

INSTYTUT TELEKOMUNIKACJI,
TELEINFORMATYKI I AKUSTYKI
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

Raport I28/P-006/07

**PLANARNE I KONFOREMNE ZINTEGROWANE
UKŁADY ANTENOWE Z MACIERZĄ BUTLERA
JAKO SIECIĄ FORMOWANIA WIELU WIĄZEK.
ANALIZA, PROJEKTOWANIE
I BADANIA EKSPERYMENTALNE**

Krzysztof Wincza

PRACA DOKTORSKA

Słowa kluczowe:

- wielowiązkowe układy antenowe
- układy formowania wiązek
- macierze Butlera
- zmodyfikowane macierze Butlera
- konforemne układy antenowe
- sprzęgacz kierunkowy

Promotor rozprawy:

Prof. dr hab. inż. Krzysztof Sachse

Wrocław 2007

Pragnę serdecznie podziękować Promotorowi pracy Panu prof. Krzysztofowi Sachse za zainicjowanie badań oraz opiekę merytoryczną w trakcie ich realizacji. Gorące podziękowania składam dr inż. Sławomirowi Gruszczyńskiemu za pomoc w realizacji badań, cenne dyskusje dotyczące tematu badań oraz nieocenioną pomoc przy redakcji rozprawy. Dziękuję Stanisławowi Walesiakowi, Stanisławie Gulińskiej oraz Dariuszowi Skrzypkowi za pomoc przy wykonywaniu modeli badanych układów mikrofalowych i antenowych. Pragnę szczególnie gorąco podziękować mojej żonie Ewelinie za cierpliwość, wyrozumiałość i wsparcie w czasie czteroletniej pracy naukowej.

AUTOR

Spis treści:

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ.....	4
ROZDZIAŁ 1. WSTĘP	6
ROZDZIAŁ 2. ANTENY WIELOWIĄZKOWE. WŁAŚCIWOŚCI, ANALIZA I ZASTOSOWANIA	11
2.1. ZASTOSOWANIA ANTEN WIELOWIĄZKOWYCH	12
2.2. LINIOWY SZYK ANTENOWY. WŁAŚCIWOŚCI ANTEN WIELOWIĄZKOWYCH	16
2.3. KONFOREMNY SZYK ANTENOWY	46
ROZDZIAŁ 3. SIECI FORMOWANIA WIELU WIĄZEK WYKORZYSTUJĄCE MACIERZE BUTLERA.....	51
3.1. PROJEKTOWANIE I OPTIMALIZACJA SPRZĘGACZY O LINIACH SPRZĘŻONYCH	57
3.2. PROJEKTOWANIE I OPTIMALIZACJA UKŁADÓW SKRZYŻOWANYCH LINII TRANSMISYJNYCH	78
3.3. MACIERZE BUTLERA 4 x 4	102
ROZDZIAŁ 4. PLANARNE WIELOWIĄZKOWE UKŁADY ANTENOWE.....	109
4.1. MIKROPASKOWE ELEMENTY PROMIENUJĄCE.....	110
4.2. OPTIMALIZACJA PLANARNYCH WIELOWIĄZKOWYCH UKŁADÓW ANTENOWYCH	122
4.3. ZINTEGROWANE PLANARNE WIELOWIĄZKOWE UKŁADY ANTENOWE. BADANIA EKSPERYMENTALNE	132
4.4. UKŁADY ANTENOWE ZE ZMODYFIKOWANYMI MACIERZAMI BUTLERA	148
4.5. NUMERYCZNA OPTIMALIZACJA CHARAKTERYSTYK PROMIENIOWANIA WIELOWIĄZKOWYCH UKŁADÓW ANTENOWYCH.....	161
ROZDZIAŁ 5. KONFOREMNE WIELOWIĄZKOWE UKŁADY ANTENOWE ..	168
5.1. CZTEROELEMENTOWY KONFOREMNY UKŁAD ANTENOWY	168
5.2. KONFOREMNE WIELOWIĄZKOWE UKŁADY ANTENOWE O OBNIŻONYCH LISTKACH BOCZNYCH.....	180
ROZDZIAŁ 6. PODSUMOWANIE	190
LITERATURA	195
SPIS PUBLIKACJI AUTORA ROZPRAWY DOTYCZĄCYCH ZAGADNIEŃ ZWIĄZANYCH Z TEMATEM ROZPRAWY (WSPÓŁAUTORSKICH).....	203

Wykaz ważniejszych oznaczeń

a_k	- amplituda pobudzenia k-tego źródła promieniującego
B	- procentowa szerokość pasma pracy
C	- sprzężenie
d	- odległość pomiędzy źródłami promieniującymi
D	- kierunkowość układu antenowego
D_0	- kierunkowość układu antenowego z równomiernym rozkładem amplitudowym sygnału
d_f	- odległość pomiędzy źródłami promieniującymi wyrażona w długościach fali
$E(\Theta, \alpha)$	- funkcja błędu
$\vec{E}(\Theta, \phi)$	- wektor natężenia pola elektrycznego
f	- częstotliwość
$F(\Theta), F(\Theta, \phi)$	- charakterystyka promieniowania
f_0	- częstotliwość środkowa
$F_{\text{elem}}(\Theta)$	- charakterystyka promieniowania pojedynczego źródła promieniującego
G	- zysk energetyczny
h	- grubość podłoża dielektrycznego
I	- izolacja
k	- współczynnik sprzężenia, liczba falowa dla wolnej przestrzeni
k_C	- współczynnik sprzężenia pojemnościowego
k_L	- współczynnik sprzężenia indukcyjnego
$ q_k ^2$	- sprawność promieniowania k-tej wiązki
R	- promień krzywizny
RL	- straty powrotu
S	- macierz rozproszenia
S_{ij}	- element macierzy rozproszenia
SLL	- poziom listków bocznych
T	- tłumienie, straty transmisji
w	- szerokość paska linii mikropaskowej

$W(\Theta)$	- funkcja okna
XP	- tłumienie polaryzacji ortogonalnej
Z_0	- impedancja odniesienia
Z_{oe}, Z_{oo}	- rodzajowe impedancje charakterystyczne symetrycznych linii sprzężonych
α	- progresja fazy
ξ	- odległość kątowa pomiędzy dwoma punktowymi źródłami promieniującymi umieszczonymi na pobocznicy cylindra o promieniu R
Θ_{cov}	- zakres pokrycia kątowego
Θ_{max}	- kierunek maksymalnego promieniowania
$\Delta\varphi$	- faza różnicowa
λ_0	- długość fali przy częstotliwości środkowej
v_e, v_o	- prędkości fazowe rozchodzenia się fal rodzaju parzystego i nieparzystego w symetrycznych liniach sprzężonych
φ_k	- faza sygnału pobudzającego k-te źródło promieniujące
$\beta_{k,j}$	- współczynnik sprzężenia pomiędzy k-tą i j-tą wiązką promieniowania
ϵ_r	- względna przenikalność elektryczna
η_t	- sprawność rozkładu (<i>taper efficiency</i>)

Rozdział 1. Wstęp

Rozwój nowoczesnych systemów telekomunikacyjnych, a zwłaszcza potrzeby zwiększania przepływności łączy telekomunikacyjnych, ilości transmitowanych danych oraz liczby użytkowników skłaniają do poszukiwania nowych rozwiązań technicznych. Ze względu na ograniczenia wynikające z użytecznej szerokości widma elektromagnetycznego, dąży się do zwiększenia przepływności systemu w przyznanym paśmie częstotliwości i tym samym zapewnienia lepszej efektywności spektralnej. W tym celu wykorzystuje się najnowsze techniki zwielokrotniania dostępu, np. CDMA (*Code Division Multiple Access*), oraz modulacji np. OFDM (*Orthogonal Frequency Division Modulation*). Obecnie rozwijane są również techniki zwielokrotniania przestrzennego SDMA (*Space Division Multiple Access*) oraz MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Podział przestrzenny uzyskuje się dzięki antenom wielowiązkowym zapewniającym transmisję sygnału do wybranych sektorów. Innym ważnym zastosowaniem anten wielowiązkowych są systemy namierzania kierunku promieniowania sygnałów radarowych lub obiektów oświetlanych przez wiązkę promieniowania radarowego. System taki dzieli przestrzeń na N podsektorów i pozwala na ustalenie położenia źródła promieniowania z dokładnością do podsektora. Jedną z metod realizacji anten wielowiązkowych jest stosowanie macierzy Butlera jako sieci zasilania układu antenowego o wielu elementach promieniujących. W antenie takiej, wykorzystującej macierz Butlera $N \times N$, generowanych jest N niezależnych przełączanych wiązek promieniowania, przy czym sygnał odebrany przez każdą z wiązek jest kierowany do jednego tylko wrota spośród N wrót wejściowych układu antenowego.

Niniejsza rozprawa poświęcona jest analizie, projektowaniu i optymalizacji anten wielowiązkowych, których wiązki generowane są dzięki szczególnym właściwościom macierzy Butlera zastosowanej w pasywnej sieci zasilania i formowania wiązek wieloelementowego układu antenowego.

W ostatnich latach wiele uwagi poświęca się projektowaniu układów antenowych, których promienniki rozłożone są na niepłaskich powierzchniach. W szczególności interesującymi z perspektywy stosowania w nowoczesnych systemach komórkowych są anteny cylindryczne, które pozwalają na zapewnienie łączności w obrębie pełnego zakresu kąтового pozyskiwanego z wykorzystaniem tylko jednej

anteny. Istotnym problemem jest projektowanie zintegrowanych wielowiązkowych układów antenowych, których elementy promieniujące rozłożone są na arbitralnie wybranych powierzchniach. Anteny te mogą być z powodzeniem stosowane w systemach łączności z samolotami oraz małymi statkami kosmicznymi ze względu na to, że mogą być w prosty sposób montowane np. na skrzydłach samolotu lub powierzchni zewnętrznej kadłuba. Ze względu na różnorodność kształtów współczesnych samolotów, konieczne staje się projektowanie anten wielowiązkowych wykonywanych na powierzchniach o różnych kształtach.

Innym istotnym zagadnieniem jest opracowanie skutecznych metod optymalizacji charakterystyk promieniowania anten wielowiązkowych. Problem syntezy wielowiązkowych układów antenowych o optymalizowanych charakterystykach promieniowania, w tym o obniżonych listkach bocznych, nie został dotąd rozwiązany. W pracy tej podjęta została próba opracowania metody optymalizacji charakterystyk promieniowania anten wielowiązkowych o obniżonym poziomie listków bocznych. Układy antenowe charakteryzujące się obniżonym poziomem listków bocznych mają duże znaczenie w systemach określania kierunku promieniowania, gdyż zwiększają ich dokładność.

W rozdziale 2 omówione zostały płaskie i konforemne wielowiązkowe układy antenowe, ich zastosowania oraz metody analizy i projektowania.

Rozdział 3 poświęcony jest sieciom zasilania wielowiązkowych układów antenowych wykorzystujących macierze Butlera. Omówione zostały metody projektowania i optymalizacji podstawowych pasywnych elementów mikrofalowych tworzących macierz Butlera - sprzęgaczy kierunkowych i szerokopasmowych przesuwników fazy 45° o liniach sprzężonych, w których wykorzystuje się opracowaną ostatnio technikę kompensacji reaktancji pasożytniczych powstających w miejscu dołączenia linii sygnałowych do linii sprzężonych. Układy te projektowane są w technice zarówno symetrycznych, jak i niesymetrycznych sprzężonych linii paskowych. W rozdziale tym zasygnalizowany i rozwiązany został również problem wykonywania układu skrzyżowanych linii transmisyjnych w technologii wielowarstwowej. Wykazana została możliwość znacznej poprawy parametrów takich skrzyżowań - zwiększenia izolacji i strat powrotu jako istotnych parametrów tworzącego się w ten sposób czterowrotnika - poprzez dołączenie odpowiednich elementów reaktancyjnych do krzyżujących się linii transmisyjnych. Ponadto przedstawiona została koncepcja

macierzy Butlera wykorzystującej wielosekcyjne symetryczne sprzęgacze kierunkowe. Rozwiązane takie pozwala na znaczne poszerzenie pasma pracy projektowanego układu.

W rozdziale 4 omówione zostały planarne układy antenowe zasilane macierzą Butlera 4×4 . Przedstawione zostały znane sposoby zasilania elementów promieniujących i opisane zostały możliwości ich integracji z siecią formowania wiązki. Zaproponowana została nowa technika zasilania elementu promieniującego symetryczną linią paskową, w której dzięki dodatkowej szczelinie w ekranie symetrycznej linii paskowej zwiększa się efektywnie sprzężenie linii transmisyjnej z mikropaskowym elementem promieniującym. Wiele uwagi poświęcono optymalizacji charakterystyk promieniowania, której celem jest obniżenie listków bocznych. Przeanalizowany został wpływ odległości między elementami promieniującymi układu antenowego i kierunkowości pojedynczego promiennika na charakterystyki promieniowania całego układu, a także rozpatrzona została możliwość pozyskania korzystnego rozkładu amplitudowego na wejściach elementów promieniujących poprzez pobudzenie więcej niż jednego wejścia macierzy Butlera w celu zoptymalizowania charakterystyki promieniowania. Opisany został zaprojektowany i wykonany w pełni zintegrowany układ antenowy z czterema elementami promieniującymi i macierzą Butlera 4×4 zaprojektowaną w technice symetrycznych linii paskowych. Wykorzystując szerokopasmowe właściwości opracowanych macierzy Butlera zaprojektowany i wykonany został dwupasmowy układ antenowy składający się z dwóch czteroelementowych wierszy antenowych przeznaczonych do pracy w różnych pasmach częstotliwości i złożonej sieci zasilania, którą tworzy macierz Butlera wraz z układami diplexerów częstotliwości. W celu optymalizacji charakterystyk promieniowania opracowane zostały nowe sieci zasilania układów antenowych o większej liczbie elementów promieniujących. Dzięki zwiększeniu liczby elementów promieniujących oraz zastosowaniu w zmodyfikowanych sieciach zasilania dodatkowych dzielników mocy o nierównomiernym podziale uzyskano korzystny rozkład amplitud sygnałów pobudzających elementy promieniujące, pozwalający na znaczne obniżenie poziomu listków bocznych. Zaprojektowane, wykonane i zmierzone zostały planarne układy antenowe o sześciu i ośmiu elementach promieniujących.

W rozdziale 5 przedstawione zostały konforemne wielowiązkowe układy antenowe. Omówiony został wpływ konforemności powierzchni anteny na charakterystyki promieniowania zarówno w przypadku pojedynczego elementu promieniującego, jak i wieloelementowego układu antenowego. Przedstawiony został

problem sprzężeń między elementami promieniującymi i zbadany został wpływ tych sprzężeń na charakterystyki anten. Zaprojektowana i wykonana została w pełni zintegrowana czterowiązkowa antena konforemna o 4 elementach promieniujących wykonana w technice wielowarstwowych niesymetrycznych linii paskowych. Przedstawiony został sposób kompensacji niekorzystnego wpływu konforemności powierzchni układu antenowego na jego charakterystyki promieniowania polegający na dołączaniu przed elementami promieniującymi kompensujących przesuwników fazy. Zaprojektowana, wykonana i zmierzona została konforemna antena czterowiązkowa o sześciu elementach promieniujących i obniżonych listkach bocznych.

W rozdziale 6 podsumowano zasadnicze osiągnięcia rozprawy.

Powyższy przegląd treści rozprawy pozwala na sformułowanie następujących stwierdzeń:

- Wykorzystanie techniki kompensacji reaktancji pasożytniczych powstających w miejscu dołączenia linii sprzężonych do linii sygnałowych pozwala na projektowanie i realizację sieci formowania wiązek układu antenowego z macierzami Butlera o znacznie polepszonych parametrach.
- Istnieją możliwości projektowania i realizacji układów skrzyżowanych linii transmisyjnych w technice wielowarstwowej o zwiększonej znacznie izolacji, dużych stratach powrotu oraz liniowych charakterystykach fazowych - poprzez dołączanie elementów reaktancyjnych do krzyżujących się linii transmisyjnych w wybranych przekrojach.
- Wielosekcyjne symetryczne $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgacze kierunkowe wraz z odpowiednimi układami korekcji fazy umożliwiają projektowanie i realizację szerokopasmowych macierzy Butlera.
- Wykonanie dodatkowej szczeliny w ekranie symetrycznej linii paskowej pozwala na skuteczne elektromagnetyczne sprzężenie linii zasilającej z mikropaskowym elementem promieniującym.
- Istnieją teoretyczne i techniczne możliwości projektowania i realizacji wielowiązkowych układów antenowych, w których sieci formowania wiązek, wykonane zarówno w technice symetrycznych, jak

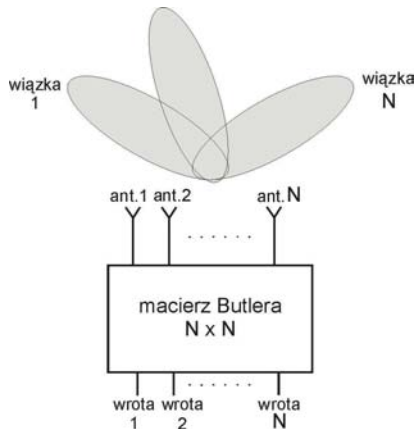
i niesymetrycznych linii paskowych, są w pełni integrowane z elementami promieniującymi w jednolitej strukturze antenowej.

- Szerokopasmowe macierze Butlera wraz z diplexerami częstotliwości pozwalają na projektowanie wielowiązkowych anten wielopasmowych, w których jedna tylko sieć zasilania pobudza układy promienników pracujące w różnych pasmach częstotliwości.
- Poprzez zwiększenie liczby elementów promieniujących układu antenowego oraz zastosowanie zmodyfikowanych macierzy Butlera niepełnego rzędu można uzyskać znaczne obniżenie poziomu listków bocznych.
- Przesuwniki fazy w postaci krótkich odcinków linii transmisyjnych dołączone do odpowiednich elementów promieniujących konforemnego wielowiązkowego układu antenowego skutecznie poprawiają jego charakterystyki promieniowania.
- Zastosowanie zmodyfikowanych macierzy Butlera niepełnego rzędu oraz techniki kompensacji fazowej polegającej na dołączeniu korekcyjnych przesuwników fazy do odpowiednich elementów promieniujących umożliwia efektywne projektowanie wielowiązkowych anten konforemnych o obniżonych listkach bocznych.

Stwierdzenia te stanowią zasadnicze tezy pracy. Sprawdzenie słuszności postawionych tez wymagało przeprowadzania wnikliwej analizy teoretycznej i prac doświadczalnych, w wyniku których zaprojektowane i wykonane zostały szerokopasmowe macierze Butlera oraz wielowiązkowe płaskie i konforemne układy antenowe. Uzyskane wyniki pomiarów opracowanych układów antenowych – zgodne z wynikami analiz teoretycznych – potwierdzają możliwość praktycznej realizacji wielowiązkowych zintegrowanych planarnych układów antenowych jedno- i dwupasmowych oraz układów antenowych o obniżonych listkach bocznych, jak i zintegrowanych wielowiązkowych konforemnych układów antenowych.

Rozdział 2. Anteny wielowiązkowe. Właściwości, analiza i zastosowania

Antenę wielowiązkową tworzy układ wielu promienników pobudzanych wielostanową siecią zasilania, zwaną też siecią formowania wiązki lub ogólnie wielu wiązek. Sieć ta rozprawdza sygnał do poszczególnych elementów promieniujących z odpowiednim rozkładem amplitudowo-fazowym. Rozpatruje się zarówno jednorodny, jak i niejednorodny rozkład amplitudy oraz liniowy rozkład fazy sygnałów w danym wierszu układu antenowego. Wraz z przełączaniem z jednego stanu do drugiego zmienia się liniowy narost (progresja) fazy i dzięki temu ulega zmianie kierunek maksymalnego promieniowania. Spośród znanych rozwiązań sieci formowania wiązki można wymienić dwa najważniejsze. W jednym sieć tę tworzy wielowrotowy dzielnik mocy $1 : N$ - o jednorodnym lub niejednorodnym podziale mocy - oraz N cyfrowych N -stanowych przesuwników fazy. W drugim rozwiązaniu sieć tę tworzy jedynie wielowymiarowa macierz Butlera o N wrotach wejściowych i N wrotach wyjściowych [13] (rys. 2.1) lub – alternatywnie – macierz Blassa oraz Nolena [9], [63], [69].



Rys. 2.1. Antena wielowiązkowa zasilana macierzą Butlera $N \times N$

Macierz Butlera wykazuje następujące unikatowe właściwości: (i) sygnał doprowadzany do jednego tylko wrota od strony jej wejścia rozprawdany jest równomiernie do wszystkich wrót wyjściowych z zachowaniem liniowej progresji fazy, (ii) różnica faz sygnałów pobudzających dwa kolejne elementy antenowe $\Delta\phi$ zmienia się wraz z przełączaniem sygnału do innego wrota wejściowego macierzy. Dzięki zastosowaniu macierzy Butlera jako sieci formowania wielu wiązek unika się stosowania kłopotliwych, wprowadzających dodatkowe tłumienie, kosztownych,

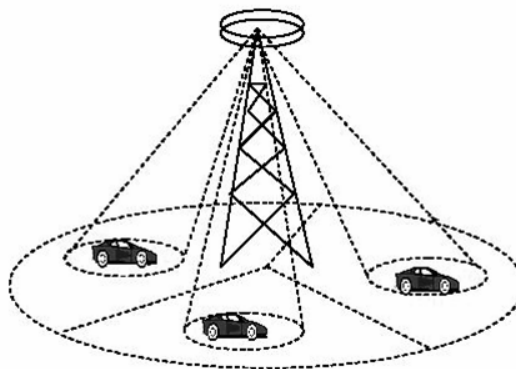
wielostanowych przesuwników fazy, które na ogół pracują w wąskim zakresie częstotliwości.

W niniejszym rozdziale omówione zostały podstawowe zastosowania anten wielowiązkowych w nowoczesnych systemach telekomunikacyjnych. Przedstawiony został opis liniowego szyku antenowego będącego podstawowym elementem wielowiązkowych układów antenowych oraz idea skanowania wiązki promieniowania. Opisane zostały układy macierzy Butlera stanowiące sieć formowania wielu wiązek układów antenowych będących przedmiotem rozprawy. Omówiony został problem optymalnego rozmieszczenia wiązek promieniowania w przestrzeni w sposób pozwalający na uzyskanie maksymalnego współczynnika wykorzystania apertury. Ponadto, przedstawione zostały właściwości bezstratnych sieci formowania wiązek stosowanych w wielowiązkowych układach antenowych. Przeprowadzone zostały również obliczenia mające na celu sprawdzenie warunku ortogonalności wiązek promieniowania pozyskiwanych w wielowiązkowych układach antenowych o elementach izotropowych oraz w antenach z kierunkowymi źródłami promieniującymi. Opisana została także możliwość teoretycznego pozyskiwania nierównomiernych rozkładów amplitud sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące poprzez pobudzanie więcej niż jednych wrót układu formowania wiązek. Zaprezentowany został sposób analizy układu elementów promieniujących rozłożonych na niepłaskiej (cylindrycznej) powierzchni.

2.1. Zastosowania anten wielowiązkowych

Dzięki możliwości generowania wielu wiązek, uzyskać można poprawę podstawowych parametrów systemu telekomunikacyjnego. W szczególności można zwiększyć istotnie pojemność i przepływność kanału telekomunikacyjnego, poprawić jakość transmisji, zwiększyć niezawodność systemu oraz zmniejszyć nawet wielokrotnie koszty budowy i utrzymania systemu. Wspomniane układy antenowe określa się często w literaturze mianem „anten inteligentnych” (*smart antennas*). Anteny te pozwalają na pozyskanie lepszych parametrów systemu telekomunikacyjnego, niż przy stosowaniu tradycyjnych układów antenowych. Oprócz omawianych anten wielowiązkowych, zwanych także antenami o przełączanej wiązce, w klasie „anten inteligentnych” wyróżnić można również anteny o elektronicznie sterowanej wiązce,

określane często mianem anten adaptacyjnych. Zwiększenie pojemności systemu telekomunikacyjnego z wykorzystaniem „anten inteligentnych” może być osiągnięte na kilka sposobów, z których nie wszystkie są ekonomicznie uzasadnione w danym zastosowaniu. „Anteny inteligentne” w postaci anten adaptacyjnych umożliwiają zwiększenie pojemności systemu telekomunikacyjnego, jednakże wymagają architektury pozwalającej na śledzenie każdego terminala w obrębie komórki poprzez odpowiednie kształtowanie charakterystyki promieniowania. Tak więc, pomijając jej złożoność, nie można w bezpośredni sposób zastosować takiej anteny w istniejących systemach telekomunikacyjnych. Z drugiej strony, systemy z antenami o przełączanej wiązce, choć nie wymagają tak skomplikowanych sieci formowania wiązki, pozwalają na osiągnięcie prawie takiej samej jakości transmisji i pojemności systemu. Co więcej, systemy z antenami o przełączanej wiązce pozwalają na stopniowe przejście od systemów komórkowych do systemów wykorzystujących inteligentne anteny adaptacyjne. Przykładem może być przedstawiona w [110] propozycja anteny 12- i 24-wiązkowej przeznaczonej do pracy w systemach komórkowych.

