalnie uzasadnić.

Reasumując, wyniki symulacji można uznać za potwierdzone eksperymentalnie, a zatem kolejny cel pracy został osiągnięty.

5.1. Elementy nowości w pracy

W pracy autorka zawarła szereg oryginalnych elementów dotyczących elektrycznie małych anten liniowych.

Po pierwsze, zaproponowany został nowy schemat konstrukcji małych anten liniowych, który zakłada iż antena otoczona jest wyimaginowaną półsferą o zadanym promieniu, której podstawę stanowi powierzchnia doskonale przewodząca. Antena składa się z pojedynczego ramienia, które podzielono na kilka odcinków o stałej długości. Punkty łączące poszczególne odcinki anteny (węzły) mogą być obracane o zadany kąt obrotu.

Źródło zasilania anteny znajduje się pomiędzy segmentem zerowym a ekranem anteny. Segment zerowy może być przesuwany po podstawie półsfery ograniczającej. Skonstruowane tym sposobem anteny są samonośne, a koszty ich wykonania niewielkie.

Po drugie, proponowane metody syntezy, w odróżnieniu od metod przedstawionych w literaturze, pozwalają na poszukiwanie struktury antenowej przy uwzględnieniu dwóch kryteriów poszukiwania (WFS i zysk energetycznego). Ponadto, umożliwiają generowanie struktur antenowych o dowolnych długościach i dowolnej średnicy ramienia anteny.

Po trzecie, wybrane struktury antenowe przeznaczone do realizacji wyróżniają się niespotykanym dotychczas kształtem, a przeprowadzone badania eksperymentalne potwierdzają zgodność wartości ich parametrów z symulacją.

5.2. Perspektywy dalszego rozwoju pracy

W ramach dalszych prac nad podjętym zagadnieniem poruszone mogą zostać dwie kwestie.

Po pierwsze, prezentowane metody są metodami syntezy, a więc można je wykorzystać jako odrębny punkt startowy do opracowania algorytmów optymalizacji małych anten.

Drugą kwestią do rozważenia jest przeniesienie autorskiego modelu anteny z trójwymiarowej przestrzeni na powierzchnię dwuwymiarową, co zdecydowanie uprości jego realizację fizyczną np. poprzez wytrawienie ścieżek na płycie drukowanej. Podniesie to niewątpliwie ich walory użytkowe, a przez to łatwiej będzie znaleźć ich zastosowanie.

Bibliografia

- [1] Altshuler.E.E., Linden D.S., „Wire-Antenna Designs Using Genetic Algorithms”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol.39, No.2, April 1997.
- [2] Altshuler E.E., „Process for the design of antennas using genetic algorithms”, *U.S. Patent 5 719 794*, February 17, 1998.
- [3] Altshuler E.E., „Electrically small self-resonant wire antennas optimized using a genetic algorithm”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.50, no.3, March 2002.
- [4] Azadegan R., Sarabandi K., „A novel approach for miniaturization of slot antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 3, March 2003.
- [5] Balanis C.A., „Advanced Engineering Electromagnetics”, *John Wiley and Sons*, New York, 1989.
- [6] Balanis C.A., „Antenna Theory. Analysis and Design”, *Third edition. John Wiley & Sons, Inc.*, New Jersey 2005.
- [7] Bem D.J., „Anteny i rozchodzenie się fal radiowych”, *Wydawnictwo Naukowo-Techniczne WNT*, Warszawa 1973.
- [8] Best S.R., „The Performance Properties of an Electrically Small Folded Spherical Helix Antenna”, *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest*, Volume 4, June 2002.
- [9] Best S.R., „On the radiation properties of electrically small multi-arm folded wire antennas”, *27th Annual Antenna Applications Symposium Conference Proceedings*, Univeristy of Illinois, September 2003.
- [10] Best S.R., „A Discussion on the Properties of Electrically Small Self-Resonant Wire Antennas”, *IEEE AP Magazine*, Vol. 46, No. 6, December 2004.
- [11] Best S.R., „A discussion on quality factor of impedance matched electrically small wire antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 1, January 2005.
- [12] Best S.R., „ Low Q Electrically Small Linear and Elliptical Polarized Spheri-