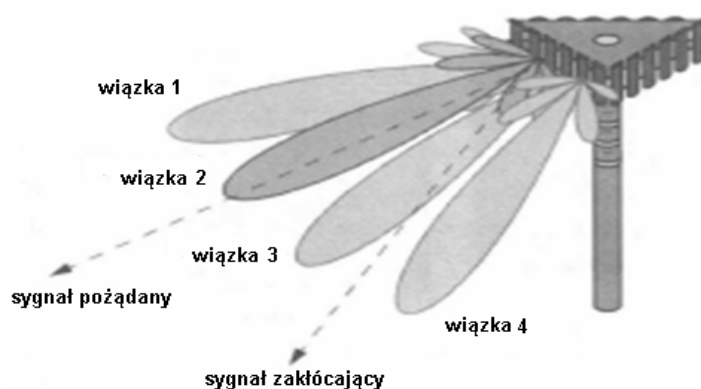


Rys. 2.2. Antena wielowiązkowa zastosowana w technice zwielokrotnienia przestrzennego (SDMA)

Anteny wielowiązkowe, ze względu na swoje właściwości, mogą być wykorzystywane do zwiększenia pojemności systemu telekomunikacyjnego poprzez stosowanie techniki zwielokrotnienia przestrzennego (SDMA). Idea zwielokrotnienia przestrzennego przedstawiona jest schematycznie na rys. 2.2. Poprzez podział komórki na N podsektorów pojemność systemu zwiększa się N – krotnie przy założeniu równomiernego rozkładu ilości terminali w obrębie komórki. System taki nie jest pozbawiony wad. W przypadku nierównomiernego rozkładu ilości terminali w obrębie komórki, część terminali w przeciążonym podsektorze może nie mieć łączności,

podczas gdy pozostałe podsektory będą obsługiwać niewielką tylko liczbę terminali. Zagadnienie to poruszone jest w pracy [93], w której przedstawione zostały anteny inteligentne o charakterystyce promieniowania kształtowanej na podstawie informacji o właściwościach kanału telekomunikacyjnego.

Wykorzystując anteny wielowiązkowe można poprawić stosunek sygnału do szumu na wejściu odbiornika poprzez zastosowanie układu decyzyjnego, który na podstawie sygnałów odebranych przez każdą z wiązek wybiera tę, która zapewnia najkorzystniejszy stosunek sygnału użytecznego do sygnału zakłócającego (rys. 2.3) [6]. W [5] opisano antenę czterowiązkową zasilaną macierzą Butlera 4 x 4 zastosowaną w celu poprawy stosunku sygnału do szumu (SNR) w systemie GSM900. Uzyskano poprawę SNR o 5 dB w porównaniu do systemu pracującego ze standardową anteną sektorową. W [47] opisano antenę dwuwiazkową zastosowaną w systemie pracującym ze zwielokrotnieniem kodowym CDMA. Wykazano, że poprzez sumowanie sygnału z dwóch wiązek można zwiększyć pojemność systemu 1,7-krotnie w porównaniu do systemu z jedną anteną sektorową. Rozwiązanie to pozwala ponadto na zmniejszenie liczby przenoszonych połączeń. W [74] wykazano, że zastąpienie jednej anteny sektorowej anteną czterowiązkową zwiększa dwukrotnie pojemność systemu wykorzystującego zwielokrotnienie WCDMA. W [75] przedstawiony został sposób optymalizacji układu antenowego przeznaczonego do pracy w systemach WCDMA na drodze losowego dobierania parametrów tak, aby uzyskać minimalną moc nadawczą stacji bazowej, która zapewniłaby łączność w obrębie komórki przy zachowaniu jednakowej jakości transmisji do każdego z użytkowników. Optymalizacji podlegają takie parametry jak: liczba wiązek promieniowania, odległość między elementami promieniującymi, szerokość wiązki promieniowania elementu promieniującego oraz macierz pobudzeń elementów promieniujących. W pracy [90] przedstawiona została koncepcja bardziej złożonego systemu GSM, w którym system nawigacji satelitarnej GPS wykorzystany został do pozyskiwania informacji o położeniu poszczególnych użytkowników sieci. Informacje te są wykorzystywane poprzez system decyzyjny do wyboru jednej spośród wielu wiązek promieniowania układu antenowego zainstalowanego w stacji bazowej, która zapewni maksymalny stosunek sygnału użytecznego do sygnału zakłócającego. W pracy tej rozpatrywane jest również doprowadzenie sygnału do więcej niż jednego wrotka macierzy Butlera w celu uzyskania nierównomiernego rozkładu amplitudowego i tym samym obniżenia poziomu listków bocznych.



Rys. 2.3. Zastosowanie anteny wielowiązkowej w celu poprawy stosunku sygnału do szumu

Innym przykładem zastosowań jest antena wielowiązkowa przedstawiona w [14], w której macierz Butlera 8 x 8 służy do generowania 6 wiązek pokrywających sektor 90°. Przy wykorzystaniu 4 takich układów możliwe jest dookólne pokrycie za pomocą 24 wiązek, dzięki czemu uzyskuje się poprawę stosunku sygnału do zakłóceń o co najmniej 16 dB w systemie WLAN 802.11b. Anteny wielowiązkowe znajdują również zastosowanie w systemach bezprzewodowej transmisji danych wewnątrz budynku [58].

Antenę wielowiązkową można ukształtować również w taki sposób, że wiązki przełączane są w płaszczyźnie elewacji. Można w ten sposób zmieniać dynamicznie rozmiar komórki i skutecznie przeciwdziałać przeciążeniom sieci. Mechanizm przełączania wiązek może być również efektywnie wykorzystany w celu adaptacyjnego dobierania wielkości sektora [65] w płaszczyźnie azymutu, co również zapobiega przeciążeniom sieci.

W literaturze można znaleźć również przykłady zastosowania anten wielowiązkowych w systemach MIMO [112]. Dołączenie macierzy Butlera do układu promienników pozwala uzyskać dekorelację sygnałów odbieranych przez poszczególne elementy promieniujące i osiągnięcie w ten sposób maksymalnego zysku systemu [35]. W [34] porównano parametry systemu MIMO wykorzystującego układ antenowy złożony z czterech elementów promieniujących z parametrami systemu, w którym zastosowano te same elementy promieniujące zasilane poprzez macierz Butlera 4 x 4. Wykazano możliwość poprawy pracy systemu, w którym zastosowana została macierz Butlera.

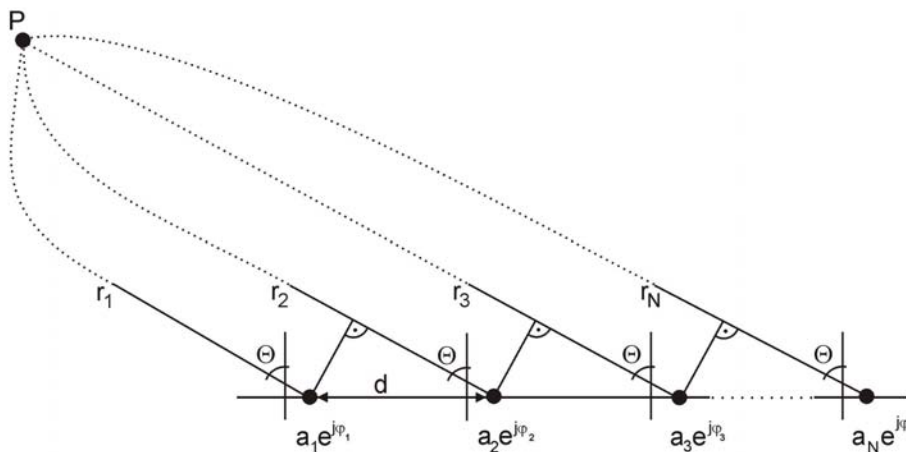
Układy antenowe z macierzami Butlera lub Blassa mogą być również stosowane w układach namierzania kierunku promieniowania [61], [67], [79]. W [91] przedstawiony został system namiaru kierunku promieniowania złożony z układu

elementów promieniujących dołączonej do macierzy Butlera 4 x 4 oraz dyskryminatora fazy i detektora sygnału.

Różnorodne, szerokie zastosowania układów antenowych z macierzą Butlera jako siecią formowania wielu wiązek potwierdzają z jednej strony ważność omawianej tematyki, a z drugiej strony wskazują na potrzebę prowadzenia badań mających na celu opracowanie nowych, konkurencyjnych rozwiązań technicznych omawianych układów antenowych, które zapewniają lepsze parametry systemu telekomunikacyjnego.

2.2. Liniowy szyk antenowy. Właściwości anten wielowiązkowych

Podstawowym elementem anteny wielowiązkowej jest liniowy układ antenowy, zwany również liniowym szkiem antenowym, przedstawiony schematycznie na rys. 2.4. Składa się on z N promieniujących źródeł punktowych rozmieszczonych liniowo w odległościach d od siebie. Jeżeli punkt P , w którym wyznaczane jest natężenie pola elektrycznego leży w strefie dalekiej, to wszystkie promienie r_1, r_2, \dots, r_N prowadzące od poszczególnych elementów promieniujących do punktu P można uważać za równoległe i pomijalnie mały jest wpływ różnicy długości tych promieni na amplitudy (moduły) składowych natężeń pola elektrycznego wywoływanego przez poszczególne elementy promieniujące. W tej sytuacji składowe natężeń pola elektrycznego wytwarzanego w punkcie P przez dwa sąsiednie elementy promieniujące różnią się tylko kątami fazowymi [78]. Charakterystyka promieniowania układu antenowego w polu dalekim zależy od amplitud a_k i faz φ_k sygnałów pobudzających punktowe źródła promieniujące, które są określone właściwościami zastosowanego układu podziału mocy zwanego siecią formowania wiązki.



Rys. 2.4. Liniowy układ antenowy

Charakterystykę promieniowania takiego układu antenowego można wyrazić jako:

$$F(\Theta) = F_{elem}(\Theta) \left(a_1 e^{j\varphi_1} + a_2 e^{j(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \varphi_2)} + \dots + a_N e^{j((n-1)kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \varphi_N)} \right) \quad (2.1)$$

gdzie:

a_k – amplituda pobudzenia k-tego źródła promieniującego,

F_{elem} – charakterystyka promieniowania pojedynczego źródła promieniującego,

d – odległość pomiędzy elementami promieniującymi,

φ_k – faza sygnału pobudzającego k-te źródło promieniujące,

$$k = 2\pi/\lambda_0.$$

Zakładając, że źródła promieniowania są źródłami izotropowymi oraz przyjmując stałą różnicę faz sygnałów pobudzających dwa kolejne elementy promieniujące charakterystykę liniowego szyku antenowego można wyrazić następująco [113]:

$$F_N(\Theta) = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\left(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha\right)\right)}{N \sin\left(\frac{1}{2}\left(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha\right)\right)} \quad (2.2)$$

gdzie $\alpha = \varphi_{k+1} - \varphi_k$ – różnica fazy sygnałów pobudzających sąsiednie źródła promieniujące, zwana też progresją fazy.

Dokonując podstawienia:

$$u = \frac{N}{2}\left(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha\right) \quad (2.3)$$

otrzymuje się:

$$F_N(u) = \frac{\sin u}{N \sin \frac{u}{N}} \quad (2.4)$$

Moduł tej funkcji jest funkcją okresową o okresie równym $N\pi$, co można zapisać następująco:

$$|F_N(u + m(N\pi))| = |F_N(u)| \quad (2.5)$$

gdzie $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Wartości $m = 0$ odpowiada wiązka główna promieniowania, a dla wartości $m = \pm 1, \pm 2, \dots$ w charakterystyce promieniowania pojawiają się listki, których poziom jest równy listkowi głównemu, zwane listkami dyfrakcyjnymi (*grating lobes*). Przykładową

charakterystykę promieniowania układu 10-ciu źródeł izotropowych, określoną równaniem (2.4), przedstawiono na rys. 2.5. Kąty Θ_d , dla których pojawiają się listki dyfrakcyjne w charakterystyce promieniowania, można wyznaczyć z zależności [78]:

$$\frac{d}{\lambda_0} = \frac{1}{\cos(\Theta_d - \frac{\pi}{2}) - \frac{\alpha}{kd}} \quad (2.6)$$

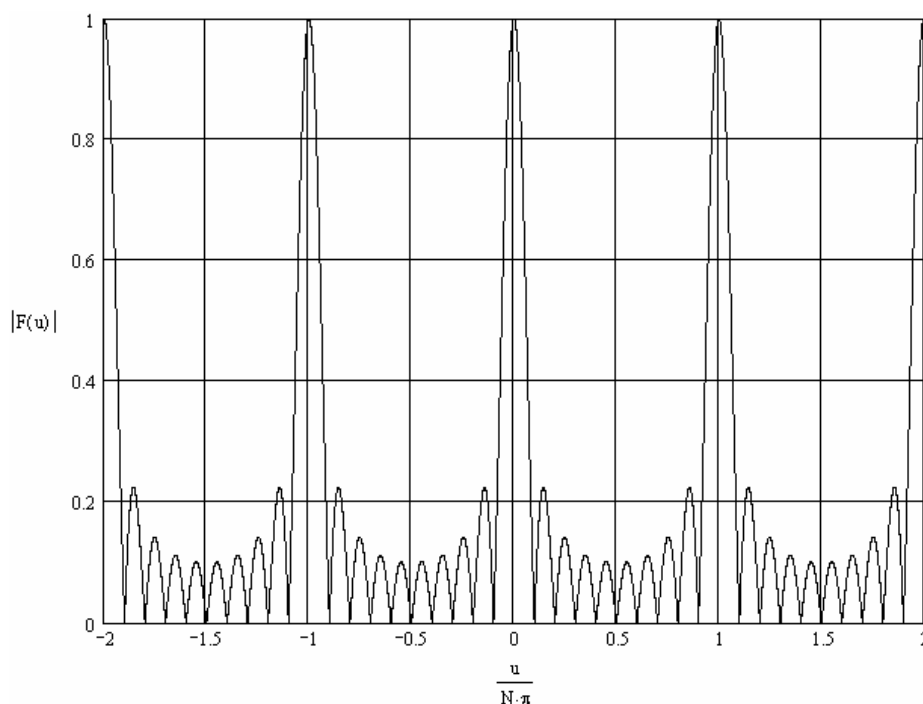
Z praktycznego punktu widzenia istotne jest, aby listki te nie pojawiały się w zakresie kąta $-90^\circ < \Theta < 90^\circ$. Warunek ten można zapisać następująco:

$$\frac{d}{\lambda_0} \leq \min \left[\frac{1}{\cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) - \frac{\alpha}{kd}} \right] \quad (2.7)$$

Warunek ten jest spełniony, gdy:

$$\frac{d}{\lambda_0} \leq \frac{1}{1 + \left| \frac{\alpha}{kd} \right|} \quad (2.8)$$

Dla układu antenowego, w którym wszystkie promienniki zasilane są sygnałami o tej samej fazie, tzn. $\alpha = 0$, maksymalna odległość pomiędzy elementami promieniującymi, przy której nie pojawiają się jeszcze listki dyfrakcyjne, wynosi $d \leq \lambda_0$



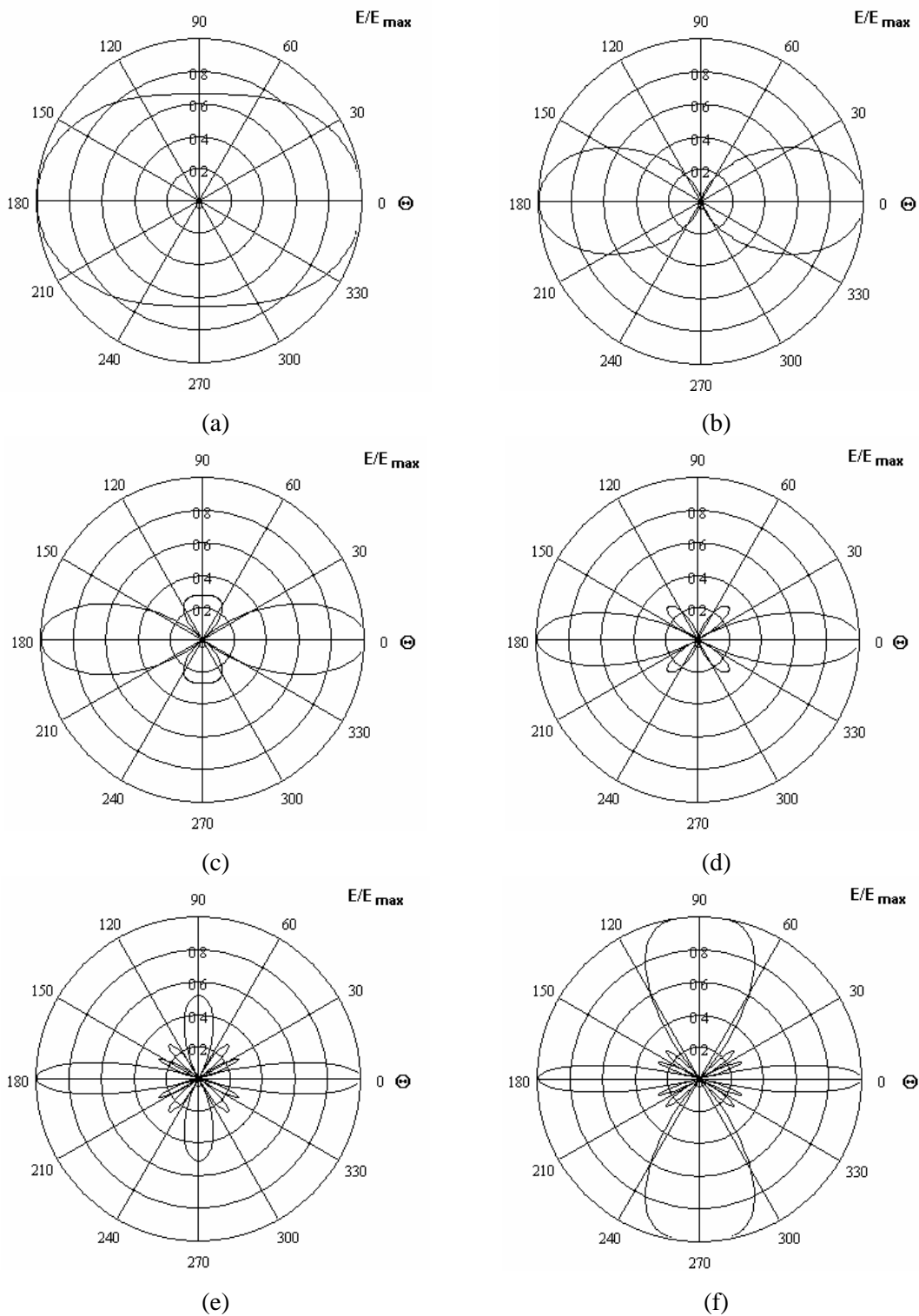
Rys. 2.5. Charakterystyka promieniowania układu $N = 10$ źródeł izotropowych wykreślona dla unormowanej zmiennej $u/(N\pi)$

Przykładowe charakterystyki promieniowania liniowego, synfazowego układu 4 punktowych izotropowych źródeł promieniujących, wyznaczone na podstawie zależności (2.1), wykreślone są na rys. 2.6 dla kilku różnych odległości d pomiędzy źródłami. Zauważmy, że dla bardzo małych odległości pomiędzy źródłami promieniującymi wypadkowa charakterystyka promieniowania układu antenowego bliska jest charakterystyce pojedynczego źródła promieniującego. Wraz ze wzrostem odległości d charakterystyka ta ulega spłaszczeniu, przy czym maksimum promieniowania występuje zawsze w kierunku prostopadłym do prostej przechodzącej przez elementy promieniujące. Zawężeniu listka głównego charakterystyki promieniowania towarzyszy zwiększanie się kierunkowości układu antenowego. Optymalny zakres odległości d określony jest przedziałem $0,3\lambda_0 < d < 0,8\lambda_0$. Dla odległości pomiędzy elementami promieniującymi $d \geq \lambda_0$ w charakterystyce promieniowania pojawiają się listki boczne, które - zgodnie z (2.8) - osiągną poziom listka głównego.

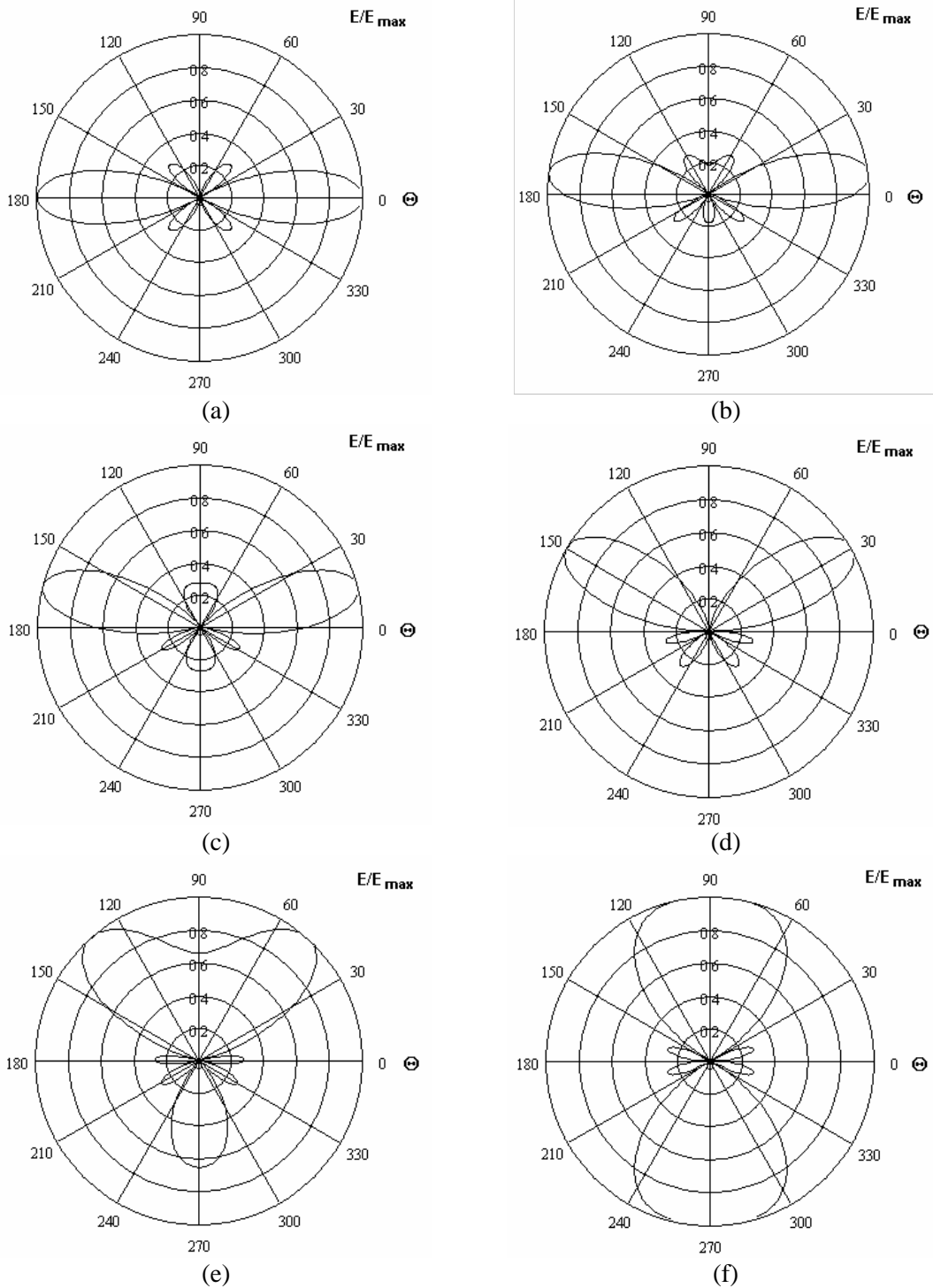
Antena wielowiązkowa wykorzystuje właściwości układu antenowego, w którym progresja fazy sygnałów pobudzających powoduje zmianę kierunku maksymalnego promieniowania. Właściwość tę wykorzystuje się również w antenach o elektronicznie sterowanej wiązce. Kierunek maksymalnego promieniowania układu antenowego złożonego z N izotropowych źródeł promieniujących określa zależność [78]:

$$\Theta_{\max} = \arcsin\left(\frac{\alpha}{kd}\right) \quad (2.9)$$

Przykładowe charakterystyki promieniowania czteroelementowego układu antenowego, złożonego ze źródeł izotropowych, obliczone dla sześciu wartości progresji fazy α , przedstawione są na rys. 2.7. Można zauważyć, że wraz ze wzrostem progresji fazy wiązka główna odchyła się coraz bardziej od osi prostopadłej do osi przechodzącej przez źródła promieniujące. Dla dużych wartości progresji fazy α pojawia się listek dyfrakcyjny na kierunku zgodnym z prostą przechodzącą przez źródła promieniujące. Minimalna wartość progresji fazy α , dla której listek ten jeszcze nie występuje, może być wyznaczona z zależności (2.8) i wynosi $\alpha = 180^\circ$ (dla $d = 0,5\lambda_0$). Dla tej wartości progresji fazy kierunek maksymalnego promieniowania jest odchylony o 90° w porównaniu do kierunku maksymalnego promieniowania układu zasilanego synfazowo.



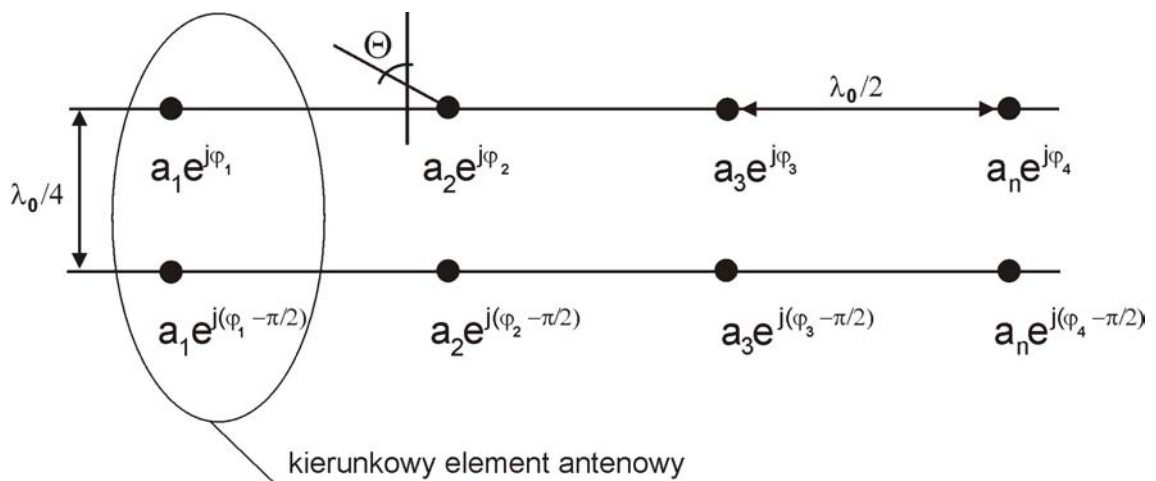
Rys. 2.6. Charakterystyki promieniowania liniowego, czteroelementowego synfazowego układu antenowego w zależności od odległości między źródłami promieniującymi d równej (a) $\lambda_0/8$, (b) $\lambda_0/4$, (c) $3/8\lambda_0$, (d) $\lambda_0/2$, (e) $7/8\lambda_0$, (f) λ_0



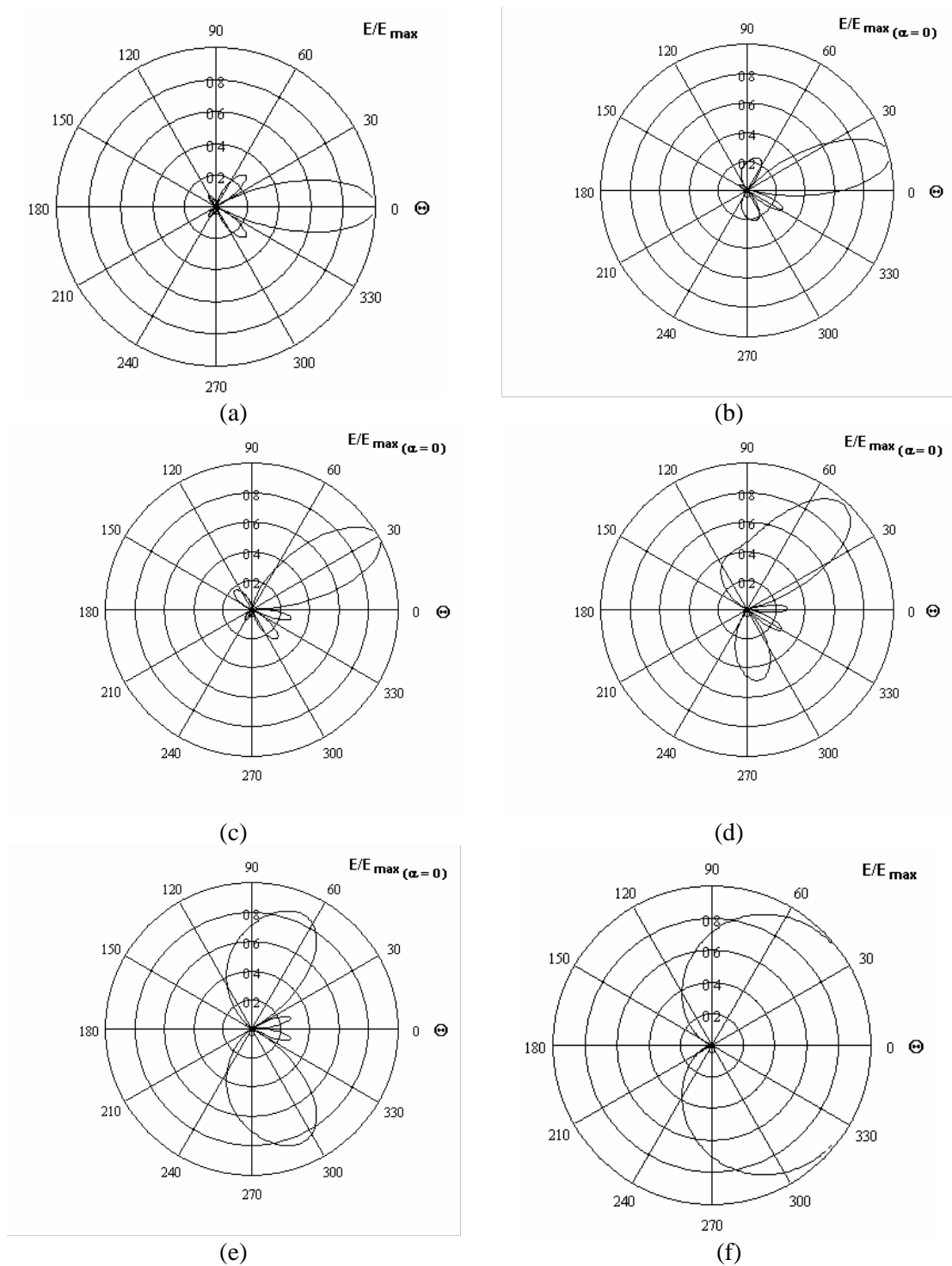
Rys. 2.7. Charakterystyki promieniowania liniowego szyku antenowego zasilanego sygnałami o jednakowej amplitudzie w zależności od progresji fazy sygnałów pobudzających α równej (a) 0° , (b) $22,5^\circ$, (c) 45° , (d) 90° , (e) 135° , (f) 180° . $d = \lambda_0/2$

Podobną analizę można przeprowadzić zastępując izotropowe elementy promieniujące elementami kierunkowymi. Na rys. 2.8 przedstawiona została geometria układu ośmiu izotropowych elementów promieniujących ułożonych i pobudzonych w taki sposób, że równoważny jest on liniowemu szyki 4 elementów kierunkowych.

Element promieniujący o charakterystyce kierunkowej tworzy tu układ dwóch izotropowych elementów umieszczonych w odległości $d = \lambda_0/4$ zasilanych sygnałami przesuniętymi w fazie względem siebie o $\pi/2$. Charakterystyka promieniowania takiego układu jest przedstawiona na rys. 2.9f. Obliczone charakterystyki promieniowania szyku antenowego przedstawionego na rys. 2.8 w zależności od wartości progresji fazy α są przedstawione na rys. 2.9a – 2.9e. Można zauważyć, że wraz z progresją fazy, a tym samym kątem odchylenia wiązki promieniowania, maleje kierunkowość układu antenowego. Jest to spowodowane wpływem charakterystyki kierunkowej promiennika, której kierunek maksymalnego promieniowania przestaje być zgodny z kierunkiem maksymalnego promieniowania układu antenowego. Z tego też powodu rośnie poziom listków bocznych, gdyż pozostają one w zakresie maksymalnego promieniowania pojedynczego elementu antenowego.



Rys. 2.8. Liniowy szuk antenowy, w którym punktowe źródła promieniujące zostały zastąpione układem dwóch elementów promieniujących



Rys. 2.9. Charakterystyki promieniowania liniowego szyku antenowego, w którym punktowe źródła promieniujące zostały zastąpione układem dwóch elementów promieniujących w zależności od progresji fazy α równej odpowiednio (a) 0° , (b) 45° , (c) 90° , (d) 135° i (e) 180° . (f) Charakterystyka promieniowania układu dwóch izotropowych źródeł dla $d = \lambda/4$ i $\alpha = 90^\circ$

Istotą anteny wielowiązkowej jest więc połączenie układu m promienników z taką siecią zasilania o n wejściach i m wyjściach, która zapewnia pobudzenie elementów promieniujących sygnałami z określonymi progresjami fazy α_i , $i = 1, \dots, n$. Zmianę różnicy fazy α_i uzyskuje się przełączając sygnał do kolejnych wrót. Takie sieci

zasilania tworzą układy macierzowe zarówno Blassa, jak i Butlera [1], [9], [13], [87]. Rysunek 2.10 przedstawia czterokanałową macierz Blassa, w której można wyróżnić cztery główne linie przesyłowe oznaczone $i = 1, 2, 3, 4$ oraz N sprzężonych z nimi linii odsprzęgających, do których dołączone są elementy promieniujące. Pozyskiwanie sygnałów docierających do elementów promieniujących o liniowym naroście fazy uzyskuje się przez nachylenie głównych linii przesyłowych pod kątem β do apertury anteny (linii, wzdłuż której rozmieszczone są elementy promieniujące). Ze względu na to, że sygnał docierający do k -tego elementu promieniującego musi pokonać dodatkową drogę [78]:

$$\Delta l_i = d(\sec(\beta_i) + \operatorname{tg}(\beta_i)) \quad (2.10)$$

w porównaniu z drogą sygnału docierającego do poprzedniego $k-1$ elementu, doznaje on dodatkowego przesunięcia fazy:

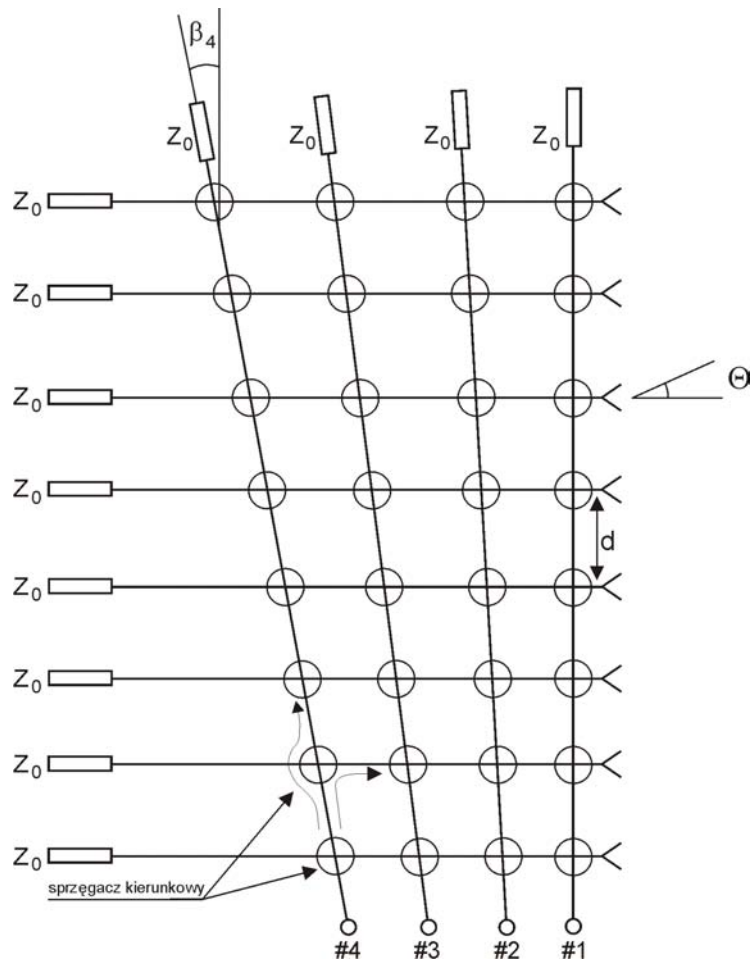
$$\Delta \varphi_i = \frac{2\pi \Delta l_i}{\lambda_f} = d_f (\sec(\beta_i) + \operatorname{tg}(\beta_i)) \quad (2.11)$$

gdzie λ_f oznacza długość fali w liniach tworzących macierz, a $d_f = \frac{2\pi d}{\lambda_f}$.

Przez ustalenie odpowiednich sprzężeń linii głównej z liniami odsprzęgającymi kształtuje się rozkład amplitudowy sygnałów o fazach zmieniających się skokowo o kąt $\Delta \varphi_i$. Sygnały o takim rozkładzie amplitudowo-fazowym są źródłem fali elektromagnetycznej, której kierunek maksymalnego promieniowania jest odchyłony o kąt:

$$\Theta_i = \arcsin \left| \frac{\lambda_0}{\lambda_f} (\sec(\beta_i) + \operatorname{tg}(\beta_i)) \right| \quad (2.12)$$

Przedstawiona zależność wskazuje, że sygnał doprowadzony do i -tej linii głównej kształtuje i -tą wiązkę, której kąt odchylenia od normalnej do apertury anteny zależy tylko od kąta nachylenia tej linii względem apertury anteny, tj. od kąta β_i . Wadą takiej sieci formowania wiązki jest to, że część mocy tracona jest w obciążeniach dopasowanych Z_0 .



Rys. 2.10. Antena wielowiązkowa z macierzą Blassa

Innym rozwiązaniem wielowiązkowej sieci formowania wiązki jest wspomniana już macierz Butlera, zwana często równoległym układem formowania wiązek. Układ ten, zaproponowany niezależnie przez Butlera [13] i Sheltona [87], złożony jest z 3dB/90° sprzęgaczy kierunkowych i stałych przesuwników fazy i tworzy wraz z liniowym N-elementowym szykiem promienników układ antenowy o N wiązkach promieniowania. N jest liczbą całkowitą wyrażoną jako potęga liczby 2 ($N = 2^p$, $p = 1, 2, \dots, n$). Znane są również rozwiązania macierzy Butlera, w których stosowane są sprzęgacze 3dB/0/180° [1], [29], a także macierze, których rząd nie jest potęgą liczby 2, ale do ich realizacji konieczne są inne układy podziału mocy, np. dzielniki mocy 1:3 oraz 1:4 [87]. Macierz Butlera rzędu N tworzy połączenie $(N/2)\log_2(N)$ sprzęgaczy kierunkowych oraz $(N/2)(\log_2(N)-1)$ przesuwników fazy o $N/2-1$ różnych wartościach przesunięcia fazy [64]. Macierz ta charakteryzuje się idealnym dopasowaniem impedancyjnym wszystkich wrot wejściowych i wyjściowych oraz idealną izolacją pomiędzy poszczególnymi wrotami wejściowymi oraz pomiędzy poszczególnymi

wrotami wyjściowymi. Zależność pomiędzy sygnałami wejściowym i wyjściowym może być zapisana jako [66]:

$$I_m = \frac{J_n}{\sqrt{N}} e^{-j \frac{2\pi m m}{N}} \quad \text{dla } -(N-1)/2 \leq n, m \leq (N-1)/2 \quad (2.13)$$

gdzie J_n jest sygnałem doprowadzonym do n -tych wrót wejściowych, a I_m - sygnałem wyprowadzonym przez m -te wrota wyjściowe i zasilającym m -ty element promieniujący. Jeżeli elementy układu antenowego zasilane są poprzez macierz Butlera, w której jedno z wrót wejściowych zostało pobudzone, to elementy promieniujące będą pobudzone sygnałami o jednakowej amplitudzie i ze stałą progresją fazy zależną od wyboru wrót wejściowych. Charakterystykę promieniowania układu antenowego o N izotropowych elementach promieniujących zasilanego macierzą Butlera rzędu N przy pobudzeniu n -tych wrót można zapisać jako:

$$F_n(\Theta) = \sum_{m=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \frac{J_n}{\sqrt{N}} e^{-j m k d \sin(\Theta) - j \frac{2\pi m m}{N}} \quad \text{dla } -(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2 \quad (2.14)$$

Kierunek maksymalnego promieniowania można wyznaczyć z zależności [66]:

$$\Theta_{\max_n} = \arcsin\left(\frac{2\pi m}{Nkd}\right) \quad \text{dla } -(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2 \quad (2.15)$$

któremu odpowiada progresja fazy α_n :

$$\alpha_n = \frac{2\pi m}{N} \quad \text{dla } -(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2 \quad (2.16)$$

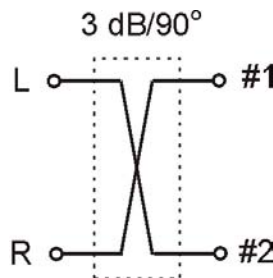
Taki układ antenowy pozwala na pokrycie zakresu kąтового pomiędzy kierunkami maksymalnego promieniowania skrajnych wiązek określonego równaniem [46]:

$$\Theta_{\text{cov}} = 2 \arcsin \frac{(N-1)\pi}{Nkd} \quad (2.17)$$

Najprostszą macierz Butlera tworzy idealny 3dB/90° sprzęgacz kierunkowy przedstawiony schematycznie na rys. 2.11. Poprzez dołączenie do wrót sprzężonych i transmisyjnych sprzęgacza elementów promieniujących (stanowiących najprostszą, dwuelementową wiersz antenowy) uzyskuje się dwie wiązki promieniowania rozłożone symetrycznie względem prostej prostopadłej do prostej przechodzącej przez elementy promieniujące. Progresja fazy sygnałów pobudzających elementy promieniujące wynika wprost z różnicowego przesunięcia fazy wprowadzanego przez sprzęgacz 3dB/90°

i wynosi $\pm 90^\circ$. Macierz rozproszenia rozpatrywanego układu 2 x 2 można więc zapisać jako:

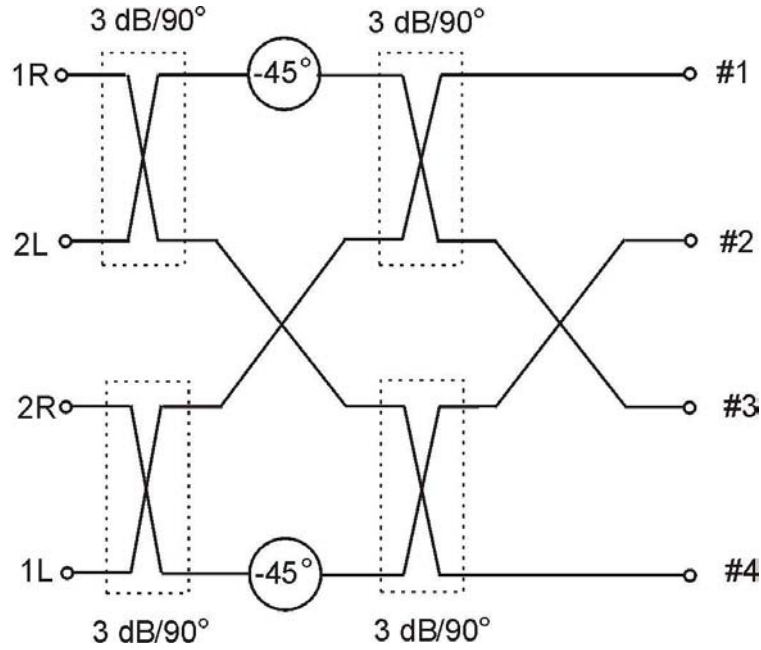
$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{matrix} & \begin{matrix} L & R & 1 & 2 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -j \\ 0 & 0 & -j & 1 \\ 1 & -j & 0 & 0 \\ -j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (2.18)$$



Rys. 2.11. Schemat ideowy macierzy Butlera 2 x 2, którą tworzy pojedynczy sprzęgacz 3dB/90°. L i R wrota wejściowe układu antenowego. Sygnałowi doprowadzonemu do wrót L i R odpowiada wiązka promieniowania odchylona odpowiednio w lewo (L) i w prawo (R) względem prostej prostopadłej do linii ułożenia elementów antenowych

Macierz Butlera wyższego rzędu tworzy się poprzez odpowiednie połączenie dwóch macierzy rzędu $N-1$ oraz dodanie $N/2$ przesuwników fazy i $N/2$ sprzęgaczy kierunkowych. Na rys. 2.12 przedstawiona została macierz Butlera 4 x 4 składająca się z czterech sprzęgaczy 3dB/90° oraz dwóch przesuwników fazy 45°. Macierz rozproszenia S tak utworzonego układu 4 x 4 można zapisać następująco:

$$S = \frac{1}{2} \begin{matrix} & \begin{matrix} 1R & 2L & 2R & 1L & 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\pi} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j0} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j0} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-j\pi} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} \\ e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\pi} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j0} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j0} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e^{-j\pi} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (2.19)$$



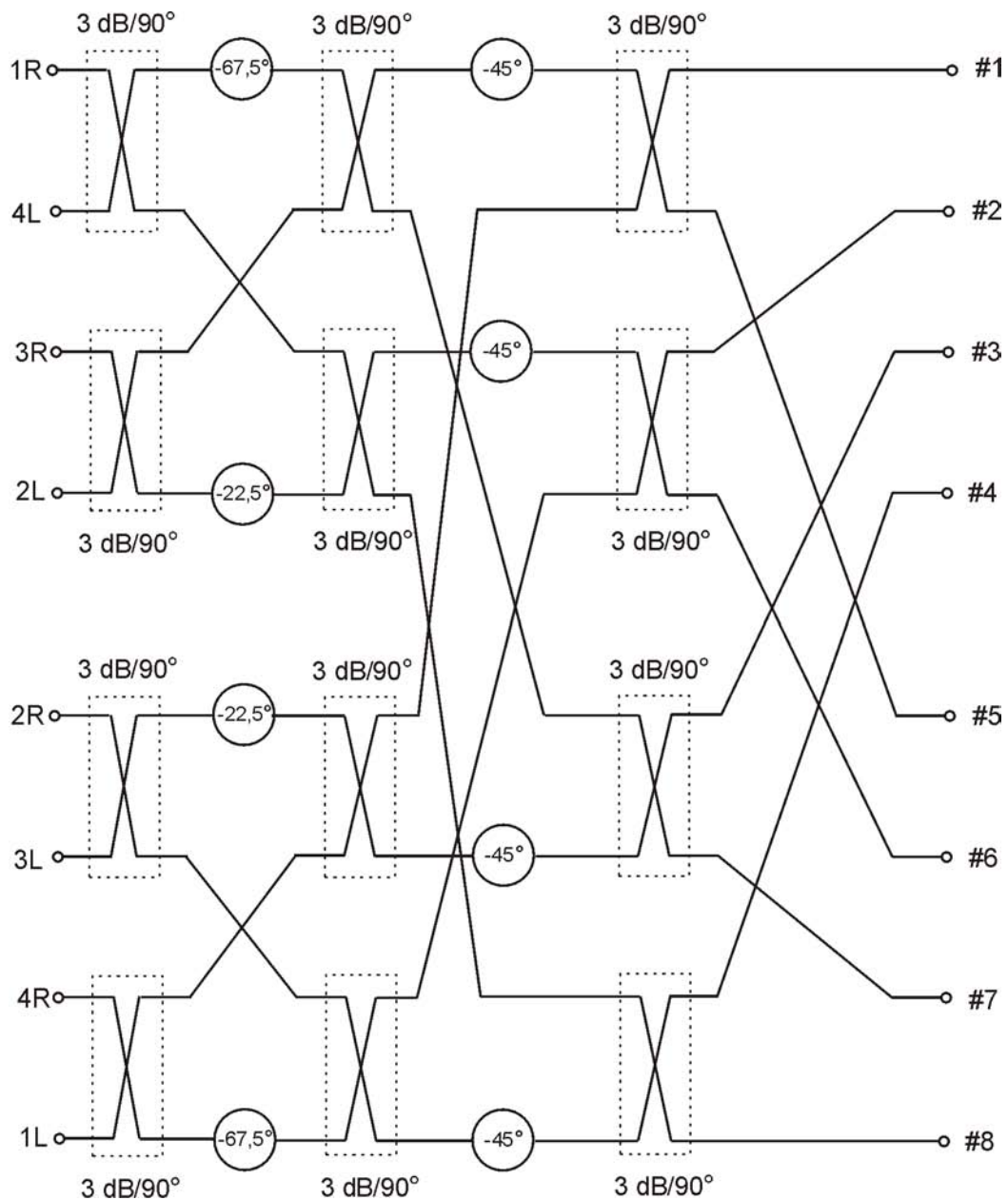
Rys. 2.12. Schemat ideowy macierzy Butlera 4 x 4

Podobnie tworzy się macierz 8 x 8, korzystając z macierzy 4 x 4. Rysunek 2.13 przedstawia schemat ideowy macierzy Butlera 8 x 8. Macierz tę tworzy połączenie dwóch macierzy 4 x 4, w których przesuwniki fazy 45° zastąpione zostały przesuwnikami 22,5° i 67,5° oraz czterech dodatkowych przesuwników fazy 45° i czterech sprzęgaczy kierunkowych. Macierz rozproszenia takiego układu może być przedstawiona w postaci:

$$S = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} 0 & A \\ A^T & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

gdzie:

$$A = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{5\pi}{8}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{7\pi}{8}} & e^{-j\pi} & e^{-j\frac{9\pi}{8}} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j\frac{11\pi}{8}} & e^{-j\frac{3\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{9\pi}{8}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{11\pi}{8}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{13\pi}{8}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{15\pi}{8}} & e^{-j\pi} \\ e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{11\pi}{8}} & e^{-j0} & e^{-j\frac{5\pi}{8}} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j\frac{15\pi}{8}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{9\pi}{8}} \\ e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j\frac{7\pi}{8}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{\pi}{8}} & e^{-j\frac{7\pi}{4}} & e^{-j\frac{11\pi}{8}} & e^{-j\pi} & e^{-j\frac{5\pi}{8}} \\ e^{-j\frac{5\pi}{8}} & e^{-j\pi} & e^{-j\frac{11\pi}{8}} & e^{-j\frac{7\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{8}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{7\pi}{8}} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} \\ e^{-j\frac{9\pi}{8}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{15\pi}{8}} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j\frac{5\pi}{8}} & e^{-j0} & e^{-j\frac{11\pi}{8}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} \\ e^{-j\pi} & e^{-j\frac{15\pi}{8}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{13\pi}{8}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{11\pi}{8}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & e^{-j\frac{9\pi}{8}} \\ e^{-j\frac{3\pi}{2}} & e^{-j\frac{11\pi}{8}} & e^{-j\frac{5\pi}{4}} & e^{-j\frac{9\pi}{8}} & e^{-j\pi} & e^{-j\frac{7\pi}{8}} & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{5\pi}{8}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$



Rys. 2.13. Schemat ideowy macierzy Butlera 8 x 8

Procedura tworzenia macierzy Butlera rzędu N , $N = 2^p$, została opisana w [50], [68].