- cal Dipole Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53, March 2005.
- [13] Best S.R., „The Performance Properties of an Electrically Small Resonant Multiple-Arm Folded Wire Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 47, No.4, August 2005.
 - [14] Best S.R., McGinthy J.M., „A comparison of electrically small HF antennas " *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.1B, 2005.
 - [15] Best S.R., „The electrically small dipole-loop pair revisited" *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, June 2007.
 - [16] Best S.R., „A new electrically small TE mode dipole", in *Proc. Int. Workshop on Antenna Technol.*, March 2009.
 - [17] Best S.R., „A low Q Electrically Small Magnetic (TE Mode) Dipole", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.8, March 2009.
 - [18] Best S.R., „ A Performance Comparison of Fundamental Small-Antenna Designs", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 52, No.1, February 2010.
 - [19] Burberry R.A., „Electrically Small Antenna: A Review", *IEE Colloquium on Electrically Small Antenna*, October 1990.
 - [20] Burke G.J., Poggio A.J., „Numerical Electromagnetics Code (NEC) - Method of Moments", *Lawrence Livermore Laboratory, Livermore CA, Rep. UCID18834*, January 1981.
 - [21] Cardos J.C., Safaai-Jazi A., „Spherical helical antenna with circular polarization over a broad beam", *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 4, February 1993.
 - [22] Cardos J.C., Safaai-Jazi A., „Radiation characteristics of a spherical helix antenna", *Proc. Inst. Elect. Eng. Microwave Antennas Propagat.*, vol. 143, no. 1, February 1996.
 - [23] Caswell E.D., Davis W.A., Stutzman W.L., „Fundamental limits on antenna size", *Submitted to IEEE Trans. Ant. Prop.*, April 2000.
 - [24] Caswell E.D., Davis W.A., Stutzman W.L., „Fundamental limits on Small Antennas", *URSI Radio Science Meeting (Salt Lake City, UT)*, July 2000.
 - [25] Choo.H., Rogers R.L., Ling H., „ Design of Electrically Small Wire Antenna using Genetic Algorithm taking into consideration of both bandwidth and efficiency", in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc.Int.Symp.*, vol.1, San Antonio, TX, June 2002.
 - [26] Choo.H., Rogers R.L., Ling H., „Size reduction of a folded conical helix antenna" in *IEEE Antennas and Propagation Soc.Int.Symp.*, San Antonio, TX, June 2002.
 - [27] Choo.H., Rogers R.L., Ling H., „ Design of Electrically Small Wire Antennas

- Using a Pareto Genetic Algorithm”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, No.3, March 2005.
- [28] Chu J.L., „Physical limitations of omnidirectional antennas”, *Journal of Applied Physics*, Vol.19, 1948.
- [29] Collin R.E., Rothschild S., „Evaluation of Antenna Q”, *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-12, 1964.
- [30] Collin R.E., „Stored energy Q and frequency sensitivity of planar aperture antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation (Communications)*, Vol.AP-15, July 1967.
- [31] Collin R.E., „Minimum Q of small antennas”, *Electromagn. Waves Applicat.*, vol. 12, 1998.
- [32] Dobinns J.A., Rogers R.L., „Folded Conical Helix Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.49, No.12, December 2001.
- [33] Dunlavy J.H., Reynolds B.C., „Electrically small antennas”, in *23rd Ann. USAF Antenna Symp.*, October 1972.
- [34] Fano R.M., „Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances”, *Journal of Franklin Institute*, 249, January 1960 and February 1960.
- [35] Fante R.L., Mayhan J.T., „Bounds on the electric field outside a radiating system”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.AP-16, November 1968.
- [36] Fante R.L., „Quality factor of general ideal antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.AP-17, No.2, March 1969.
- [37] Fante R.L., „Maximum possible gain for an arbitrary ideal antenna with specified quality factor”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.40, 1992.
- [38] Frenzel J.F., „Genetic algorithms a new breed of optimization” *IEEE Potentials*, October 1993.
- [39] Fujimoto K., Henderson A., Hirasawa K. and James J.R., „Small Antennas”, *Research Studies Press Ltd., Letchworth, England, John Wiley & Sons, New York*, 1987.
- [40] Galwas B., „Miernictwo mikrofalowe”, *Wydawnictwo WKiŁ*, Warszawa 1985.
- [41] Geher K., „Teoria tolerancji i wrażliwość układów elektronicznych”, *Wydawnictwa WNT*, Warszawa 1976.
- [42] Ginzton E.L., „Miernictwo mikrofalowe”, *Państwowe Wydawnictwo Techniczne*, Warszawa 1961.
- [43] Goubau G., „Multi-element monopole antennas”, in *Proc. Workshop Electrically Small Antennas, ECOM*, Ft. Monmouth, NJ, May 1976.
- [44] Gobien A.T., „Investigation of Low-Profile Antenna Designs for Use in Hand-held Radios”, *Antenna Group Report 97-4*, August 1997.