W rozważaniach nad wielowiązkowymi układami antenowymi pojawia się problem optymalnego rozmieszczenia wiązek promieniowania w przestrzeni. W pracy [87] wykazane zostało, że dla N – elementowej anteny o promiennikach izotropowych, N wiązek - rozłożonych równomiernie w taki sposób, że kierunki poszczególnych wiązek są przesunięte względem siebie o kąt $u = \pi$ w dziedzinie u - zapewnia maksymalny współczynnik wykorzystania apertury dla każdego kąta Θ przy założeniu pobudzenia wszystkich elementów promieniujących sygnałami o jednakowej

amplitudzie¹. Dla każdej z N wiązek maksimum promieniowania występuje dla kąta u , dla którego każda z $N-1$ pozostałych wiązek przyjmuje wartość zero. Dla liczby wiązek większej niż liczba elementów promieniujących lub innego ich rozmieszczenia współczynnik wykorzystania apertury będzie mniejszy, gdyż sygnał odbierany na kierunku maksymalnego promieniowania jednej z wiązek będzie równocześnie odbierany przez przynajmniej jedną z pozostałych wiązek. Na rys. 2.14 przedstawiono optymalne rozmieszczenie $N = 8$ wiązek w zakresie kątowym u odpowiadającym okresowi jednej wiązki. Znając optymalne rozmieszczenie wiązek w dziedzinie u można wyznaczyć kierunki promieniowania dla poszczególnych wiązek w dziedzinie Θ na podstawie (2.3) oraz odpowiadające im progresje fazy α z zależności (2.9). W tabeli 2.1 zestawiono wartości progresji fazy oraz kierunki maksymalnego promieniowania wiązek dla optymalnego rozmieszczenia 2, 4 i 8 wiązek, któremu odpowiada pobudzenie 2, 4 i 8-elementowego układu antenowego macierzami Butlera rzędu odpowiednio 2, 4 i 8.

W [87] wykazano, że również w przypadku pobudzenia promienników z nierównomiernym rozkładem amplitudowym uzyskanie maksymalnego współczynnika wykorzystania apertury i pokrycia dla całego zakresu kąтового, co można zapisać jako:

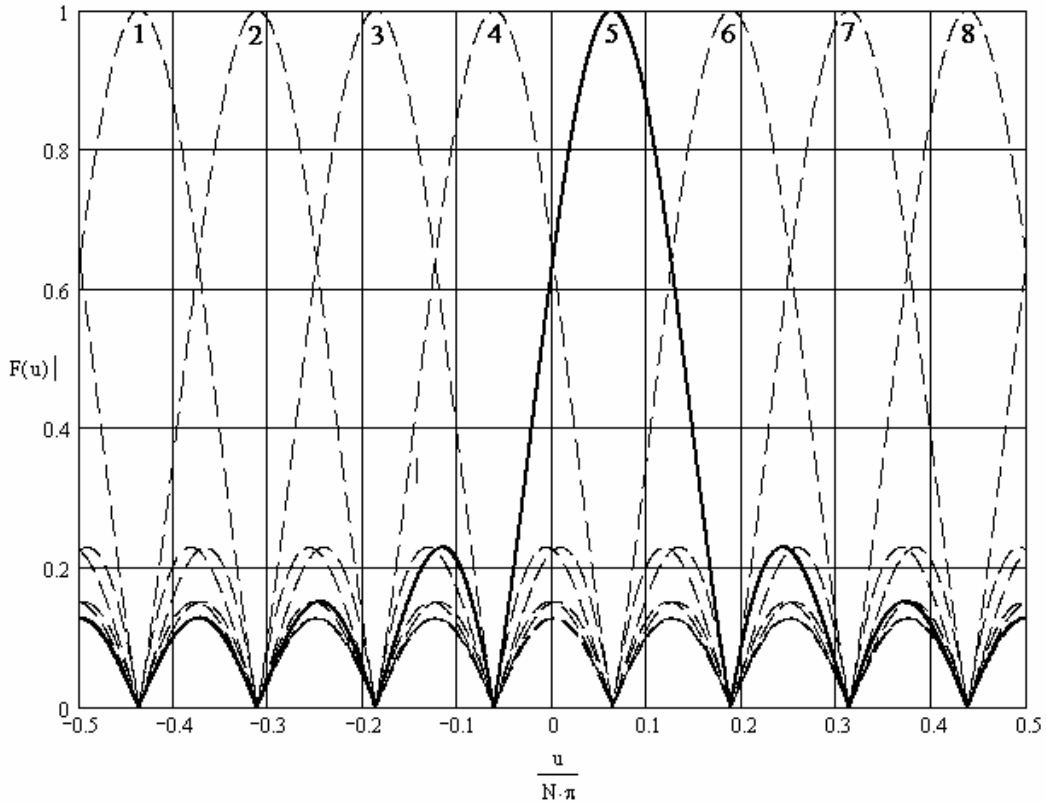
$$\sum_{n=1}^N P(u, n) = const \quad (2.22)$$

gdzie $P(u, n)$ – moc sygnału odebranego z kąta u otrzymana na n -tym wyjściu układu antenowego, wymaga, aby liczba wiązek równała się liczbie elementów promieniujących.

Tabela 2.1. Progresja fazy dla macierzy Butlera 2×2 , 4×4 i 8×8 w zależności od wyboru wrót pobudzanych oraz kierunki maksymalnego promieniowania obliczone dla układu N izotropowych źródeł rozmieszczonych w odległości $d = \lambda_0/2$

n	numer pobudzanych wrót macierzy Butlera rzędu N															
	1		2		3		4		5		6		7		8	
	α [°]	Θ_{max} [°]	α [°]	Θ_{max} [°]	α [°]	Θ_{max} [°]	α [°]	Θ_{max} [°]	α [°]	Θ_{max} [°]	α [°]	Θ_{max} [°]	α [°]	Θ_{max} [°]	α [°]	Θ_{max} [°]
2	-90	-30	+90	+30	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4	-45	-14	+135	+49	-135	-49	+45	+14	-	-	-	-	-	-	-	-
8	-22,5	-7	+157,5	+61	-112,5	-39	+67,5	+22	-67,5	-22	+112,5	+39	-157,5	-61	+22,5	+7

¹ Oznacza to, że suma mocy otrzymana na wyjściach układu antenowego jest niezależna od kierunku Θ , z którego odbierany jest sygnał.



Rys. 2.14. Optymalnie rozmieszczone wiązki układu $N = 8$ źródeł izotropowych, wykreślone dla unormowanej zmiennej $u/(N\pi)$

Z punktu widzenia projektowania anten wielowiązkowych istotnym zagadnieniem jest stworzenie odpowiedniej sieci pobudzającej elementy promieniujące, zapewniającej odpowiedni rozkład amplitudowy i fazowy, oraz określenie jej podstawowych właściwości. Dążenie do minimalizacji strat w sieci formowania wiązek sprawia, że najbardziej interesujące są rozwiązania wykorzystujące układy bezstratne. Można wykazać [56], iż ograniczenie polegające na założeniu bezstratności sieci formowania wiązek przy jednoczesnym zapewnieniu maksymalnego współczynnika wykorzystania apertury pozwala jedynie pozyskać równomierny rozkład amplitudowy sygnałów pobudzających elementy promieniujące. W pracy [56] przedstawione zostały unikatowe właściwości macierzy rozproszenia S opisującej bezstratną sieć formowania wiązki o N wejściach i N wyjściach, pokazaną schematycznie na rys. 2.15. Macierz rozproszenia układu formowania wiązek z rys. 2.15 może być przedstawiona jako:

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

gdzie S_1, S_2, S_3, S_4 są macierzami $N \times N$.



Rys. 2.15. Bezstratna odwracalna sieć formowania wiązek o N wrotach wejściowych i N wrotach wyjściowych

Warunek idealnego dopasowania wszystkich wrót wejściowych i idealnych izolacji pomiędzy wrotami wejściowymi narzuca, aby $S_1 = 0$. Założenie o bezstratności sprawia, że macierz S staje się macierzą unitarną, której wszystkie kolumny stają się ortonormalne, co można zapisać następującym wzorem:

$$SS^+ = I \quad (2.24)$$

gdzie S^+ oznacza hermitowskie sprzężenie macierzy S , a I - macierz jednostkową.

Warunek ten oraz warunek $S_1 = 0$ sprawia, że $S_4 = 0$, a S_2 i S_3 są macierzami unitarnymi. Ponadto, jeżeli sieć formowania wiązek tworzy układ odwracalny, wtedy $S_3 = S_2^T$. i -ta kolumna macierzy S_3 określa pobudzenie elementów promieniujących układu antenowego przy doprowadzeniu sygnału do i -tego wrota wejściowego. Aby określić właściwości sieci formowania wiązek generowanych tym samym rozkładem amplitudowym (unormowanym) niezależnym od wyboru wrót pobudzanych, macierz S_3 należy przedstawić w postaci [56]:

$$S_3 = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} a_1\beta_1 & a_1\beta_2 & \cdots & a_1\beta_N \\ a_2\beta_1\lambda_1 & a_2\beta_2\lambda_2 & \cdots & a_2\beta_N\lambda_N \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_N\beta_1\lambda_1^{N-1} & a_N\beta_2\lambda_2^{N-1} & \cdots & a_N\beta_N\lambda_N^{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

gdzie a_i są liczbami rzeczywistymi, β_i - liczbami zespolonymi, a λ_i - liczbami zespolonymi, których moduł równa się 1. Ponieważ suma kwadratów modułów wszystkich elementów w dowolnym wierszu macierzy jest równa 1 (wynika to z założenia o bezstratności układu), wszystkie liczby a_i muszą być sobie równe, co odpowiada pobudzeniu z jednakową amplitudą wszystkich elementów promieniujących. Z kolei warunek, że suma kwadratów modułów wszystkich elementów w dowolnej

kolumnie macierzy S_3 jest równa 1, powoduje, że wszystkie liczby β_j mają równe moduły. Można więc zapisać macierz S_3 w następującej postaci:

$$S_3 = D_1 \widehat{S}_3 D_2 \quad (2.26)$$

gdzie D_1 i D_2 są unitarnymi macierzami diagonalnymi:

$$\begin{aligned} D_1 &= \text{diag}\{1, \lambda_1, \dots, \lambda_1^{N-1}\} \\ D_2 &= \text{diag}\{e^{j\vartheta_1}, e^{j\vartheta_2}, \dots, e^{j\vartheta_N}\} \end{aligned} \quad (2.27)$$

a \widehat{S}_3 jest następującą macierzą unitarną:

$$\widehat{S}_3 = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \rho_2 & \dots & \rho_N \\ 1 & \vdots & & \vdots \\ 1 & \rho_2^{N-1} & \dots & \rho_N^{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

gdzie $\rho_i = \lambda_i/\lambda_1$

Ponieważ kolumny macierzy S_3 są ortogonalne, można zapisać następujący związek:

$$0 = \sum_{k=0}^{N-1} \rho_i^k = \frac{\rho_i^N - 1}{\rho_i - 1}, \quad i = 1, \dots, N \quad (2.29)$$

Z równania tego wynika, że:

$$\rho_i^N = 1 \quad (2.30)$$

Tak więc zbiór $1, \rho_2, \dots, \rho_N$ stanowi układ N różnych pierwiastków liczby 1. Z przeprowadzonej analizy wynika, że dla danego rzędu macierzy rozproszenia bezstratnego $2N$ -wrotowego układu odwracalnego, progresje fazy odpowiadające generacji wszystkich wiązek są ściśle określone, przy założeniu, że wiązki generowane są za pomocą tego samego rozkładu amplitudowego.

Założenie bezstratności i odwracalności sieci formowania wiązek ma swoje istotne konsekwencje w odniesieniu do charakterystyk promieniowania anteny wielowiązkowej [1], [87], [95]. W pracy [1] wykazane zostało, że dla N -elementowego układu antenowego o izotropowych elementach promieniujących dołączonego do bezstratnego układu zasilającego o M idealnie dopasowanych i izolowanych względem siebie wejściach i N wyjściach dwie dowolne wiązki promieniowania są wzajemnie ortogonalne w przedziale jednego okresu charakterystyki promieniowania. Rozważania te przeprowadzone zostały w dziedzinie unormowanej zmiennej u .

Korzystając z zasady zachowania energii i uogólniając zależności przedstawione w [1] White [95] wykazał, że: (i) zarówno odwracalne jak i nieodwracalne układy

formowania wiązek tworzące układy antenowe o wspólnej aperturze generują wiązki ortogonalne w przestrzeni oraz (ii) kształt charakterystyk promieniowania poszczególnych wiązek i poziomy przecięcia się wiązek nie mogą być określone niezależnie. White wykazał również, że poprzez jednoczesne pobudzenie więcej niż jednego wrotu układu antenowego zasilanego bezstratną siecią formowania wiązek można uzyskać nierównomierny rozkład amplitudowy zapewniający znaczne obniżenie poziomu listków bocznych w danej charakterystyce promieniowania. Przykładowo, przy współfazowym pobudzeniu dwóch sąsiednich wrót uzyskuje się kosinusowy rozkład amplitudy sygnałów pobudzających elementy promieniujące oraz poziom listków bocznych -23 dB (przy założeniu dużej liczby elementów promieniujących), a kierunek maksymalnego promieniowania wypada dokładnie w połowie między kierunkami odpowiadającymi pobudzeniu każdego z wrót osobno. Poziom przecięcia się wiązek wynosi -9,5 dB.

Pozyskiwanie nierównomiernego rozkładu amplitudowego poprzez pobudzenie więcej niż jednego wrotu sieci formowania wiązek można przedstawić sumując sygnały wypromieniowane przez n -ty element promieniujący przy pobudzeniu jednocześnie dwóch wrót układu, którym odpowiadają progresje fazy α_1 i α_2 . Zakładając izotropowe elementy promieniujące sygnał wypromieniowany przez n -ty element promieniujący przy pobudzeniu wrót układu, którym odpowiada progresja fazy α_1 , można zapisać jako:

$$g_n = e^{jn(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha_1)} \quad (2.31)$$

Podobnie sygnał wypromieniowany przez ten sam n -ty element promieniujący przy pobudzeniu wrót, którym odpowiada progresja fazy α_2 , można zapisać:

$$g_n = e^{jn(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha_2)} \quad (2.32)$$

Przy jednoczesnym pobudzeniu obu wrót otrzymuje się:

$$g_n = e^{jn(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha_1)} + e^{jn(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha_2)} \quad (2.33)$$

Wprowadzając oznaczenie:

$$\alpha_2 = \alpha_1 + \delta \quad (2.34)$$

otrzymuje się:

$$g_n = e^{jn(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha 1)} + e^{jn(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha 1 + \delta)} = 2e^{jn(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha 1 + \frac{\delta}{2})} \cos(n \frac{\delta}{2}) \quad (2.35)$$

Na podstawie (2.35) można zauważyć, że amplitudy sygnałów pobudzających kolejne elementy promieniujące są przemnażane przez współczynniki rozkładu kosinusowego $\cos(n\delta/2)$. W podobny sposób można wykazać, że możliwe jest uzyskanie również innych rozkładów amplitud sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące, takich jak \cos^2 , \cos^3 , itp. [95].

W pracy [92] przedstawiona została zależność pomiędzy maksymalną możliwą do uzyskania sprawnością promieniowania, a współczynnikiem sprzężenia wiązek promieniowania. Tak określona maksymalna sprawność promieniowania nazywana jest limitem Steina. Dla liniowego wielowiązkowego układu antenowego promieniującego N wiązek, przedstawionego na rys. 2.15, w którym pominięte zostało założenie o bezstratności sieci formowania wiązek, sygnały y_k odbite od każdego z wrót układu są związane liniową zależnością:

$$y_k = \sum_{n=1}^N S_{k,n} x_n \quad \text{lub} \quad \mathbf{y} = \mathbf{Sx} \quad (2.36)$$

gdzie \mathbf{S} jest bliżej nieokreśloną macierzą rozproszenia układu formowania wiązek, a \mathbf{y} i \mathbf{x} są macierzami kolumnowymi. Jeżeli k -te wrota układu antenowego są pobudzone sygnałem o mocy jednostkowej, wektor natężenia pola elektrycznego w polu dalekim może być zapisany jako:

$$\vec{E}_k(\theta, \phi) = q_k R_k(\theta, \phi) \frac{e^{j2\pi r / \lambda}}{r} \quad (2.37)$$

gdzie R_k jest unormowaną charakterystyką promieniowania, co można zapisać jako:

$$\frac{1}{2Z_0} \int_{\Omega} R_k^*(\theta, \phi) R_k(\theta, \phi) d\Omega = 1 \quad (2.38)$$

gdzie $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$, a Z_0 jest impedancją falową wolnej przestrzeni. Przy tak unormowanej charakterystyce promieniowania całkowita moc promieniowana w polu dalekim przy pobudzeniu k -tego wrota może być zapisana następująco:

$$P_k = \int_{\Omega} \frac{r^2}{2Z_0} \vec{E}_k^*(\theta, \phi) \vec{E}_k(\theta, \phi) d\Omega = q_k^* q_k = |q_k|^2 \quad (2.39)$$

Ponieważ układ pobudzony został sygnałem o mocy jednostkowej, $|q_k|^2$ jest sprawnością promieniowania dla danej wiązki, a $1 - |q_k|^2$ reprezentuje straty w sieci formowania

wiązek i moce fal odbitych od wszystkich wrót wejściowych. Dla bezstratnej sieci formowania wiązek sprawność może być mierzona poprzez pomiar mocy odbitej we wszystkich wrotach wejściowych:

$$|q_k|^2 = 1 - \sum_{i=1}^n |S_{i,k}|^2 \quad (2.40)$$

Parametr określający stopień nakładania się dwóch dowolnych wiązek promieniowania można zdefiniować następująco:

$$\beta_{k,j} = \frac{1}{2Z_0} \int_{\Omega} R_k^*(\theta, \phi) R_j(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.41)$$

Można zauważyć, że $\beta_{k,j} = \beta_{j,k}^*$, $|\beta_{k,j}| \leq 1$ oraz że na podstawie (2.41) $\beta_{k,k} = 1$. Współczynniki $\beta_{k,j}$ są nazywane współczynnikami sprzężenia wiązek, a kwadratowa macierz β - macierzą sprzężenia wiązek. Elementy poza główną diagonalą macierzy β określają sprzężenia pomiędzy poszczególnymi wiązkami i jeżeli są równe zero, oznacza to, że wiązki te są ortogonalne. Jeżeli wszystkie wrota układu są pobudzone, całkowita moc promieniowana może być zapisana jako:

$$P = \int_{\Omega} \frac{r^2}{2Z_0} \vec{E}^* \cdot \vec{E} d\Omega = \sum_{k,j=1}^N x_k^* q_k^* \beta_{k,j} x_j q_j \quad (2.42)$$

Definiując nową macierz Γ , moc tę określa równanie:

$$P = \sum_{k,j=1}^N x_k^* \Gamma_{k,j} x_j = \mathbf{x}^+ \Gamma \mathbf{x} \quad (2.43)$$

gdzie:

$$\Gamma_{k,j} = q_k^* \beta_{k,j} q_j \quad (2.44)$$

Wartości własne α_k tej macierzy można wyznaczyć z równania:

$$\Gamma \mathbf{x} = \alpha \mathbf{x} \quad (2.45)$$

Limit Steina jest określony na podstawie własności hermitowskich i dodatniej półokreśloności macierzy Γ i stanowi, że największa wartość własna macierzy jest nie większa niż 1. Można więc napisać:

$$(\alpha_k)_{\max} \leq 1 \quad (2.46)$$

Przy założeniu jednakowej sprawności promieniowania dla każdej z wiązek $q_k = q$, dla każdego k można zapisać:

$$\Gamma_{k,j} = |q|^2 \beta_{k,j} \quad (2.47)$$

Tak więc równanie (2.45) przyjmuje jego uproszczoną formę:

$$|q|^2 \mathbf{\beta} \mathbf{x} = \alpha \mathbf{x} \quad (2.48)$$

Wartości własne α_k macierzy $\mathbf{\Gamma}$ są związane z wartościami własnymi β_k macierzy $\mathbf{\beta}$ liniową zależnością:

$$\alpha_k = |q|^2 \beta_k \quad (2.49)$$

W tym przypadku limit Steina wyraża się następująco:

$$|q|^2 \leq \frac{1}{(\beta_k)_{\max}} \quad (2.50)$$

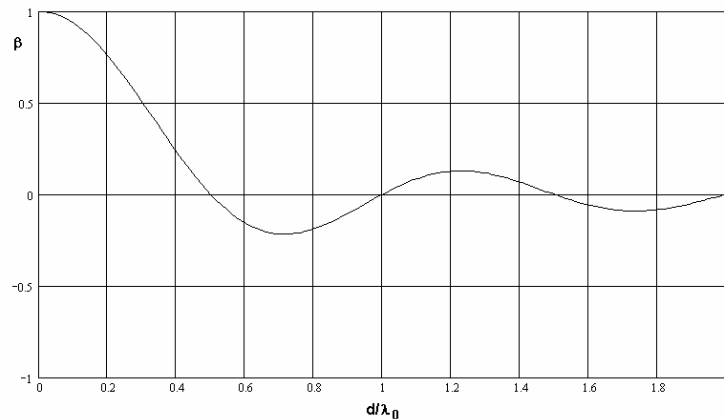
Można więc powiedzieć, że dla układu antenowego, w którym wszystkie wiązki promieniowania mają jednakową sprawność promieniowania, sprawność ta jest równa odwrotności maksymalnej wartości własnej macierzy sprzężenia wiązek. To ograniczenie wynika jedynie z nakładania się wiązek w przestrzeni bez jawnego określenia sieci formowania wiązek. Ponieważ wszystkie elementy na głównej diagonalu macierzy $\mathbf{\beta}$, $\beta_{kk} = 1$, ślad macierzy $\mathbf{\beta}$ jest równy N . Dla każdej macierzy hermitowskiej suma wartości własnych jest równa śladowi tej macierzy, co można zapisać:

$$\sum_{k=1}^N \beta_k = N \quad (2.51)$$

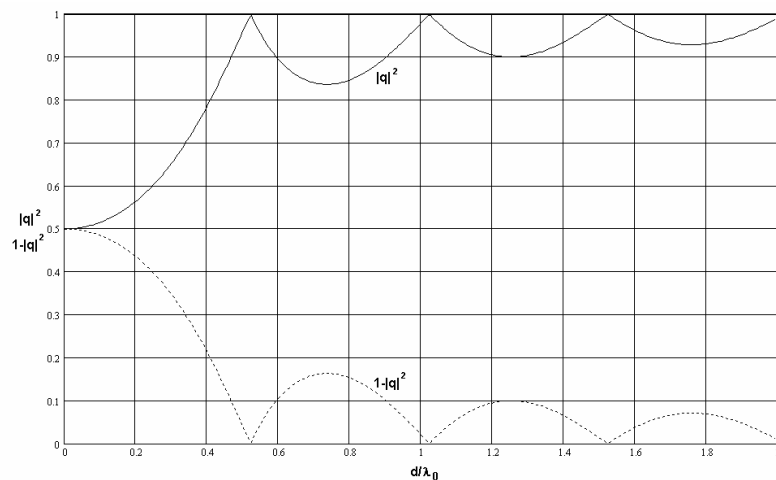
Ponadto, największa wartość własna $\beta_k < 1$, więc $|q|^2 \leq 1$, a $|q|^2 = 1$ tylko w przypadku, gdy wszystkie wartości własne są równe sobie. Równość wszystkich wartości własnych oznacza, że wszystkie elementy poza główną diagonalą macierzy $\mathbf{\beta}$ są równe zero i że wszystkie wiązki promieniowania są wzajemnie ortogonalne, co zostało wcześniej wykazane przez Allen'a i White'a [1], [95].

Zależności przedstawione w [92] można zilustrować na przykładzie anteny wielowiązkowej złożonej z dwóch źródeł izotropowych zasilanych macierzą Butlera 2×2 . Zakładając, że sieć formowania wiązki jest bezstratna oraz że wiązki promieniowania mają jednakową sprawność promieniowania, można wyznaczyć zależność współczynnika sprzężenia wiązek od odległości pomiędzy elementami promieniującymi. Zależność ta przedstawiona została na rys. 2.16. Można zauważyć, że współczynnik sprzężenia wiązek przyjmuje wartość 1 dla zerowej odległości pomiędzy

elementami promieniującymi i jego przebieg jest asymptotycznie zbieżny do zera dla $d \rightarrow \infty$. Należy podkreślić, że dla $d = n\lambda_0/2$ ($n = 1, 2, \dots$), współczynnik sprzężenia wiązek przyjmuje wartość 0, co oznacza, że dla tych odległości pomiędzy elementami promieniującymi wiązki są ortogonalne. Na podstawie wyznaczonego współczynnika sprzężenia β można obliczyć maksymalną sprawność promieniowania $|q|^2$ oraz straty mocy związane ze sprzężeniem między wiązkami $1 - |q|^2$. W przypadku bezstratnej sieci formowania wiązek, straty te związane są z mocą wyprowadzoną przez wrota tej sieci. Sprawność promieniowania oraz straty sieci formowania wiązek układu dwóch źródeł izotropowych zasilanych macierzą Butlera 2×2 są przedstawione na rys. 2.17. Dla odległości d , dla których współczynnik sprzężenia wiązek jest równy 0, uzyskuje się maksymalną sprawność promieniowania.

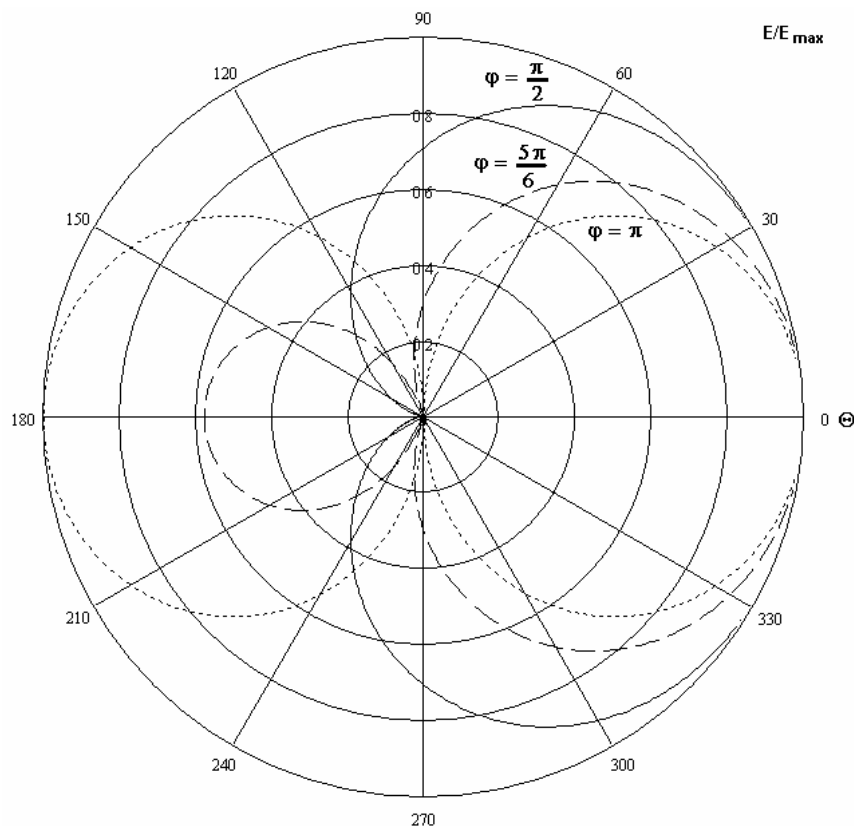


Rys. 2.16. Współczynnik sprzężenia wiązek β obliczony dla anteny złożonej z dwóch izotropowych elementów promieniujących zasilanych macierzą Butlera 2×2

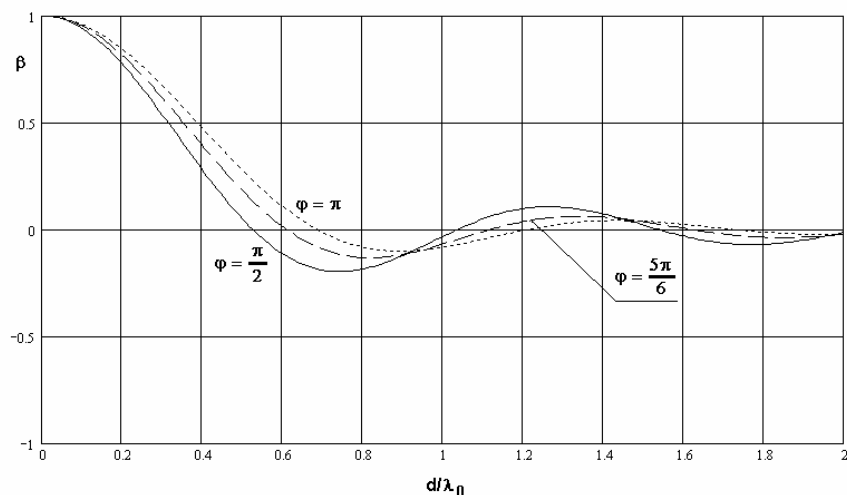


Rys. 2.17. Sprawność promieniowania $|q|^2$ oraz straty w sieci formowania wiązek $1 - |q|^2$ układu antenowego dwóch izotropowych źródeł promieniujących zasilanych macierzą Butlera 2×2 w zależności od odległości między elementami promieniującymi

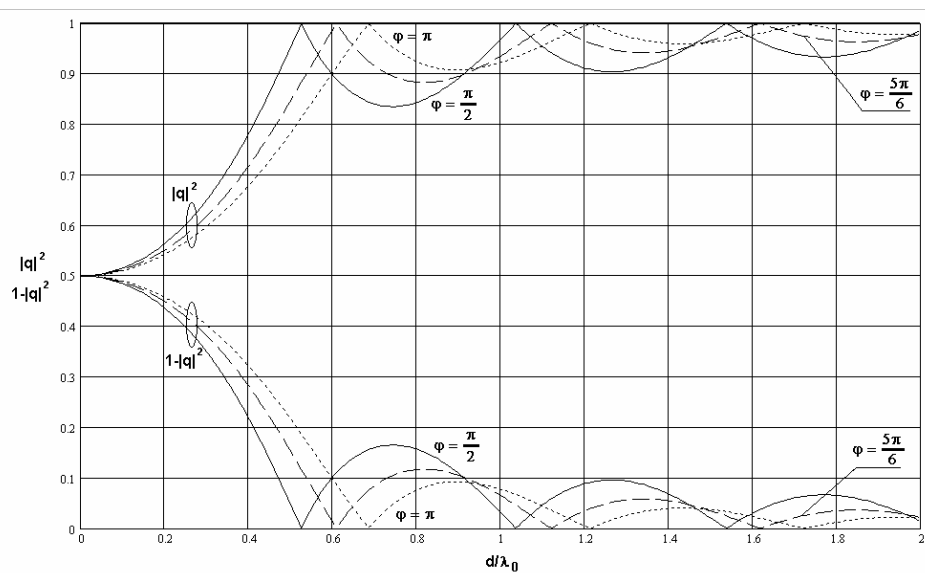
Podobną analizę można przeprowadzić zastępując izotropowe elementy promieniujące elementami kierunkowymi. Charakterystyki promieniowania przykładowego kierunkowego elementu promieniującego - utworzonego przez dwa izotropowe źródła promieniujące umieszczone w odległości $d = 0,25\lambda_0$ i pobudzone sygnałami z przesunięciem fazy φ dla trzech różnych wartości φ - są przedstawione na rys. 2.18. Na rys. 2.19 wykreślony został obliczony współczynnik sprzężenia pomiędzy wiązkami promieniującymi dla anteny wielowiązkowej złożonej z dwóch kierunkowych elementów promieniujących o charakterystykach promieniowania przedstawionych na rys. 2.18 i zasilanych macierzą Butlera 2×2 w zależności od odległości między promiennikami d/λ_0 . Na podstawie przeprowadzonych obliczeń można zauważyć, że optymalna wartość odległości pomiędzy elementami promieniującymi, dla której uzyskuje się ortogonalność wiązek, zależy od wyboru elementu promieniującego. Sprawności promieniowania oraz straty mocy w sieci formowania wiązek wyznaczone na podstawie obliczonego współczynnika sprzężeń w zależności od d/λ_0 przedstawione są na rys. 2.20.



Rys. 2.18. Charakterystyki promieniowania kierunkowego elementu promieniującego utworzonego przez dwa izotropowe źródła promieniujące umieszczone w odległości $d = 0,25\lambda_0$ i pobudzone sygnałami z przesunięciem fazy φ



Rys. 2.19. Współczynnik sprzężenia β pomiędzy wiązkami promieniującymi obliczony dla anteny złożonej z dwóch kierunkowych elementów promieniujących o charakterystykach promieniowania przedstawionych na rys. 2.18 i zasilanych macierzą Butlera 2×2

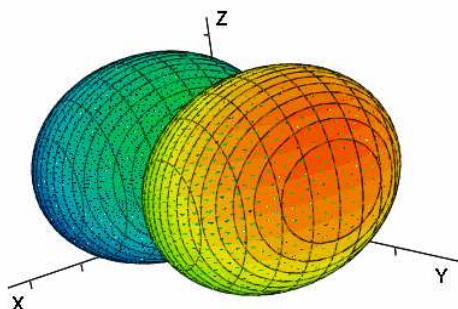


Rys. 2.20. Sprawność promieniowania $|q|^2$ oraz straty w sieci formowania wiązek $1 - |q|^2$ anteny złożonej z dwóch kierunkowych źródeł promieniujących zasilanych macierzą Butlera 2×2 w zależności od odległości między elementami promieniującymi. Źródła kierunkowe tworzy układ dwóch izotropowych elementów promieniujących umieszczonych w odległości $d = 0,25\lambda_0$ pobudzonych sygnałami z przesunięciem fazy φ

Z praktycznego punktu widzenia ważnym zagadnieniem jest określenie optymalnej odległości pomiędzy elementami promieniującymi anteny wielowiązkowej, w której izotropowe elementy promieniujące lub układy izotropowych elementów promieniujących zastąpione zostały elementami promieniującymi o charakterystykach zbliżonych do charakterystyk rzeczywistych promienników. Rysunek 2.21 przedstawia obliczoną charakterystykę promieniowania kierunkowego elementu promieniującego, którego charakterystyka promieniowania aproksymowana została funkcją:

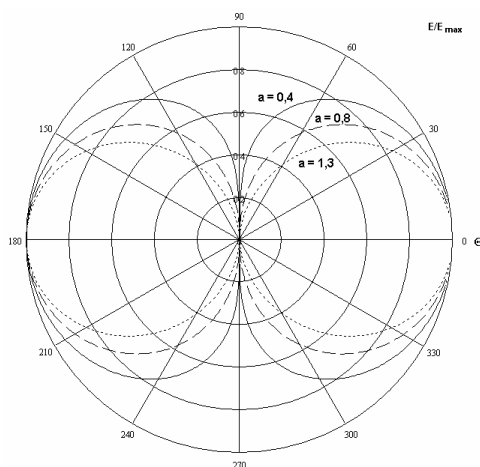
$$F(\theta, \phi) = \cos(\theta)^a \sin(\phi)^{1,3} \quad (2.52)$$

dla $a = 1,3$.

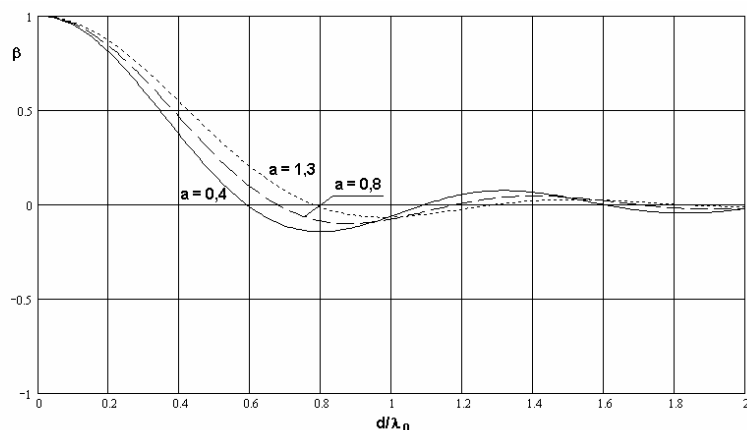


Rys. 2.21. Charakterystyka promieniowania elementu promieniującego aproksymowana funkcją $F(\theta, \phi) = \cos(\theta)^{1,3} \sin(\phi)^{1,3}$

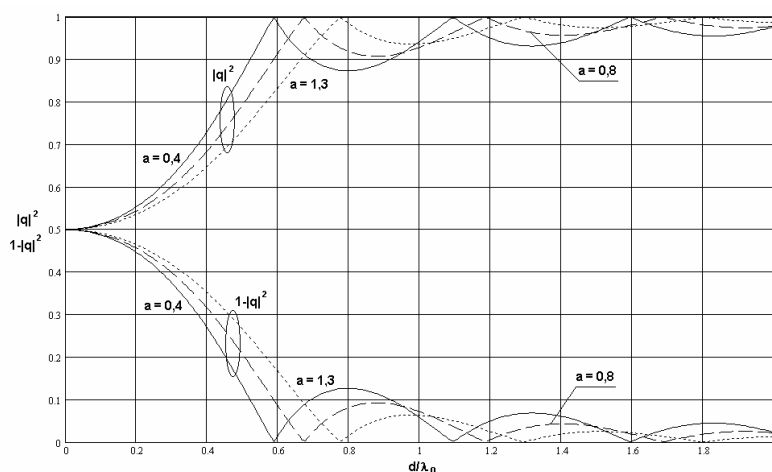
Parametr a decyduje o szerokości wiązki promieniowania w płaszczyźnie, w której rozłożone są elementy promieniujące układu antenowego. Na rys. 2.22 przedstawione zostały obliczone charakterystyki promieniowania elementów promieniujących dla trzech różnych wartości parametru a . Na rys. 2.23 i 2.24 przedstawione zostały: współczynnik sprzężenia β pomiędzy wiązkami promieniowania, sprawność promieniowania oraz straty mocy w sieci formowania wiązek w zależności od odległości pomiędzy elementami promieniującymi. W obliczeniach przyjęte zostały charakterystyki promieniowania przedstawione na rys. 2.22. Można zauważyć, że położenie pierwszego zera w charakterystyce współczynnika sprzężenia między wiązkami zależy od szerokości wiązki promieniowania zastosowanych elementów promieniujących. Ponadto, asymptotyczna zbieżność współczynnika sprzężenia do zera jest szybsza w przypadku układu kierunkowych elementów promieniujących niż izotropowych elementów promieniujących.



Rys. 2.22. Charakterystyka promieniowania elementu promieniującego aproksymowana funkcją $F(\theta) = \cos(\theta)^a$



Rys. 2.23. Współczynnik sprzężenia wiązek β obliczony dla anteny złożonej z dwóch kierunkowych źródeł promieniujących o charakterystyce promieniowania opisanej zależnością $F(\theta) = \cos(\theta)^a \sin(\phi)^{1,3}$ zasilanych macierzą Butlera 2×2 w zależności od odległości między elementami promieniującymi



Rys. 2.24. Sprawność promieniowania $|q|^2$ oraz straty w sieci formowania wiązek $1 - |q|^2$ anteny złożonej z dwóch kierunkowych źródeł promieniujących o charakterystyce promieniowania opisanej zależnością $F(\theta) = \cos(\theta)^a \sin(\phi)^{1,3}$ zasilanych macierzą Butlera 2×2 w zależności od odległości między elementami promieniującymi

DuFort [27] rozważał przypadek pozyskiwania wielu wiązek promieniowania w układach antenowych, w których zastosowany został nierównomierny rozkład amplitudowy. Otrzymał on uproszczoną formę limitu Steina, w myśl której maksymalna możliwa do uzyskania sprawność promieniowania jest równa stosunkowi wartości średniej do wartości szczytowej mocy sygnałów pobudzających elementy promieniujące. Stwierdzenie to pozwala wyciągnąć wniosek, że maksymalna sprawność jest równa 1 dla równomiernego rozkładu amplitudowego i wynosi $\frac{1}{2}$ dla rozkładu kosinusowego. Ze stwierdzenia tego wynika również, że dla większości rozkładów amplitudowych przynajmniej 3 dB strata mocy musi być zaakceptowana, aby uzyskać zauważalne obniżenie listków bocznych. DuFort wykazał również, że dla pasywnej

sieci użycie tłumików w celu uzyskania nierównomiernego rozkładu amplitudowego daje optymalny rezultat.

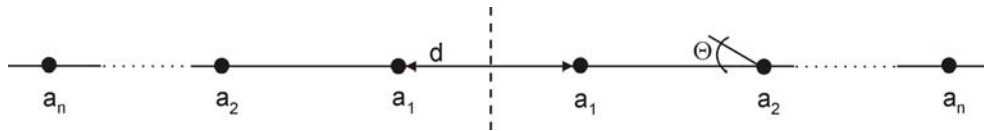
Zagadnienie projektowania liniowych szyków antenowych o obniżonych listkach bocznych jest istotne w wielu praktycznych zastosowaniach, nie tylko w odniesieniu do anten wielowiązkowych. Cel ten osiąga się w układach antenowych o kształtowanym rozkładzie amplitudowym w poszczególnych wierszach lub/i kolumnach planarnego układu elementów promieniujących. Najczęściej stosowane rozkłady amplitudowe to [113]:

- rozkład prostokątny, zwany również równomiernym,
- rozkład trójkątny,
- rozkład $\cos^2(\alpha)$,
- rozkład Gaussa,
- rozkład Taylora,
- rozkład Dolph-Czebyszewa,
- rozkład dwumianowy.

W układach antenowych z prostokątnym rozkładem amplitud sygnałów pobudzających elementy promieniujące listki boczne obniżone są do poziomu -13,2 dB. Wraz z coraz większym wytłumieniem listków bocznych poprzez kształtowanie odpowiedniego rozkładu amplitudy poszerza się wiązka główna promieniowania i maleje jednocześnie kierunkowość. Parametrem określającym o ile (w mierze dB) maleje kierunkowość układu antenowego pobudzonego danym rozkładem amplitudowym w porównaniu do kierunkowości tego samego układu antenowego z równomiernym rozkładem amplitudowym sygnału jest sprawność rozkładu η_t (*taper efficiency*), definiowana jako [12]:

$$\eta_t = \frac{\left(\sum_n a_n \right)^2}{N \sum_n a_n^2} = D[dB] - D_0[dB] \quad (2.53)$$

Zagadnienie poszukiwania optymalnego rozkładu amplitud sygnałów pobudzających elementy promieniujące szyku antenowego przy ustalonej odległości między elementami d polega bądź na pozyskaniu minimalnego poziomu listków bocznych przy zadanej 3 dB szerokości wiązki głównej, bądź na pozyskaniu minimalnej 3 dB szerokości wiązki głównej przy zadanym poziomie listków bocznych.



Rys. 2.25. Liniowy szyk antenowy

Dla liniowego szyku antenowego przedstawionego na rys. 2.25 funkcja charakterystyczna układu antenowego, zwana też mnożnikiem układu antenowego, może być zapisana w postaci:

$$F(\Theta) = 2 \sum_{n=1}^N a_n \cos\left(\frac{2n-1}{2} d \cos \Theta\right) \quad (2.54)$$

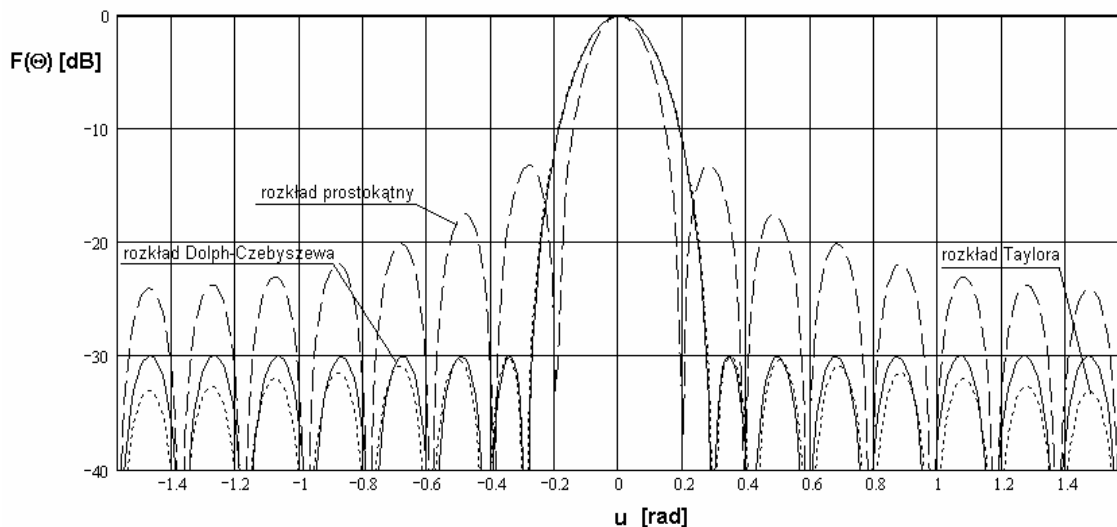
lub w postaci unormowanej:

$$F_U(\Theta) = \sum_{n=1}^N a'_n \cos((2n-1)u) \quad (2.55)$$

gdzie:

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \Theta \quad (2.56)$$

Poprzez odpowiedni dobór współczynników a'_n możliwe jest kształtowanie charakterystyki promieniowania układu antenowego.

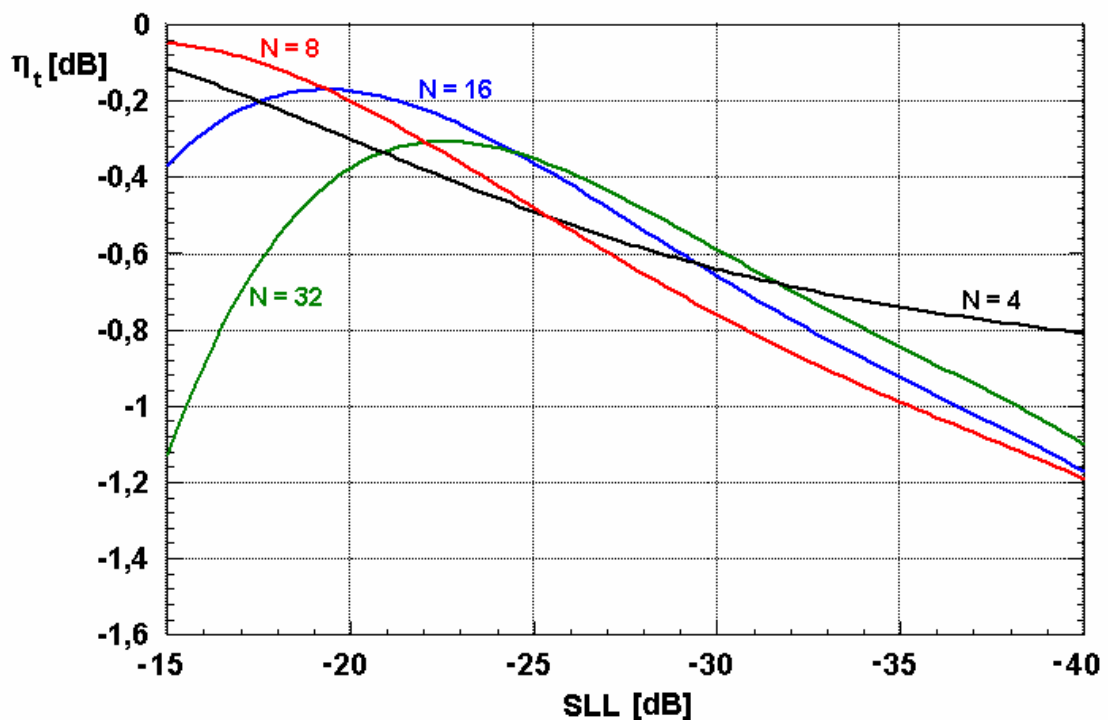


Rys. 2.26. Unormowane charakterystyki promieniowania układu antenowego o szesnastu elementach promieniujących dla różnych rozkładów amplitudowych

Rysunek 2.26 przedstawia unormowane charakterystyki promieniowania układu antenowego o szesnastu izotropowych elementach promieniujących dla trzech przykładowych rozkładów sygnałów pobudzających elementy promieniujące. W tabeli 2.2 zamieszone zostały współczynniki pobudzeń a'_n poszczególnych elementów. Jeszcze raz zauważmy, że obniżeniu listków bocznych towarzyszy spadek kierunkowości układu antenowego. Sprawność rozkładu w zależności od poziomu listków bocznych dla szyku antenowego o 4, 8, 16 i 32 izotropowych elementach promieniujących ilustruje rys. 2.27.

Tabela 2.2. Współczynniki pobudzeń elementów promieniujących dla układu antenowego o szesnastu elementach promieniujących oraz odpowiadające im sprawności rozkładu

	a'_1	a'_2	a'_3	a'_4	a'_5	a'_6	a'_7	a'_8	η_t [dB]
rozkład prostokątny	1	1	1	1	1	1	1	1	0
rozkład Dolpha-Czebyszewa	1	0,953	0,864	0,742	0,602	0,456	0,317	0,291	-0,647
rozkład Taylora	1	0,952	0,860	0,736	0,594	0,445	0,321	0,250	-0,696

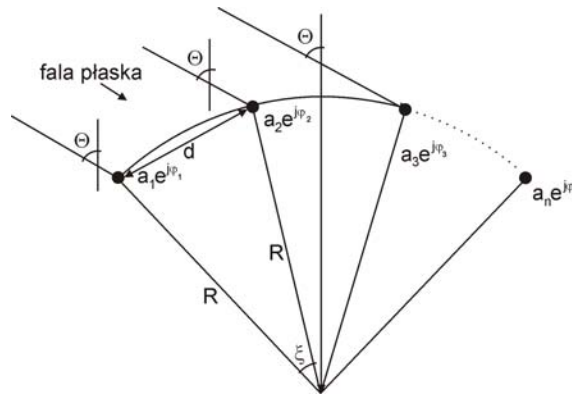


Rys. 2.27. Sprawność rozkładu w zależności od poziomu listków bocznych dla N-elementowego układu źródeł izotropowych, w którym elementy promieniujące pobudzone zostały sygnałami zgodnie z rozkładem Dolpha-Czebyszewa

2.3. Konforemny szyk antenowy

W ostatnich latach wiele uwagi poświęca się projektowaniu układów antenowych, których promienniki rozłożone są na niepłaskich powierzchniach. Interesującymi z perspektywy stosowania w nowoczesnych systemach komórkowych są anteny cylindryczne, które zapewniają łączność w obrębie pełnego zakresu kąтового z wykorzystaniem tylko jednej anteny. Anteny konforemne mogą być również z powodzeniem stosowane w systemach łączności z samolotami oraz małymi statkami kosmicznymi ze względu na to, że mogą być w prosty sposób zamontowane np. w skrzydłach samolotów lub na powierzchni zewnętrznej kadłuba. Istotnym zagadnieniem jest więc opracowanie zintegrowanych wielowiązkowych układów antenowych, których elementy promieniujące rozłożone są na arbitralnie wybranych powierzchniach.