- [45] Goldberg D.E., „Algorytmy genetyczne i ich zastosowanie”, *Wydawnictwo Naukowo-Techniczne*, 2003.
- [46] Grimes D.M., Grimes C.A., „Small antenna configurations: Implementation promises and problems”, *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. Symp. Rec.*, 1995.
- [47] Grimes D.M., Grimes C.A., „Bandwidth and Q of Antennas radiating TE and TM modes”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol.37, No.2, May 1995.
- [48] Grimes D.M., Grimes C.A., „The Complex Poynting Theorem.Reactive Power, Radiative Q and Limitations on Electrically Small Antennas” *Electromagnetic Compatibility, 1995. Symposium Record. 1995 IEEE International Symposium on*, August 1995.
- [49] Grimes C.A., „Efficient radiation from an electrically small antenna: control of higher order modes ” *Aerospace Applications Conference, 1996. IEEE Proceedings*, 1996.
- [50] Grimes D.M., Grimes C.A., „The Poynting theorems and the potential for electrically small antennas” *Proc. IEEE Aerosp. Conf.*, vol. 3, 1997.
- [51] Grimes D.M., Grimes C.A., „Power in modal radiation fields: Limits of the complex Poynting theorem and the potential for electrically small antennas” *J. Electromagn. Waves Applicat.*, vol. 11, 1997.
- [52] Grimes D.M., Grimes C.A., „Radiation Q of dipole-generated fields”, *Radio Science*, Vol. 34, No.2, 1999.
- [53] Grimes D.M., Grimes C.A., Gang L.,Keat G., „ Characterization of a Wide-band, Low-Q, Electrically Small Antenna”, *Microwave an Optical Technology Letters*, vol.27, No.1, October 2000.
- [54] Hansen R.C., „Fundamental Limitations in Antennas” *Proc. IEEE*, vol. 69, February 1981.
- [55] Hansen R.C., Collin R.E. „A new Chu formula for Q ”, *Antennas and Propagation Magazine*, Vol.51, No.5, 2009.
- [56] Harrington R.F., „On the gain and beamwidth of directional antennas”, *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-6, July 1958.
- [57] Harrington R.F., „Effect on Antenna Size on Gain, Bandwidth, and Efficiency ” ,*J. Res. Nat. Bur. Stand*, Vol.64-D, 1960.
- [58] Harrington R.F., „ Time-Harmonic Electromagnetic Fields”, *McGraw-Hill, INC.*, New York 1961.
- [59] Harrington R.F., „Matrix Methods for Field Problems”, *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 2, February 1967.
- [60] Harrington R.F., „Field Computation by Moment Methods”, *Macmillan*, New York, 1968.