Konforemny szyk antenowy stanowi układ n źródeł promieniowania rozłożonych wzdłuż pewnej krzywej. Przykład takiego układu antenowego, w którym punktowe źródła promieniujące są rozłożone równomiernie wzdłuż łuku, jest przedstawiony na rys. 2.28. Geometrię takiego układu antenowego można opisać promieniem łuku R oraz kątem ξ pomiędzy promieniami R przechodzącymi przez dwa sąsiednie elementy promieniujące.



Rys. 2.28. Konforemny szyk antenowy

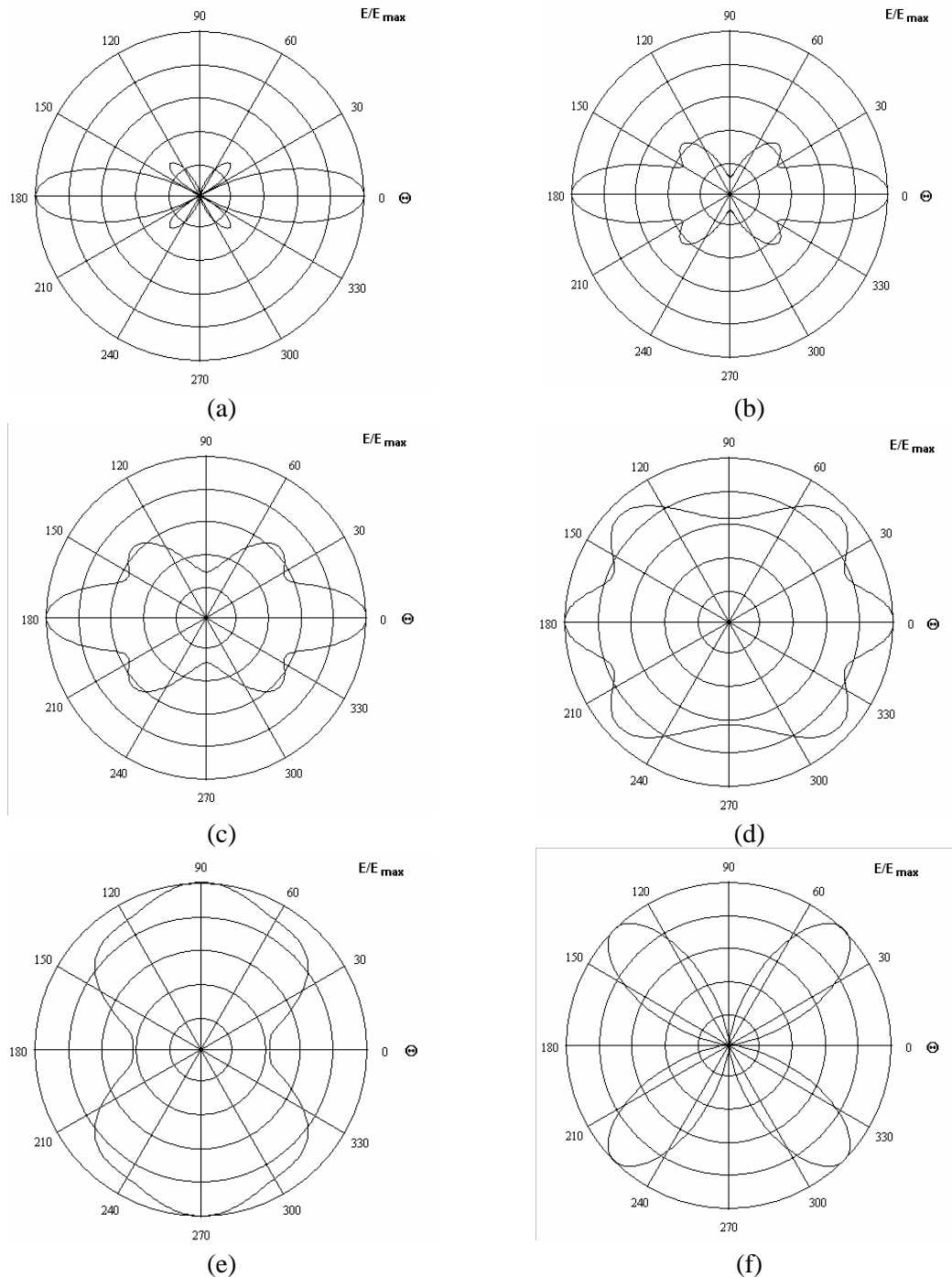
Charakterystykę promieniowania takiego układu antenowego można zapisać w postaci:

$$F(\Theta) = a_1 e^{j\varphi_1} + a_2 e^{j\left(2R\sin(\xi)\cos\left(\frac{\pi}{2}+(n-2)\xi-\Theta\right)+\varphi_2\right)} + a_3 e^{j\left(2R\sin(2\xi)\cos\left(\frac{\pi}{2}+(n-3)\xi-\Theta\right)+\varphi_3\right)} + \dots + a_{n-1} e^{j\left(2R\sin((n-2)\xi)\cos\left(\frac{\pi}{2}+\xi-\Theta\right)+\varphi_{n-1}\right)} + a_n e^{j\left(2R\sin((n-1)\xi)\cos\left(\frac{\pi}{2}-\Theta\right)+\varphi_n\right)} \quad (2.57)$$

gdzie:

R – promień krzywizny,

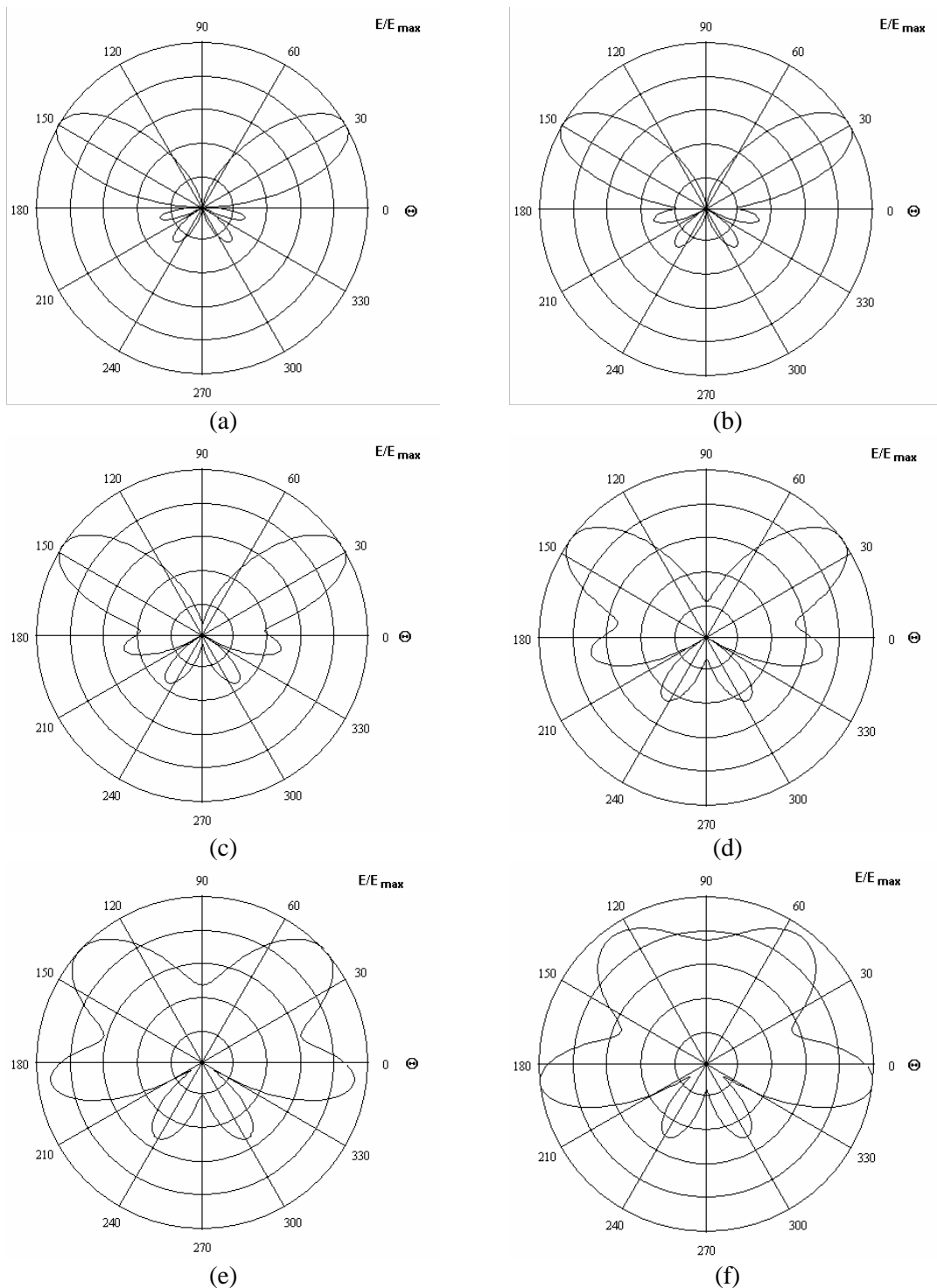
ξ - kąt pomiędzy promieniami R przechodzącymi przez dwa sąsiednie źródła promieniujące.



Rys. 2.29. Obliczone charakterystyki promieniowania konforemnego szyku antenowego w zależności od kąta ξ pomiędzy źródłami promieniującymi przy stałej odległości $d = \lambda_0/2$.

(a) $\xi = 0^\circ$, $R = \infty$, (b) $\xi = 20^\circ$, $R = 9\lambda_0$, (c) $\xi = 30^\circ$, $R = 6\lambda_0$, (d) $\xi = 40^\circ$, $R = 4,6\lambda_0$,

(e) $\xi = 60^\circ$, $R = 3\lambda_0$, (f) $\xi = 90^\circ$, $R = 2,2\lambda_0$



Rys. 2.30. Obliczone charakterystyki promieniowania konforemnego szyku antenowego w zależności od kąta ξ pomiędzy źródłami promieniującymi przy stałej odległości $d = \lambda_0/2$ i progresji fazy $\alpha = 90^\circ$, (a) $\xi = 0^\circ$, $R = \infty$, (b) $\xi = 10^\circ$, $R = 18\lambda_0$, (c) $\xi = 20^\circ$, $R = 9\lambda_0$, (d) $\xi = 30^\circ$, $R = 6\lambda_0$, (e) $\xi = 40^\circ$, $R = 4,6\lambda_0$, (f) $\xi = 50^\circ$, $R = 3,7\lambda_0$

Obliczone charakterystyki układu czterech źródeł promieniujących rozłożonych równomiernie na łuku dla różnych wartości kąta ξ przy zachowaniu stałej odległości $d = \lambda_0/2$ przedstawione są na rys. 2.29. Można zauważyć, że dla małych kątów $\xi < 30^\circ$

charakterystyki deformują się w ten sposób, że następuje poszerzenie głównej wiązki promieniowania układu oraz zwiększa się poziom listków bocznych. Dla większych kątów ξ charakterystyka promieniowania traci charakter kierunkowy z jednym wyróżnionym listkiem głównym i charakterystyka staje się dookólna, bądź pojawiają się listki o jednakowym poziomie. Na rys. 2.30 przedstawiony został wpływ promienia krzywizny na charakterystyki promieniowania układu $n = 4$ źródeł promieniujących rozłożonych równomiernie na łuku i zasilanych sygnałem z progresją fazy $\alpha = 90^\circ$ dla różnych wartości kąta ξ . Można zaobserwować podobny charakter zmian jak w przypadku układów antenowych, w których elementy promieniujące zasilane są synfazowo. Dla kątów $\xi > 30^\circ$ charakterystyki promieniowania tracą charakter kierunkowy, a poziom listków bocznych staje się wyższy niż poziom listka głównego. W porównaniu do liniowych szyków antenowych o przełączanych wiązkach promieniowania, anteny konforemne pozwalają na uzyskiwanie szerszego pokrycia kąтового w płaszczyźnie skanowania, jednakże, aby uzyskać poprawne charakterystyki promieniowania należy w procesie projektowania uwzględnić zmiany amplitud i faz sygnałów otrzymywanych na poszczególnych elementach wynikające z konforemności układu antenowego.

* * *

W niniejszym rozdziale przedstawione zostały właściwości i zastosowania anten wielowiązkowych. Pokazany został sposób analizy liniowego i konforemnego szyku antenowego oraz idea skanowania wiązki promieniowania w takich układach antenowych. Opisane zostały macierze Blassa i Butlera stanowiące sieci formowania wiązek badanych układów antenowych. W przeciwieństwie do macierzy Blassa, macierze Butlera są układami bezstratnymi, co jest ich zasadniczą zaletą. Z faktu, że macierz Butlera jest układem bezstratnym wynika, że jedynie możliwe są do pozyskiwania równomierny rozkład amplitud oraz ściśle określone progresje fazy sygnałów otrzymywanych na wyjściach tego układu, co zostało wykazane przez Kahna [56]. Przedstawione zostały także konsekwencje założeń o bezstratności i odwracalności sieci formowania wiązek, z których wynikają określone ograniczenia co do pozyskiwanych charakterystyk promieniowania. W [1] Allen wykazał, że bezstratna sieć formowania wiązki generuje wiązki ortogonalne w dziedzinie zmiennej u , co sprawia, że wiązki te są ortogonalne przy zachowaniu odległości pomiędzy elementami promieniującymi równej wielokrotności połowy długości fali przy założeniu, że

elementy promieniujące w układzie antenowym są izotropowe. Przedstawiona została zależność pomiędzy ortogonalnością wiązek oraz sprawnością promieniowania, wykazana przez Steina [92], na podstawie której obliczone zostały sprawności promieniowania oraz straty w sieci formowania wiązek dwuelementowego układu antenowego o izotropowych i kierunkowych elementach promieniujących. Z przeprowadzonej analizy wynika, że w celu zapewnienia maksymalnej sprawności promieniowania należy przyjąć optymalną odległość pomiędzy elementami promieniującymi, zależną od parametrów zarówno układu antenowego, jak i stosowanych elementów promieniujących.

Rozdział 3. Sieci formowania wielu wiązek wykorzystujące macierze Butlera

Sieci formowania wielu wiązek antenowych tworzyć mogą:

- macierze Blassa [69],
- macierze Nolena [63],
- soczewki Rotmana [80],
- macierze Butlera [13], [87].

Najważniejszym i najczęściej wykorzystywanym układem formowania wielu wiązek antenowych jest macierz Butlera. Wynika to z faktu, że macierz ta pozwala generować ortogonalne wiązki oraz uzyskać charakterystyki promieniowania, w których poziom przecięcia się wiązek jest stosunkowo wysoki, a ponadto macierz tę tworzy układ bezstratny i stosunkowo prosty w realizacji. W porównaniu do macierzy Blassa i macierzy Nolena, macierze Butlera tworzy najmniejsza liczba sprzęgaczy kierunkowych.

Najczęściej wykonywana i wykorzystywana w praktycznych zastosowaniach jest macierz Butlera 4×4 , którą tworzą, jak zostało to przedstawione w rozdziale 2, połączenie czterech $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych i dwóch 45° przesuwników fazy odpowiednio krzyżującymi się liniami transmisyjnymi. W literaturze wiele uwagi poświęcono macierzom Butlera wykonanym w postaci połączenia 3dB sprzęgaczy gałęziowych wykonanych w technice niesymetrycznych linii paskowych [24], [31], [32], [48], [57], [94]. Przykład dwupolaryzacyjnej, wielowiązkowej anteny zintegrowanej z macierzą Butlera jako siecią formowania czterech wiązek, wykonanej w postaci połączenia ośmiu sprzęgaczy gałęziowych i pracującej w paśmie 9,7-10,3 GHz, jest opisany w [32]. W rozwiązaniu tym wykorzystane zostało tandemowe połączenie dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych pełniące rolę układu skrzyżowanych linii transmisyjnych. Do wad macierzy Butlera wykorzystujących sprzęgacze gałęziowe należy zaliczyć: wąski zakres częstotliwości pracy oraz stosunkowo duże rozmiary. W pracy [33] zaproponowane zostało rozwiązanie, w którym macierz Butlera 4×4 tworzona jest przez połączenie sprzęgaczy gałęziowych o zmniejszonych wymiarach. Przedstawione rozwiązanie wykorzystuje technikę elementów quasi-skupionych, która pozwala na zredukowanie powierzchni zajmowanej przez pojedynczy sprzęgacz nawet

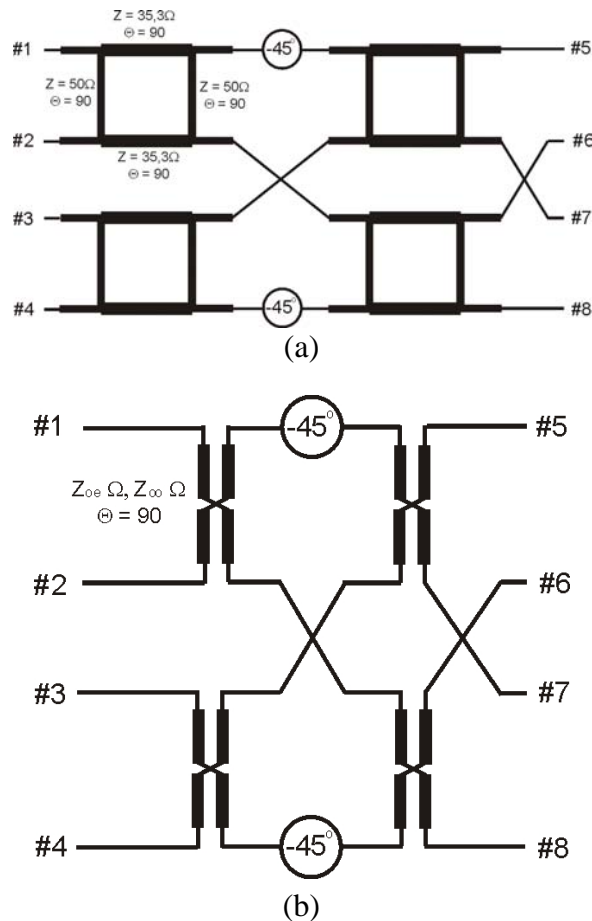
o 80%. W literaturze można znaleźć przykłady realizacji szerokopasmowych macierzy Butlera ze sprzęgaczami gałęziowymi o poszerzonym paśmie pracy. W [24] przedstawione zostało rozwiązanie, w którym sprzęgacze trójgałęziowe o poszerzonym paśmie tworzą szerokopasmowe skrzyżowanie linii transmisyjnych. W [29] przedstawiona została macierz Butlera 8 x 32 z wykorzystaniem trójgałęziowych sprzęgaczy kierunkowych, dzięki którym można uzyskać pasmo pracy równe 26%. W [48] zaproponowane zostało rozwiązanie, w którym odpowiednio dołączone półfalowe odcinki linii transmisyjnych do 3dB sprzęgaczy gałęziowych tworzących macierz Butlera istotnie poszerzały jej pasmo pracy. W [18] przedstawiona została macierz Butlera pracująca w dwóch rozłącznych pasmach częstotliwości (2,4 i 5 GHz), wykorzystująca zmodyfikowane, dwupasmowe 3dB/90° sprzęgacze trójgałęziowe oraz przesuwniki fazy o wielu sekcjach linii sprzężonych. Znane są również realizacje macierzy Butlera w technice falowodów koplanarnych [70], [72]. W [70] przedstawiona została macierz Butlera 4 x 4 złożona z dwóch sprzęgaczy gałęziowych oraz dwóch sprzęgaczy wykonanych w technice falowodów koplanarnych sprzężonych przez szczelinę we wspólnym ekranie. Rozwiązanie to, dzięki zastosowaniu techniki wielowarstwowej, pozwala uniknąć problemu krzyżujących się linii transmisyjnych. Opisana jest także realizacja macierzy Butlera ze sprzęgaczami gałęziowymi wykonanymi w technice linii szczelinowych [71]. Do zalet układów wykonanych w tej technice należy zaliczyć: łatwość realizacji odcinków linii zwartych, łatwość integracji pasywnych i aktywnych elementów skupionych oraz brak konieczności stosowania zwarć między warstwami metalizacji. Ponadto, linia transmisyjna wykonana w tej technice wykazuje małą dyspersję częstotliwościową i nie wymaga stosowania mostków powietrznych koniecznych w technice falowodów koplanarnych. Znane są również macierze Butlera wykonane w technice falowodów prostokątnych [30], [76].

Szersze pasma pracy i znacznie mniejsze rozmiary można osiągnąć poprzez zastosowanie sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych. W [10] przedstawione zostało rozwiązanie, w którym macierz Butlera tworzy połączenie 4 sprzęgaczy wykonanych w technice symetrycznych sprzężonych linii paskowych. W rozwiązaniu tym paski znajdują się w dwóch warstwach metalizacji i tworzą sprzęgacz o liniach sprzężonych. Przedstawione rozwiązanie pozwoliło osiągnąć znaczną redukcję rozmiarów układu, jednakże uzyskane pasmo pracy jest ograniczone z jednej strony małym założonym rozkompensowaniem charakterystyk transmisji i sprzężenia – z drugiej strony zastosowaniem wąskopasmowych przesuwników fazy wykonanych w

postaci odcinków linii transmisyjnych o odpowiedniej długości elektrycznej. W pracy [111] przedstawiona została macierz Butlera wykonana w technice niesymetrycznych wielowarstwowych linii sprzężonych. Macierz ta charakteryzuje się szerokim pasmem pracy równym jednej oktawie częstotliwości oraz niewielkimi rozmiarami. Przykład ultraszerokopasmowej macierzy Butlera 8 x 8 jest przedstawiony w [23], w której ultraszerokopasmowe 3dB sprzęgacze kierunkowe (pasmo pracy 9:1) zostały zrealizowane w postaci tandemowego połączenia dwóch 8,34dB sprzęgaczy o liniach sprzężonych niejednorodnie [28], [38], a szerokopasmowe przesuwники fazy zostały zrealizowane w postaci sześciusekcyjnych przesuwników fazy Schiffmana typu F [86].

Szerokopasmowe macierze Butlera mogą być również wykorzystywane do projektowania wielokanałowych wzmacniaczy oraz wielokanałowych układów przełączania mocy. W takim zastosowaniu macierz Butlera $N \times N$ pełni funkcję układu podziału i sumowania mocy, w którym sygnał doprowadzony do jednego z N wrót wejściowych jest dzielony równomiernie pomiędzy N wrót wyjściowych, do których dołączone są wzmacniacze. N sygnałów z wyjść wzmacniaczy jest sumowanych poprzez drugą macierz Butlera do jednego z N wrót wyjściowych. Zaletą tego rozwiązania jest możliwość uzyskania większej mocy wyjściowej będącej sumą mocy poszczególnych wzmacniaczy oraz zmniejszenia zniekształceń intermodulacyjnych poprzez pracę w liniowym zakresie charakterystyki wzmocnienia każdego ze wzmacniaczy, a także zwiększenia niezawodności urządzenia z uwagi na fakt, iż awaria jednego z N wzmacniaczy powoduje jedynie zmniejszenie się mocy wyjściowej układu [2], [3], [111]. W pracy [22] przedstawione zostało zastosowanie macierzy Butlera do wielokanałowego przełączania dużej mocy, w którym N przesuwników fazy zostało włączonych pomiędzy dwie macierze Butlera. Podobnie jak w przypadku wielokanałowych wzmacniaczy mocy również w tym rozwiązaniu każdy z przesuwników fazy przenosi jedynie część mocy doprowadzonej do wejścia układu, co jest zaletą tego rozwiązania.

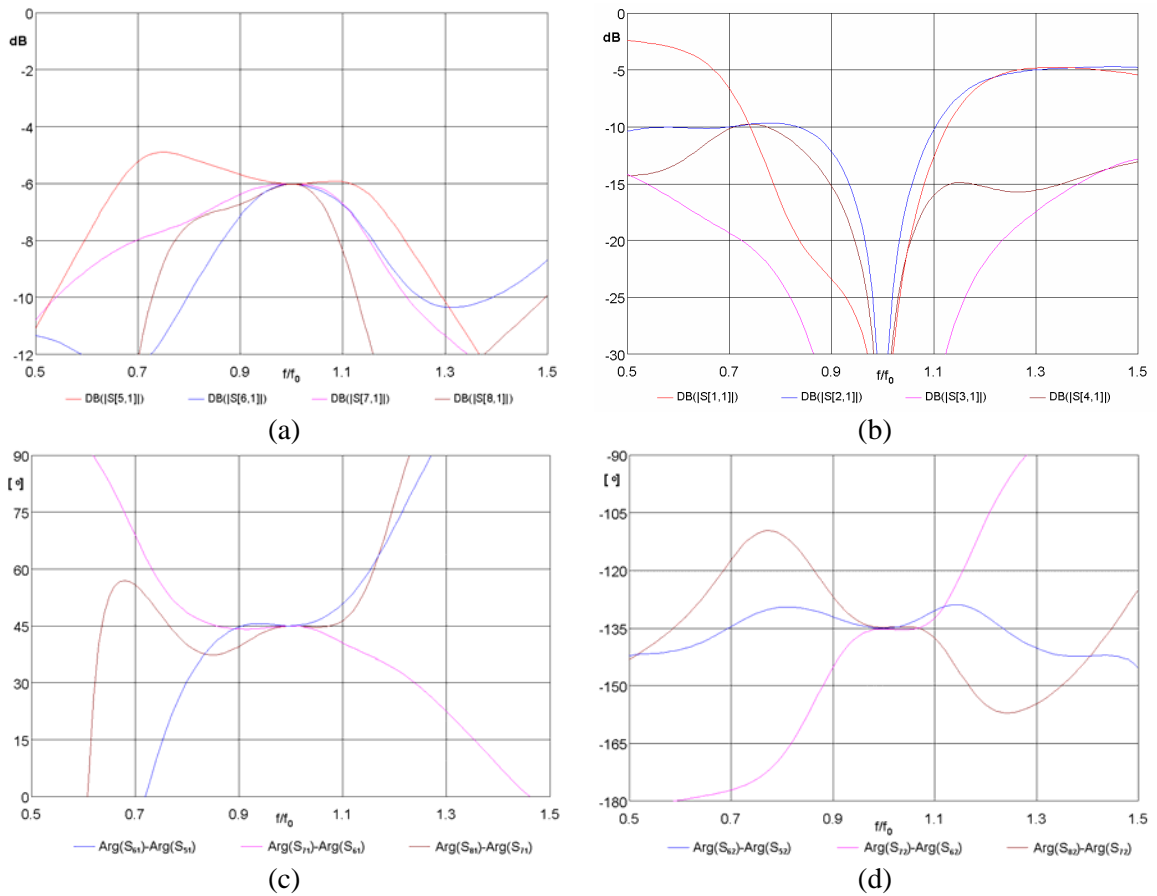
W celu porównania parametrów macierzy Butlera realizowanej z wykorzystaniem sprzęgaczy gałęziowych oraz sprzęgaczy o liniach sprzężonych obliczone zostały charakterystyki układu macierzy Butlera 4 x 4 dla obydwu przypadków. Schematy analizowanych macierzy Butlera przedstawione są na rys. 3.1.