- [61] Haupt R.L., „An Introduction to Genetic Algorithms for Electromagnetics”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol.37, No.2, April 1995.
- [62] Holland J.H., „Adaptation in natural and artificial systems”, *The University of Michigan Press*, 1975.
- [63] Holland J.H., „Genetic algorithms”, *Scientific American*, July 1995.
- [64] Horn J., Nafpliotis N., Goldberg D.E., „A niched Pareto genetic algorithm for multiobjective optimization,” in *Proc. 1st IEEE Conf. Evolutionary Computation*, vol. 1, 1994.
- [65] Hui H.T., et al., „ The input impedance and the antenna gain of the spherical helix antenna”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, August 2001.
- [66] **Jagodzińska K.**, Kraśniewski M., Wysota M., Walkowiak M., „Losowe struktury elektrycznie małych anten liniowych”, *Zeszyty Naukowe Wydziału ETI PG*, Gdańsk, 2006.
- [67] **Jagodzińska K.**, Wysota M., Darnowski F., Walkowiak M., „Pseudolosowe poszukiwanie struktur elektrycznie małych anten liniowych”, *Zeszyty Naukowe Wydziału ETI PG*, Gdańsk, 2007.
- [68] **Jagodzińska K.**, Darnowski F., Walkowiak M., Wysota M., „Implementacja algorytmu genetycznego w symulacji anten ESLA”, *Zeszyty Naukowe XI Krajowej Konferencji nt. Automatyzacja i eksploatacja systemów sterowania i łączności*, Gdynia, 2007.
- [69] **Jagodzińska K.**, Wysota M., Walkowiak M., „Electrically small linear antennas generated with a Genetic Algorithm”, *Proceedings of the 2008 1st International Conference on Information Technology*, Gdańsk, 2008.
- [70] **Jagodzińska K.**, Walkowiak M., „Design of electrically small linear antenna”, *19th International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility*, Wrocław, 2008.
- [71] **Jagodzińska K.**, Walkowiak M., „Susceptibility of ESLA design”, *Polish Journal of Environmental Studies*, Vol.18, No 4B, 2009.
- [72] **Jagodzińska K.**, Wysota M., Walkowiak M., „Badanie wrażliwości struktur ESLA”, *Zeszyty Naukowe Akademii Marynarki Wojennej, Publikacje z zakresu Automatyzacji i Eksploatacji Systemów Sterowania i Łączności*, Gdynia, 2009.
- [73] **Jagodzińska K.**, Walkowiak M., „Nowoczesne małe anteny”, *Zeszyty Naukowe Akademii Marynarki Wojennej, Publikacje z zakresu Automatyzacji i Eksploatacji Systemów Sterowania i Łączności*, Gdynia, 2009.
- [74] **Jagodzińska K.**, Dziura S., Walkowiak M., „Metoda syntezy elektrycznie małej anteny liniowej”, *Przegląd Telekomunikacyjny nr 8-9/2010*.
- [75] Johnson M.J., Rahmat-Samii Y., „Genetic Algorithm optimization and its Application to Antenna Design ” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Seattle, Washington, June 1994.

- [76] Karwowski A., „ Analiza struktur promieniujących złożonych z cienkich przewodów”, *Prace Naukowe Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Wrocławskiej Nr 21, seria: Monografie nr 8*, Wrocław, 1984
- [77] Linden D.S., Altshuler A.A. „Automating Wire Antenna Design using Genetic Algorithms ”, *Microwave Journal*, 39, March 1996.
- [78] Litwin R., Suski M., „ Technika mikrofalowa”, *Wydawnictwa WNT*, Warszawa, 1972.
- [79] Lopez A.R., „Review of Narrowband Impedance-Matching Limitations”, *Antennas Propagat. Mag.*, Vol. 46, No. 4, August 2004.
- [80] Lopez A.R., „Fundamental Limitations of small antennas:Validation of Wheeler’s formulas”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 48, No.4, 2006.
- [81] McLean J.S., „ The radiative properties of electrically -small antenna”,*Symp. Rec. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility*, 1994.
- [82] McLean J.S., „A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small linear antennas”, *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 44, no.5, 1996.
- [83] McLean, J.S., Foltz, H.D., „ Limits on the radiation Q of electrically small antennas restricted to oblong bounding regions” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.4, August 1999.
- [84] Michalewicz Z., „ Algorytmy genetyczne + struktury danych = programy ewolucyjne”, *Wydanie trzecie*, *Wydawnictwo Naukowo-Techniczne*, Warszawa, 2003.
- [85] **Miłaszewska K.**, Kraśniewski M., Walkowiak M., „Algorytm losowego generowania elektrycznie małych anten liniowych”, *X Konferencja nt. Automatyzacja i eksploatacja systemów sterowania i łączności*, Gdynia, 2005.
- [86] Mittra R., Klein C.A., „Stability and Convergence of Moment Method Solutions”, *R.Mittra (ed.)*, *Springer-Verlag*, Chapter 5, New York, 1975.
- [87] Mittra R., „Bounding the Performance Limitations of Small Antennas—Taking a New Look at an Old Problem and Interpreting the Knowledge Gained from the Viewpoint of an Antenna Designer”, *2009 Loughborough Antennas & Propagation Conference*, 16-17 November 2009, Loughborough, UK.
- [88] Moore J., Pizer R., „ Moment Methods in Electromagnetics”, *John Wiley and Sons*, New York, 1984.
- [89] Nakano H., Mikawa T., Yamauchi J. „Investigation of a short conical helix antenna” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, October 1985.
- [90] Orfanidis S.J., „Electromagnetic Waves & Antennas”, *ECE Department Rutgers University*, 2008.

- [91] Richmond J.H., „Digital Computer Solutions of the Rigorous Equations for Scattering Problems”, *Proc. IEEE*, Vol. 53, No. 2, August 1965.
- [92] Sarkar T.K., „ A Note on the Choice Weighting Functions in the Method of Moments”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-33, No.4, April 1985.
- [93] Schelkunoff S.A., „Advanced Antenna Theory”, *Wiley*, New York, 1952.
- [94] Skrivervik A.K., Zürcher J.-F., Staub O., Mosig J.R., „PCS Antenna Design : The Challenge of Miniaturization”, *IEEE AP-Magazine*, pp12-27, August 2001.
- [95] Skrivervik A.K., Zürcher J.-F., Staub O., „ Antenne Bi-Fréquence pour Pièce d’Horlogerie”, *Swiss Patent submission No.20000488/00 and European Patent submission No.00200934.8*.
- [96] Simpson T.L., „The theory of top-loaded antennas: Integral equations for the currents”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-19, March 1971.
- [97] Simpson T.L., „The Disk Loaded Monopole Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.52, No.2, February 2004.
- [98] Srinivas N., Deb K., „Multiobjective optimization using nondominated sorting in genetic algorithm,” *J. Evolutionary Computation*, vol.2, 1995.
- [99] Stutzman W.L., Thiele G.A., „Antenna Theory and Design”, *2nd Ed.*, *Wiley*, New-York 1998.
- [100] Taga.T., „ Analysis of Planar Inverted-F Antennas and Antenna Design for Portable Radio Equipment ”, in K. Hirasawa and M. Haneishi (Ed.), *Analysis, Design and Measurement of Small and Low-Profile Antennas*, Norwood, MA, *Artech House*, 1992.
- [101] Thal H.L., Jr., „New Radiation Q Limits for Spherical Wire Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-54, 10, October 2006.
- [102] Thiele G.A., Detweiler P.L., Penno R.P., „On the Lower Bound of the Radiation Q for Electrically Small Antennas” *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 51, no.6, June 2003.
- [103] Wheeler H.A., „Fundamental limitations of small antennas”, *Proc. IRE*, Vol.35, December, 1947.
- [104] Wheeler H.A., „A helical antenna for circular polarization”, *Proc. IRE*, Vol.35, December, 1947.
- [105] Wheeler H.A., „The spherical coil as an inductor, shield, or antenna”, *Proc. IRE*, Vol.46, September 1958.
- [106] Wheeler H.A., „ The radiansphere around a small antenna”, *Proc. IRE*, Vol.47, August 1959.
- [107] Wheeler H.A., „Small antennas”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. AP-23, No. 4, July 1975.
- [108] Wheeler H.A., „Antenna Topics in My experience”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.AP-33, No.2, February 1985.