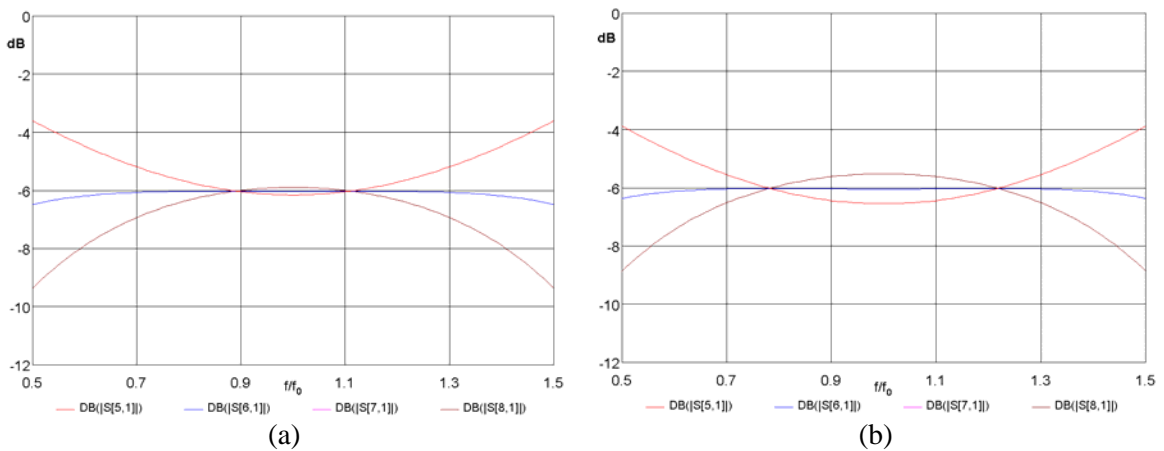
Rys. 3.1. Schemat macierzy Butlera 4 x 4 w postaci połączenia 4 sprzęgaczy gałęziowych i 2 idealnych przesuwników fazy 45° (a) oraz 4 sprzęgaczy o liniach sprzężonych i 2 idealnych przesuwników fazy 45°

Obliczone charakterystyki częstotliwościowe macierzy Butlera 4 x 4 wykorzystującej sprzęgacze gałęziowe przedstawione są na rys. 3.2. Można zauważyć, że macierz ta charakteryzuje się stosunkowo wąskim pasmem pracy równym 6,6%, w którym straty powrotu są lepsze niż 20 dB. W paśmie tym rozrównoważenie charakterystyk amplitudowych jest mniejsze niż $\pm 0,22$ dB, a odchyłka charakterystyk fazy różnicowej wynosi $\pm 1^\circ$. Na rys. 3.3 przedstawione zostały obliczone charakterystyki transmisji macierzy Butlera wykorzystującej sprzęgacze o liniach sprzężonych dla dwóch różnych wartości rozrównoważenia. Widać, że pozyskiwane pasmo pracy dla tej macierzy Butlera jest znacznie szersze, przy rozrównoważeniu charakterystyk transmisyjnych $\pm 0,15$ dB uzyskuje się pasmo pracy $B = 30\%$, a przy rozrównoważeniu charakterystyk transmisyjnych $\pm 0,5$ dB pasmo pracy sięga 60%. Należy ponadto podkreślić, że układ ten charakteryzuje się idealnym, niezależnym od częstotliwości dopasowaniem impedancyjnym, nieskończenie wielką izolacją oraz idealnymi charakterystykami fazy różnicowej. Zależność szerokości pasma pracy macierzy Butlera 4 x 4 wykorzystującej

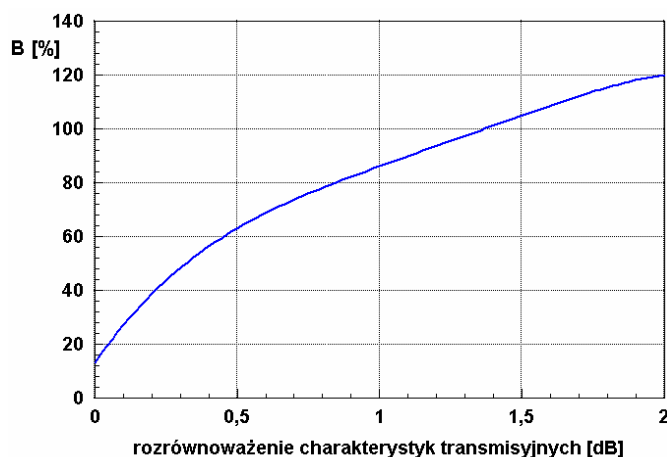
sprzęgacze o liniach sprzężonych od zrównoważenia charakterystyk transmisyjnych jest przedstawiona na rys. 3.4.



Rys. 3.2. Obliczone charakterystyki częstotliwościowe macierzy Butlera 4×4 zrealizowanej jako połączenie 4 sprzęgaczy gałęziowych oraz dwóch idealnych przesuwników fazy 45° . Transmisje przy pobudzeniu wrót 1 (a), dopasowanie impedancyjne i izolacje przy pobudzeniu wrót 1 (b), charakterystyki fazy różnicowej przy pobudzeniu wrót 1 (c) oraz charakterystyki fazy różnicowej przy pobudzeniu wrót 2 (d)



Rys. 3.3. Obliczone charakterystyki częstotliwościowe macierzy Butlera 4×4 zrealizowanej jako połączenie 4 sprzęgaczy o liniach sprzężonych oraz dwóch idealnych przesuwników fazy 45° . Transmisje przy pobudzeniu wrót 1 obliczone przy założeniu zrównoważenia sprzęgacza $\pm 0,1$ dB (a) oraz $\pm 0,2$ dB (b)



Rys. 3.4. Zależność szerokości pasma pracy macierzy Butlera 4 x4 zrealizowanej jako połączenie 4 sprzęgaczy o liniach sprzężonych i dwóch idealnych przesuwników fazy 45° od rozrównoważenia równomiernego podziału mocy

Przeprowadzone analizy obrazują zalety macierzy Butlera realizowanych z wykorzystaniem sprzęgaczy o liniach sprzężonych, którymi są:

- małe rozrównoważenie charakterystyk transmisyjnych w szerokim paśmie pracy,
- idealne dopasowanie impedancyjne,
- idealne izolacje,
- idealne charakterystyki fazy różnicowej,
- mniejsze rozmiary układu.

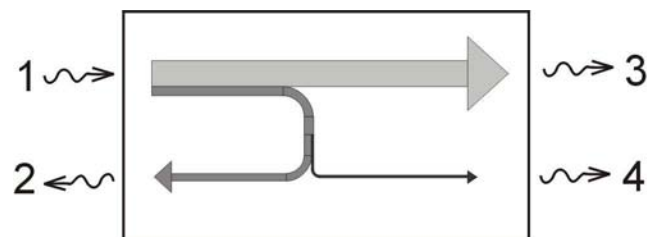
Właściwości te uzyskuje się kosztem skomplikowania struktury układu, którego nie można zrealizować w technice niesymetrycznych linii paskowych. Biorąc pod uwagę zalety układów wykorzystujących sprzęgacze o liniach sprzężonych, prace badawcze skupiły się wokół zagadnień związanych z projektowaniem i konstrukcją macierzy Butlera wykorzystujących sprzęgacze o liniach sprzężonych realizowane w różnych technikach linii paskowych oraz ich zastosowaniem w zintegrowanych, wielowiązkowych układach antenowych.

W rozdziale tym przedstawione zostały właściwości sprzęgaczy o liniach sprzężonych będących podstawowymi elementami projektowanych macierzy Butlera. Zilustrowany został niekorzystny wpływ nieciągłości powstających w miejscu dołączenia linii sygnałowych do linii sprzężonych oraz pomiędzy sekcjami linii sprzężonych o różnych współczynnikach sprzężenia. Przedstawione zostały sprzęgacze kierunkowe o polepszonych parametrach zaprojektowane z wykorzystaniem techniki pojemnościowej kompensacji reaktancji pasożytniczych. Zaprojektowane i wykonane

zostały następujące sprzęgacze kierunkowe: (i) jednosekcyjny 3dB/90° sprzęgacz kierunkowy w technice symetrycznych linii paskowych, (ii) jednosekcyjny 3dB trójpaskowy sprzęgacz kierunkowy w technice niesymetrycznych linii paskowych oraz (iii) trójsekcyjny 3dB/90° symetryczny sprzęgacz kierunkowy w technice symetrycznych linii paskowych. Przedstawiona została również analiza krzyżujących się linii transmisyjnych wykonanych w technice zarówno symetrycznych jak i niesymetrycznych linii paskowych. Zaproponowana została nowa metoda pozwalająca na uzyskanie znaczącej poprawy dopasowania impedancyjnego i izolacji projektowanych skrzyżowań. Przedstawiony został sposób realizacji szerokopasmowych przesuwników fazy 45° w postaci tandemowego połączenia dwóch jednosekcyjnych sprzęgaczy 3dB/90° wraz z liniami odniesienia realizujących jednocześnie skrzyżowanie linii transmisyjnych. Zaproponowana została również modyfikacja tego układu pozwalająca na znaczne poszerzenie pasma pracy dzięki zastosowaniu tandemowego połączenia dwóch trójsekcyjnych symetrycznych sprzęgaczy kierunkowych wraz z linią odniesienia, do której dołączona została sekcja C przesuwnika fazy Schiffmana. Zaprezentowane zostały zaprojektowane i wykonane układy macierzy Butlera 4 x 4 zrealizowane w technice zarówno symetrycznych, jak i niesymetrycznych linii paskowych.

3.1. Projektowanie i optymalizacja sprzęgaczy o liniach sprzężonych

Podstawowym elementem prezentowanych w pracy układów formowania wielu wiązek anten wielowiązkowych jest odcinek dwóch linii sprzężonych. Wraz z doprowadzającymi liniami sygnałowymi ćwierćfalowy odcinek linii sprzężonych stanowi jednosekcyjny sprzęgacz kierunkowy, którego podstawową funkcją jest kierunkowy rozdział mocy doprowadzonej do wrót wejściowych (rys 3.5) [36], [52].



Rys. 3.5. Rozpływ mocy w sprzęgaczu kierunkowym

Właściwości jednosekcyjnego sprzęgacza kierunkowego można scharakteryzować następującymi parametrami wyrażonymi poprzez moce w pobudzonych wrotach lub elementy macierzy rozproszenia [26], [52]:

- sprzężenie $C[\text{dB}] = 10 \log P_1/P_2 = -20 \log |S_{21}|$
- straty transmisji $T[\text{dB}] = 10 \log P_1/P_3 = -20 \log |S_{31}|$
- straty powrotu $RL[\text{dB}] = -20 \log |S_{11}|$
- izolacja $I[\text{dB}] = 10 \log P_1/P_4 = -20 \log |S_{41}|$
- kierunkowość $D[\text{dB}] = 10 \log P_2/P_4 = 20 \log |S_{21}|/|S_{41}|$
- różnica faz sygnałów wyprowadzonych przez pobudzone wrota

$$\Delta\varphi = \text{ang } S_{21} - \text{ang } S_{31}$$

Idealny sprzęgacz kierunkowy ma nieskończenie dużą kierunkowość, jest idealnie dopasowany w całym paśmie częstotliwości i nie wnosi strat w transmisji mocy doprowadzonej do wrót wejściowych. Macierz rozproszenia S idealnego sprzęgacza o jednej sekcji symetrycznych linii sprzężonych, wyznaczoną dla częstotliwości środkowej, można przedstawić w następującej postaci:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & k & -j\sqrt{1-k^2} & 0 \\ k & 0 & 0 & -j\sqrt{1-k^2} \\ -j\sqrt{1-k^2} & 0 & 0 & k \\ 0 & -j\sqrt{1-k^2} & k & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

gdzie k – współczynnik sprzężenia.

Odcinek symetrycznych sprzężonych linii TEM jest idealnym sprzęgaczem kierunkowym, o ile impedancja charakterystyczna linii dołączonych do sprzęgacza:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oe}Z_{oo}} \quad (3.2)$$

gdzie: Z_{oe} i Z_{oo} – impedancje charakterystyczne linii pobudzonej rodzajem parzystym e i rodzajem nieparzystym o .

Przy wyprowadzaniu powyższego warunku posłużono się metodą pobudzenia „parzystego” i „nieparzystego” (równymi amplitudami w zgodnych i przeciwnych fazach), w której analiza symetrycznego 4-wrotnika sprowadza się do analizy równoważnych dwuwrotników* [52]. Parametry rozproszenia dopasowanego impedancyjnie sprzęgacza o liniach TEM można przedstawić w postaci:

* W rozważanym przypadku dwuwrotnikami tymi jest odcinek tej samej linii przebiegającej w obecności ścianki odpowiednio magnetycznej H i elektrycznej E .

$$\begin{aligned}
S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \\
S_{21} &= S_{12} = S_{43} = S_{34} = \frac{jk \sin \theta}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta} \\
S_{31} &= S_{13} = S_{42} = S_{24} = \frac{\sqrt{1-k^2}}{\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta} \\
S_{41} &= S_{14} = S_{32} = S_{23} = 0
\end{aligned} \tag{3.3}$$

gdzie:

$$\theta = \frac{\pi f}{2f_0} - \text{długość elektryczna odcinka linii sprzężonych,}$$

f_0 - częstotliwość środkowa, przy której na długości tego odcinka odkłada się ćwierć długości fali.

Przy częstotliwości środkowej sprzężenie osiąga wartość maksymalną równą $20 \log 1/k$. k jest współczynnikiem sprzężenia wyrażonym poprzez impedancje Z_{oe} i Z_{oo} następującym związkiem:

$$k = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \tag{3.4}$$

Współczynnik ten jest równy współczynnikom sprzężenia indukcyjnego k_L i pojemnościowego k_C linii sprzężonych (w przypadku linii TEM współczynniki te są takie same).

W technice niesymetrycznych linii paskowych rozchodzą się dwie fale quasi-TEM z różnymi na ogół prędkościami fazowymi. Parametry rozproszenia sprzęgacza, w którym rozchodzą się fale e i o z różnymi prędkościami fazowymi, obliczone metodą pobudzenia w fazie i przeciwfazie, można przedstawić następującymi równaniami [52]:

$$\begin{aligned}
S_{11} &= \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}) \\
S_{21} &= \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}) \\
S_{31} &= \frac{1}{2}(S_{21e} + S_{21o}) \\
S_{41} &= \frac{1}{2}(S_{21e} - S_{21o})
\end{aligned} \tag{3.5}$$

gdzie:

$$S_{11e,o} = \frac{j \frac{1}{2} (z_{e,o} - y_{e,o}) \sin \theta_{e,o}}{M_{e,o}}$$

$$S_{21e,o} = \frac{1}{M_{e,o}}$$

$$M_{e,o} = \cos \theta_{e,o} + j \frac{1}{2} (z_{e,o} + y_{e,o}) \sin \theta_{e,o}$$

$$\theta_e = \theta(1+u), \quad \theta_o = \theta(1-u)$$

$$z_{e,o} = \frac{Z_{o[e,o]}}{Z_0}, \quad y_{e,o} = \frac{1}{z_{e,o}}$$

$$u = \frac{\theta_e - \theta_o}{\theta_e + \theta_o} = \frac{\sqrt{\epsilon_{efe}} - \sqrt{\epsilon_{efo}}}{\sqrt{\epsilon_{efe}} + \sqrt{\epsilon_{efo}}}$$

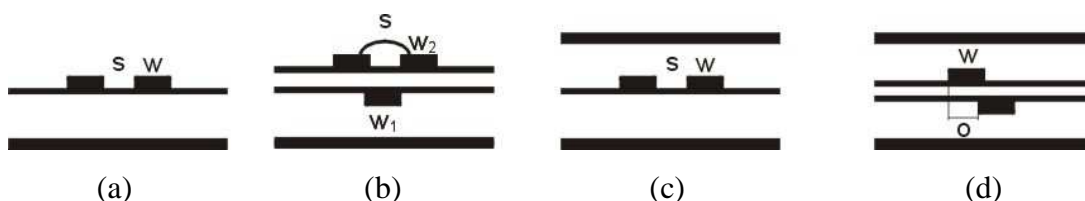
Jeśli $\theta_e = \theta_o = \theta$, równania (3.5) przyjmują postać (3.3). Warunek równości długości elektrycznych odcinka linii sprzężonych, pobudzanych rodzajem parzystym i nieparzystym, może być spełniony w całym zakresie częstotliwości jedynie, jeżeli prędkości fazowe rozchodzenia się fal rodzaju parzystego i nieparzystego są takie same:

$$v_e = v_o \quad (3.6)$$

Powyższe równanie może być spełnione przy założeniu, że prędkości fazowe fal quasi-TEM e i o nie zależą od częstotliwości. Warunek ten można w przybliżeniu spełnić w dolnym zakresie częstotliwości mikrofalowych, w którym parametry obwodowe (i rodzajowe) linii nie zależą od częstotliwości. Drugą grupę stanowią sprzęgacze o asymetrycznych liniach sprzężonych, dla których warunki idealnej ich realizacji sprowadzają się do wyrównania współczynników sprzężenia indukcyjnego k_L i pojemnościowego k_C oraz spełnienia odpowiednich związków pomiędzy impedancjami rodzajowymi i impedancją charakterystyczną linii sygnałowych [115]. Można znaleźć wiele prac poświęconych projektowaniu sprzęgaczy kierunkowych o symetrycznych i asymetrycznych sprzężonych liniach paskowych, w których uwagę skupiono na możliwościach spełnienia warunków idealnej realizacji sprzęgaczy projektowanych w technice mikropaskowych linii sprzężonych quasi-TEM o niejednorodnym ośrodku dielektrycznym. Wyrównanie prędkości fazowych bądź współczynników sprzężeń uzyskuje się poprzez odpowiedni dobór warstw dielektrycznych stanowiących

uwarstwienie sprzęgacza [116], [81], [83], [85] oraz przez odpowiednie ukształtowanie linii sprzężonych [59].

Projektowanie 3dB sprzęgaczy jednosekcyjnych o liniach sprzężonych sprowadza się do określenia współczynnika sprzężenia linii sprzężonych k , który wraz z długością elektryczną odcinka linii sprzężonych θ i impedancją charakterystyczną Z_0 w pełni charakteryzuje idealny sprzęgacz jednosekcyjny (3.3). Dla przyjętych współczynnika sprzężenia k i impedancji Z_0 oblicza się wymiary geometryczne dla wybranej struktury linii sprzężonych i rodzaju podłoża [19], [52]. Można wymienić kilka układów linii sprzężonych powszechnie wykorzystywanych do realizacji sprzęgaczy o liniach sprzężonych (rys. 3.6). Rysunek 3.6a przedstawia najprostszą strukturę niesymetrycznych linii sprzężonych, jej zaletą jest łatwość wykonywania, nie pozwala ona jednak na realizację silniejszych sprzężeń (do 8 – 6 dB), drugą poważną wadą tego układu linii jest to, że prędkości fazowe rodzajów parzystego i nieparzystego nie są jednakowe, tak więc warunek (3.6) nie jest spełniony i tym samym obowiązującymi stają się zależności (3.5) w miejsce zależności (3.3) opisujących odcinek idealnych linii sprzężonych. Struktura 3.6b pozwala zarówno na realizację silnych sprzężeń, jak i wyrównanie współczynników sprzężeń jako jednego z dwóch niezbędnych warunków realizacji sprzęgacza idealnego o asymetrycznych liniach sprzężonych i niejednorodnym warstwowym ośrodku dielektrycznym [83]. Dla danego układu warstw wyrównanie współczynników sprzężenia pojemnościowego i indukcyjnego zachodzi tylko dla jednej wartości, występuje więc problem doboru odpowiedniego układu warstw dla pożądanej wartości współczynnika sprzężenia. Dla symetrycznych linii sprzężonych z rys. 3.6c i d, o jednorodnym wypełnieniu dielektrycznym, warunek (3.6) jest zawsze spełniony, możliwa jest więc realizacja idealnych sekcji linii sprzężonych w szerokim zakresie wartości współczynnika sprzężenia. Symetryczne linie sprzężone krawędziowo (rys. 3.6c) pozwalają na realizację sprzężeń na ogół słabszych niż 6 dB, silniejsze sprzężenia, w tym 3 dB, łatwo realizuje się w strukturze z rys 3.6d.



Rys. 3.6. Struktury linii paskowych stosowane do realizacji sprzęgaczy o liniach sprzężonych

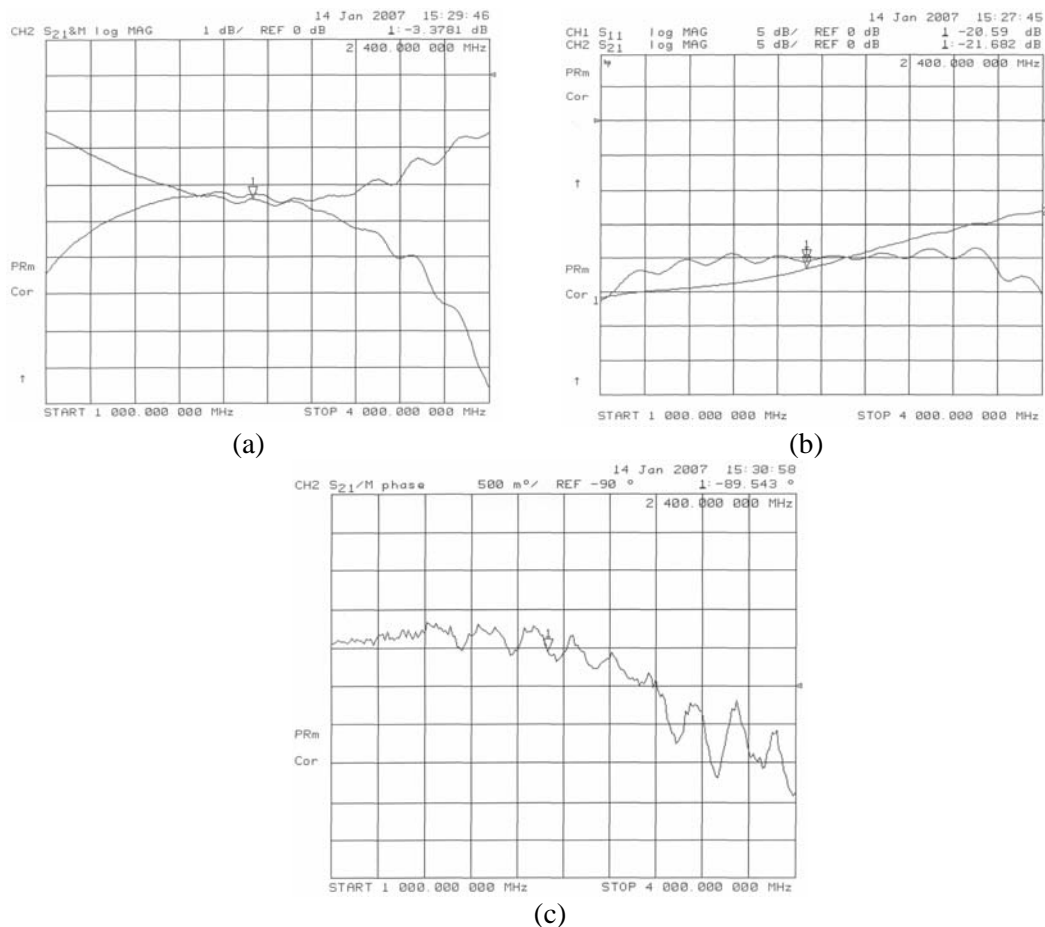
Przykładem praktycznej realizacji jednosekcyjnego sprzęgacza o symetrycznych liniach sprzężonych jest sprzęgacz o współczynniku sprzężenia $k = -2,8$ dB zrealizowany w układzie linii sprzężonych przedstawionych na rys. 3.6d. Parametry elektryczne i strukturalne zaprojektowanego sprzęgacza zestawione są w tabeli 3.1, a wyniki pomiarów wykonanego sprzęgacza przedstawione są na rys. 3.7. Zaprojektowany sprzęgacz charakteryzuje się częstotliwością środkową $f_0 = 2,4$ GHz i pasmem pracy równym 1 GHz i stosunkowo niewielkimi stratami powrotu i małą izolacją, co sprawia, że układ ten nie może być stosowany w złożonych układach mikrofalowych, takich jak macierze Butlera o rzędzie 4 lub większym. Ze względu na to, że układy takie tworzy połączenie wielu sprzęgaczy kierunkowych, zastosowanie sprzęgaczy kierunkowych charakteryzujących się stosunkowo słabym dopasowaniem impedancyjnym i niewielką izolacją niekorzystnie wpływa na charakterystyki złożonego układu. Rysunek 3.8 przedstawia obliczone charakterystyki amplitudowe macierzy Butlera 4 x 4 zrealizowanej jako połączenie sześciu sprzęgaczy kierunkowych o charakterystykach częstotliwościowych przedstawionych na rys. 3.7, w której skrzyżowanie linii transmisyjnych zostało zrealizowane jako tandemowe połączenie dwóch sprzęgaczy kierunkowych. Można zauważyć, że macierz ta charakteryzuje się słabym dopasowaniem impedancyjnym i izolacją oraz silnym zafalowaniem charakterystyk transmisji [100]. Przedstawione wyniki wykazują, że dużym wyzwaniem istotnym z punktu widzenia realizacji macierzy Butlera jako sieci formowania wielu wiązek antenowych jest opracowanie sprzęgaczy o polepszonych parametrach, charakteryzujących się dobrym dopasowaniem impedancyjnym, dużą izolacją i stałym 90° przesunięciem fazowym.