-
- [109] Wheeler H.A., „Small antennas”, *in R.C. Johnson (ed.), Antenna Engineering Handbook, 3rd Edition*, New York, McGraw-Hill, Chapter 6, 1993.
 - [110] Wierzbicki A., „Modele i wrażliwość układów sterowania”, *Wydawnictwa WNT*, Warszawa, 1977.
 - [111] „WIPL-D Pro, 3D Electromagnetic Solver, Professional Edition”, <http://www.wipl-d.com>.
 - [112] Zakład Teorii Obwodów PWr, „Układy o stałych rozłożonych”, *Instrukcja do ćwiczenia laboratoryjnego nr 11, Instytut Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej*, Wrocław.

Tabele wartości pola

A.1. Prototyp „A”

Tab. A.1. WARTOŚCI ZMIERZONEGO POLA ELEKTRO-
MAGNETYCZNEGO W PRZĘKROJU POZIOMYM

$\varphi[^\circ]$	0	10	20	30	40	50
	-36	-36	-36	-35	-34	-33
$\varphi[^\circ]$	60	70	80	90	100	110
	-35	-35	-38	-40	-42	-45
$\varphi[^\circ]$	120	130	140	150	160	170
	-50	-47	-45	-38	-37	-35
$\varphi[^\circ]$	180	190	200	210	220	230
	-34	-34	-34	-33	-33	-35
$\varphi[^\circ]$	240	250	260	270	280	290
	-35	-36	-38	-40	-42	-42
$\varphi[^\circ]$	300	310	320	330	340	350
	-48	-46	-41	-41	-41	-39

Tab. A.2. WARTOŚCI ZMIERZONEGO POLA ELEKTRO-MAGNETYCZNEGO W PRZĘKROJU PIONOWYM

$\theta[^\circ]$	-90	-85	-80	-75	-70	-65
	-40	-37	-36,5	-36	-40	-38
$\theta[^\circ]$	-60	-55	-50	-45	-40	-35
	-34,5	-33,5	-33	-32	-32	-31,5
$\theta[^\circ]$	-30	-25	-20	-15	-5	0
	-31	-30	-29,5	-29	-28	-28
$\theta[^\circ]$	5	10	15	20	25	30
	-28	-29	-28	-29	-28,5	-29,5
$\theta[^\circ]$	35	40	45	50	55	60
	-29	-31	-31,5	-31	-33	-34,5
$\theta[^\circ]$	65	70	75	80	85	90
	-35	-36	-37	-39	-40	-42

A.2. Prototyp „B”

Tab. A.3. WARTOŚCI ZMIERZONEGO POLA ELEKTRO-MAGNETYCZNEGO W PRZĘKROJU POZIOMYM

$\varphi[^\circ]$	0	10	20	30	40	50
	-29	-26	-29	-31	-33	-35
$\varphi[^\circ]$	60	70	80	90	100	110
	-44	-38	-37	-34	-30	-27
$\varphi[^\circ]$	120	130	140	150	160	170
	-26	-28	-28	-28	-25	-29
$\varphi[^\circ]$	180	190	200	210	220	230
	-29	-28	-29	-30	-34	-38
$\varphi[^\circ]$	240	250	260	270	280	290
	-45	-37	-34	-33	-31	-29
$\varphi[^\circ]$	300	310	320	330	340	350
	-27	-28	-28	-29	-27	-29

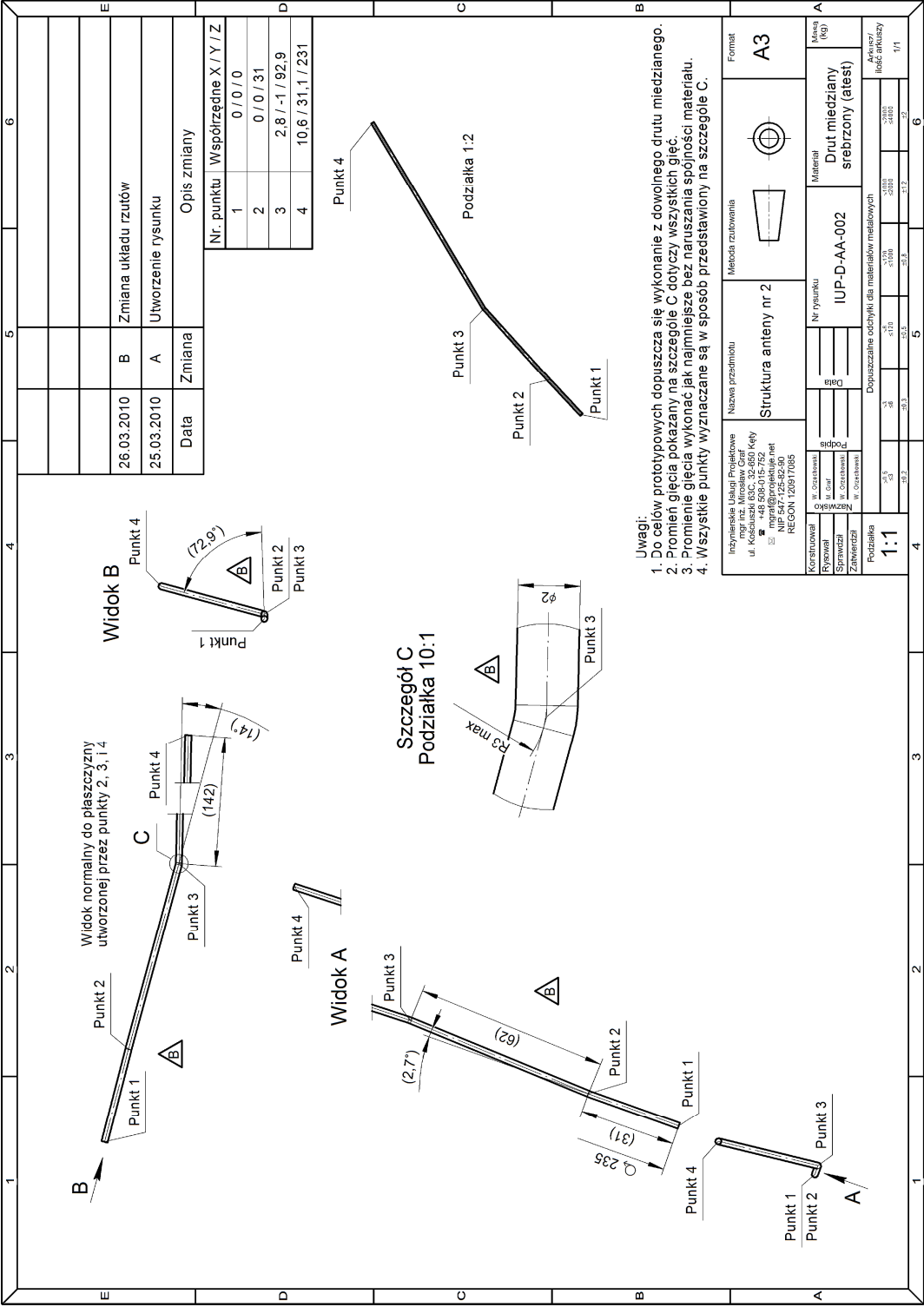
Tab. A.4. WARTOŚCI ZMIERZONEGO POLA ELEKTRO-
MAGNETYCZNEGO W PRZĘKROJU PIONOWYM

$\theta[^\circ]$	-90	-85	-80	-75	-70	-65
	-50	-48	-46	-31,5	-32	-32
$\theta[^\circ]$	-60	-55	-50	-45	-40	-35
	-33	-35	-38	-39	-41	-45
$\theta[^\circ]$	-30	-25	-20	-15	-5	0
	-46	-47	-50	-46	-50	-54
$\theta[^\circ]$	5	10	15	20	25	30
	-59	-53	-49	-47	-44	-42
$\theta[^\circ]$	35	40	45	50	55	60
	-44	-38	-38	-35	-32	-31
$\theta[^\circ]$	65	70	75	80	85	90
	-30	-30.5	-32	-33	-35	-35

Dodatek B

Rysunki techniczne prototypów anten





Rys. B.2. Rysunek techniczny anteny „B”