Tabela 3.1. Parametry strukturalne sprzęgacza 2,8 dB

grubość warstw górnej i dolnej [mm]	grubość warstwy środkowej [mm]	ϵ_r	szerokość linii sprzężonych [mm]	wzajemne przesunięcie linii sprzężonych [mm]	długość sekcji linii sprzężonych [mm]
1,524	0,152	3,38	0,8	0,35	17

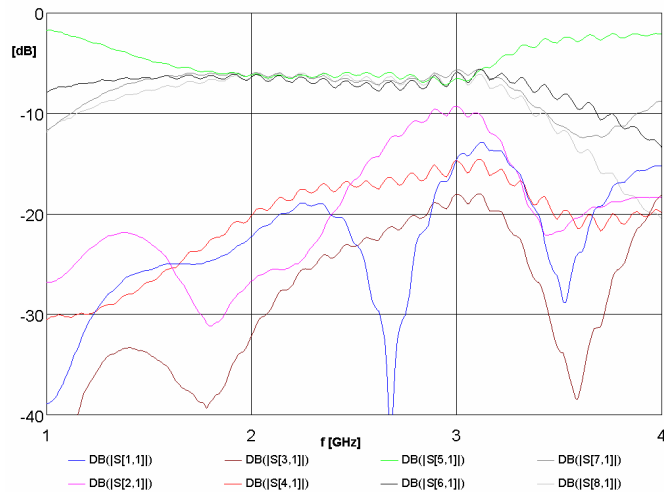
Przyczyny pogarszania się parametrów układów wykorzystujących linie sprzężone przedstawione zostały w pracy [36], w której przeprowadzona została wnikliwa analiza jednosekcyjnego 3dB/90° sprzęgacza kierunkowego. Analiza ta wykazała, że w projektowaniu układów mikrofalowych o liniach sprzężonych istotne

staje się uwzględnianie i kompensacja reaktancji pasożytniczych powstających w miejscu dołączenia linii sygnałowych do linii sprzężonych. W obszarze tym następuje przejście od linii o węższych paskach - sprzężonych do linii o szerszych paskach - niesprzężonych (doprowadzających i wyprowadzających sygnały). Skokowej zmianie szerokości paska towarzyszy zjawisko zaburzenia pola elektromagnetycznego, charakterystyczne dla wszystkich tego typu nieciągłości. Ponadto, chcąc wyeliminować efekt wzajemnego sprzężenia się linii sygnałowych dołącza się je pod kątem 90° do linii sprzężonych, co wprowadza dodatkowe nieciągłości.

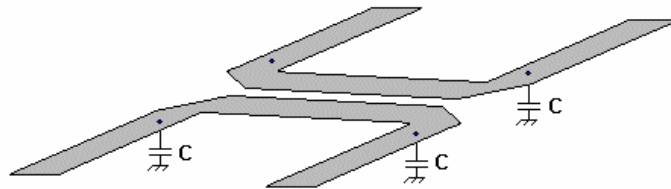


Rys. 3.7. Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe $3\text{ dB}/90^\circ$ sprzeczacza kierunkowego o liniach sprzężonych wykonanego w technice symetrycznych linii paskowych. Charakterystyki transmisji i sprzężenia (a), izolacji i strat powrotu (b) i fazy różnicowej (c)

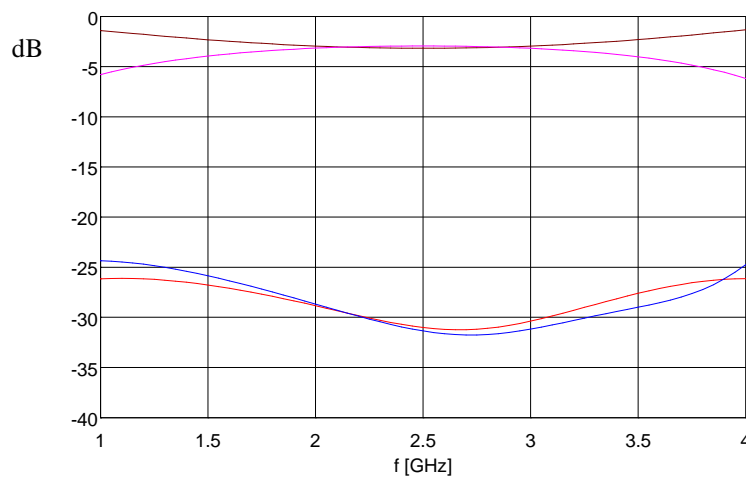
W celu zminimalizowania wpływu wspomnianych reaktancji pasożytniczych na parametry układów o liniach sprzężonych opracowana została, przy znaczącym udziale Autora rozprawy, technika kompensacji reaktancji pasożytniczych polegająca na włączeniu równolegle do linii sygnałowych dodatkowych pojemności kompensujących w wybranych przekrojach poprzecznych linii [39], [40], [44]. Technikę tę ilustruje rys. 3.9.



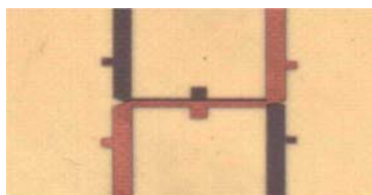
Rys. 3.8. Charakterystyki amplitudowe macierzy Butlera 4 x 4 zrealizowanej jako połączenie sześciu sprzęgaczy o liniach sprzężonych obliczone na podstawie wyników pomiarów sprzęgacza z rys. 3.7 [100]



Rys. 3.9. Sprzęgacz o liniach sprzężonych z dołączonymi pojemnościami kompensującymi C_1

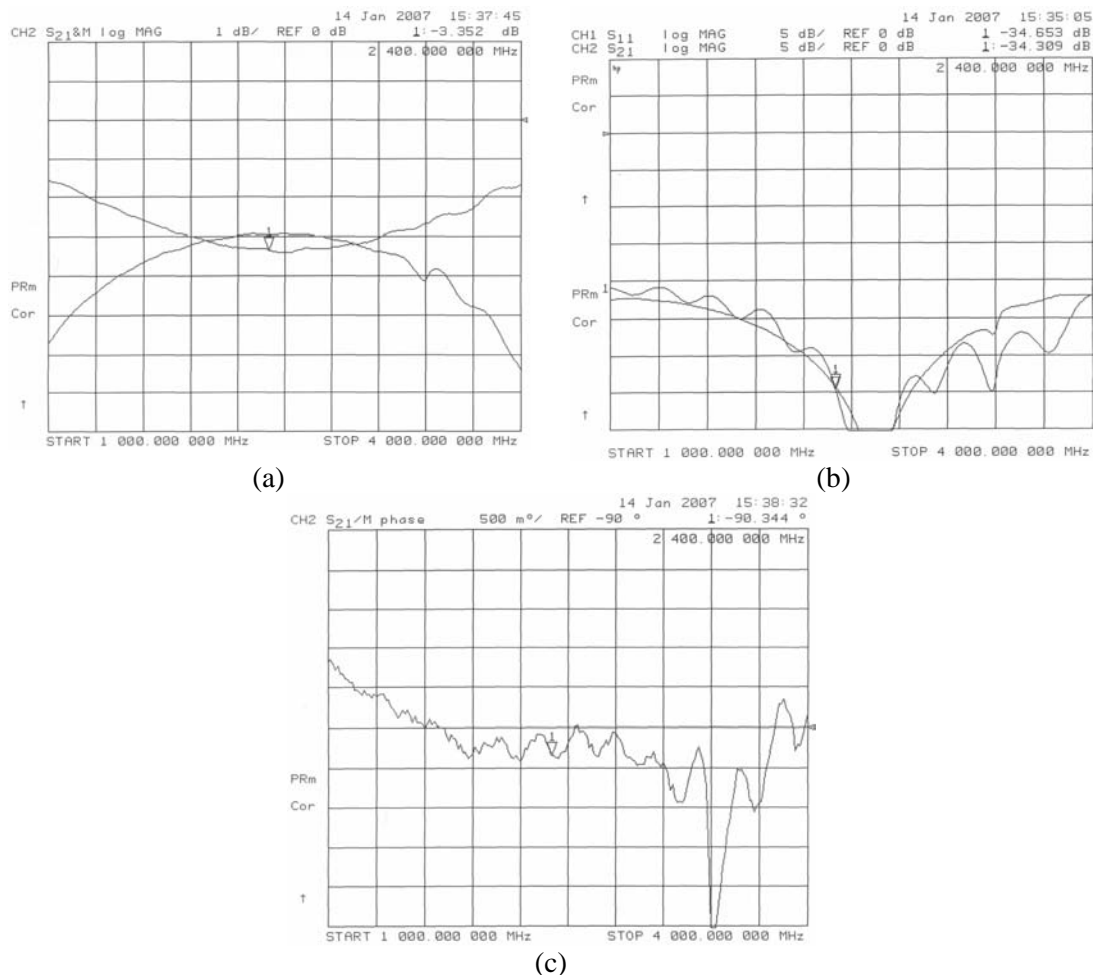


Rys. 3.10. Charakterystyki częstotliwościowe sprzęgacza skompensowanego. Wyniki obliczeń elektromagnetycznych



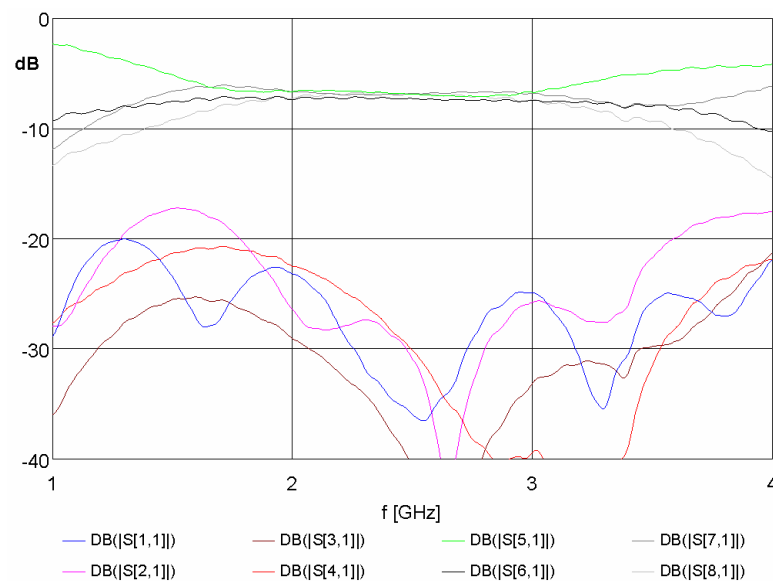
Rys. 3.11. Fotografia skompensowanego 3dB/90° sprzęgacza kierunkowego

Technika pojemnościowej kompensacji wykorzystana została w procesie projektowania sprzęgacza 3dB o polepszonych parametrach. Sprzęgacz ten został zaprojektowany w identycznym układzie warstw i o identycznej geometrii linii sprzężonych jak sprzęgacz prezentowany na rys. 3.7. Na rys. 3.10 wykreślone są charakterystyki częstotliwościowe sprzęgacza skompensowanego, stanowiące wynik analizy elektromagnetycznej. Zauważmy, że sprzęgacz skompensowany charakteryzuje się dobrymi parametrami w całym analizowanym zakresie częstotliwości. Zdjęcie środkowej warstwy laminatu wykonanego sprzęgacza przedstawione jest na rys. 3.11, a wyniki pomiarów - na rys 3.12. Porównując zmierzone charakterystyki częstotliwościowe sprzęgacza nieskompensowanego, przedstawione na rys. 3.7, ze zmierzonymi charakterystykami częstotliwościowymi sprzęgacza skompensowanego, wykreślonymi na rys. 3.12, można zauważyć wyraźną poprawę parametrów sprzęgacza.



Rys. 3.12. Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe skompensowanego 3dB/90° sprzęgacza kierunkowego o liniach sprzężonych wykonanego w technice symetrycznych linii paskowych. Charakterystyki transmisji i sprzężenia (a), izolacji i strat powrotu (b) i fazy różnicowej (c)

Wyniki pomiarów sprzęgacza o polepszonych parametrach posłużyły do wyznaczenia charakterystyk częstotliwościowych macierzy Butlera zrealizowanej jako połączenie sześciu takich sprzęgaczy, które przedstawione zostały na rys. 3.13. Porównując wyznaczone charakterystyki z charakterystykami przedstawionymi na rys. 3.8 można zauważyć wyraźną poprawę dopasowania impedancyjnego oraz izolacji, które w paśmie pracy 2 - 3 GHz są lepsze niż 20 dB. Ponadto, znacznie zmniejszyło się zafalowanie charakterystyk transmisyjnych, co potwierdza potrzebę stosowania sprzęgaczy kierunkowych o polepszonych parametrach w złożonych układach mikrofalowych, jakimi są macierze Butlera.



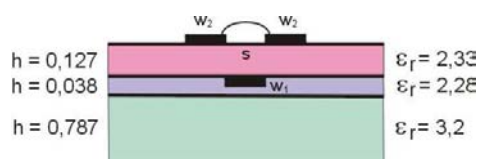
Rys. 3.13. Charakterystyki amplitudowe macierzy Butlera 4 x 4 zrealizowanej jako połączenie sześciu sprzęgaczy o liniach sprzężonych, obliczone na podstawie wyników pomiarów sprzęgacza z rys. 3.12

Podobną technikę kompensacji reaktancji pasożytniczych można zastosować w przypadku układów realizowanych w technice niesymetrycznych linii paskowych. Technika ta znajduje szerokie zastosowanie w praktycznie realizowanych układach mikrofalowych i antenowych. Jej podstawową zaletą jest łatwość wykonywania obwodów i mniejsza złożoność w porównaniu do techniki symetrycznych linii paskowych. Podkreślić należy przydatność tej techniki w przypadku projektowania i wykonywania zintegrowanych układów anten konforemnych, w których istotna staje się możliwość dostosowywania kształtu układu do pożądanego kształtu projektowanej anteny. Technika symetrycznych linii paskowych jest w tym zastosowaniu mniej atrakcyjna ze względu na większą sztywność uwarstwionej struktury laminatów.

Uzyskanie dobrych parametrów sprzęgacza realizowanego w technice asymetrycznych sprzężonych niesymetrycznych linii paskowych wymaga jednak spełnienia warunku równości współczynników sprzężenia pojemnościowego i indukcyjnego:

$$k_L = k_C \quad (3.7)$$

W przeciwnym razie sprzęgacz charakteryzuje się słabym dopasowaniem impedancyjnym oraz słabą izolacją. Przeprowadzone obliczenia i eksperymenty, przedstawione poniżej, potwierdziły możliwość realizacji sprzęgaczy w technice asymetrycznych sprzężonych niesymetrycznych linii paskowych, odznaczających się dobrym dopasowaniem impedancyjnym i dużą izolacją przy niespełnionym warunku (3.7). Poprawę parametrów uzyskuje się na drodze podobnej do zastosowanej poprzednio kompensacji pojemnościowej, która w tym przypadku pozwala na wyeliminowanie zarówno niekorzystnego wpływu reaktancji pasożytniczych, jak i niekorzystnego wpływu rozrównoważenia współczynników sprzężenia indukcyjnego i pojemnościowego [45].

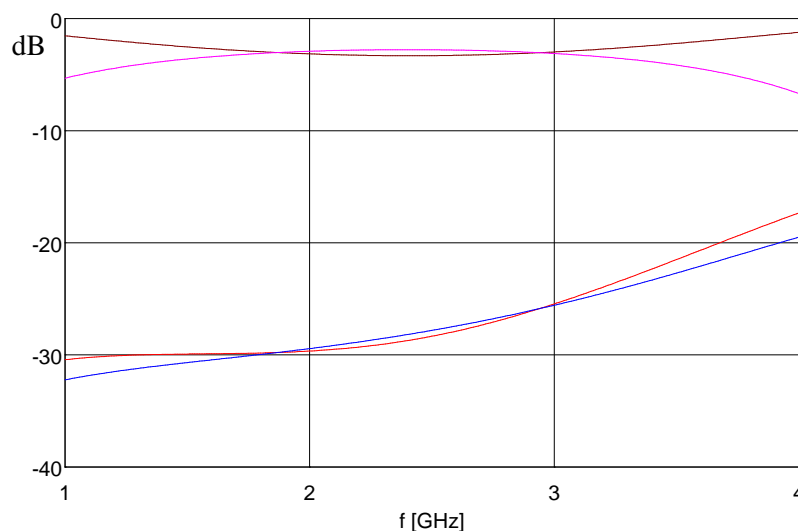


Rys. 3.14. Trójpaskowy układ asymetrycznych linii sprzężonych

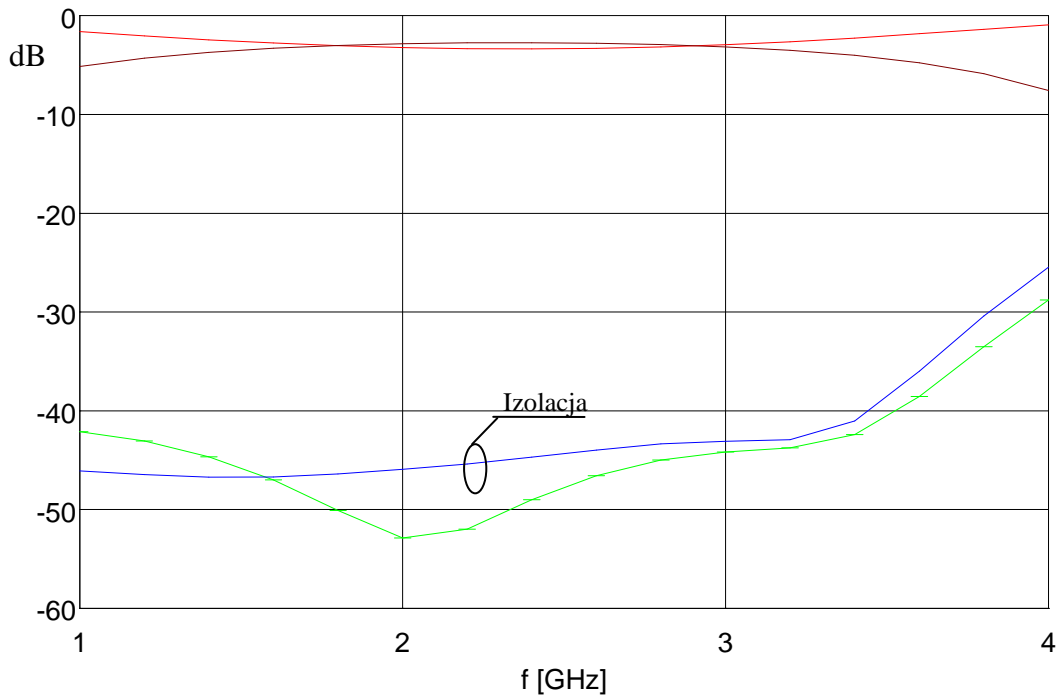
Przykładem może tu być projekt sprzęgacza zrealizowanego w układzie warstw pokazanym na rys. 3.14, w którym zastosowano laminat ARLON AD320 jako główne podłoże dielektryczne oraz laminat ROGERS 5870 o grubości $h = 0,127$ mm i przenikalności $\epsilon_r = 2,33$, na którym wykonany został wzór sprzęgacza ($w_1 = 0,85$ mm, $w_2 = 0,4$ mm, $s = 0,55$ mm). Warstwy laminatu połączone zostały folią klejącą (zwaną prepregiem) o grubości $h = 0,038$ mm i przenikalności $\epsilon_r = 2,28$. Dla takiej struktury uwarstwienia trójpaskowy układ asymetrycznych linii sprzężonych (rys. 3.14), po raz pierwszy zaproponowany w pracy [83] dla zastosowań w konstrukcji quasi-idealnych sprzęgaczy mikropaskowych, charakteryzuje się współczynnikiem sprzężenia pojemnościowego $k_C = 0,736$ oraz współczynnikiem sprzężenia indukcyjnego $k_L = 0,755$. Na podstawie zależności przedstawionych w pracy [115] można wyznaczyć charakterystyki sprzęgacza o zadanych wartościach współczynników sprzężeń. Charakterystyki te, obliczone dla analizowanego przypadku sprzęgacza, przedstawione zostały na rys. 3.15. Należy stwierdzić, że sprzęgacz zrealizowany w technice

niesymetrycznych linii paskowych dla podanego układu warstw dielektrycznych i rozmiarów geometrycznych charakteryzuje się niezadawalającym dopasowaniem impedancyjnym i izolacją. W analizie tej nie został wzięty pod uwagę wpływ reaktancji pasożytniczych powstających w miejscu dołączenia linii sygnałowych do linii sprzężonych.

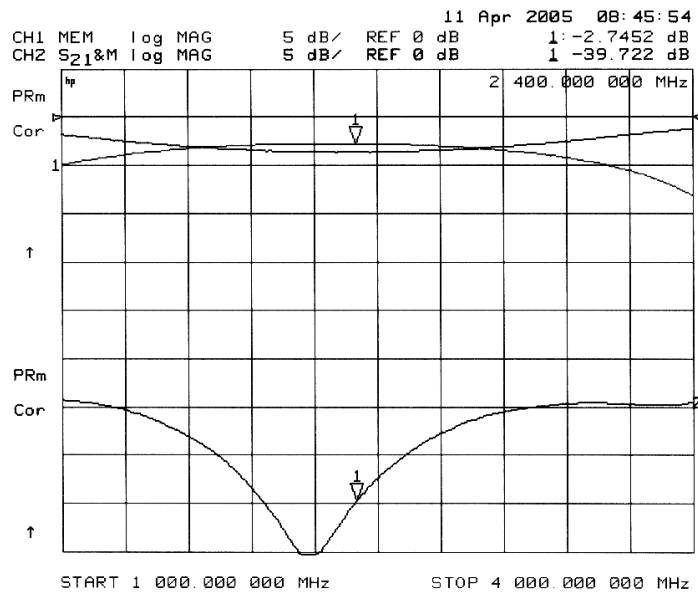
Na rys. 3.16 przedstawione zostały charakterystyki częstotliwościowe sprzęgacza wyznaczone elektromagnetycznie, dla którego zastosowano opracowaną technikę kompensacji pojemnościowej reaktancji pasożytniczych. Wyniki tej analizy wyraźnie potwierdzają korzystny wpływ kompensacji pojemnościowej na parametry optymalizowanego sprzęgacza. Zarówno dopasowanie impedancyjne, jak i izolacja zaprojektowanego i przeanalizowanego elektromagnetycznie sprzęgacza skompensowanego z uwzględnieniem wszystkich zjawisk niekorzystnie wpływających na jego charakterystyki ulegają wyraźnej poprawie w stosunku do wyników analizy uwzględniającej jedynie rozrównowanie współczynników sprzężeń. Rysunki 3.17 i 3.18 przedstawiają wyniki pomiarów wykonanego modelu sprzęgacza. Sprzęgacz ten charakteryzuje się dobrym dopasowaniem impedancyjnym i izolacją (około 30 dB). Otrzymane wyniki pomiarów pozostają w dobrej zgodności z wynikami obliczeń teoretycznych. Rysunek 3.19 przedstawia wyniki pomiarów różnicy faz sygnałów wyprowadzanych przez sprzęgacz. Sprzęgacz ten wprowadza stały liniowy narost fazy, który może być jednak skompensowany poprzez dołączenie do jego wrót odcinków linii transmisyjnych o odpowiedniej długości [83]. Rysunek 3.20 jest fotografią omawianego sprzęgacza.



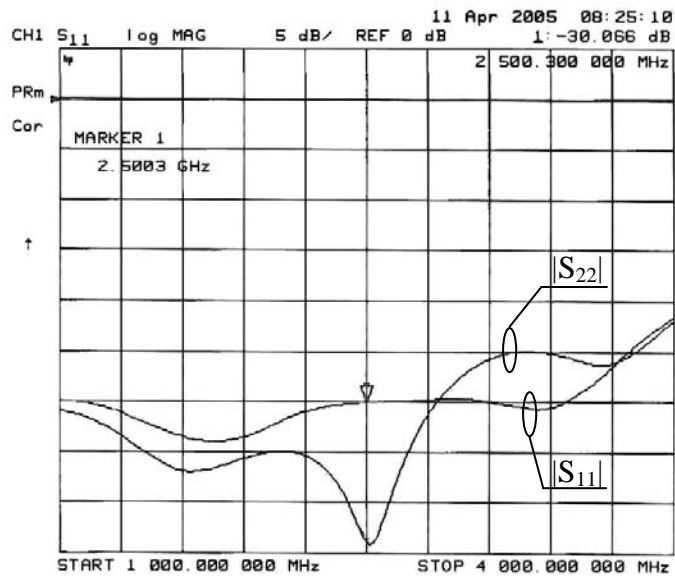
Rys. 3.15. Charakterystyki sekcji 3-paskowych zmostkowanych linii sprzężonych, dla której współczynniki sprzężenia $k_L = 0,7552$ i $k_C = 0,7366$. Wyniki analizy obwodowej



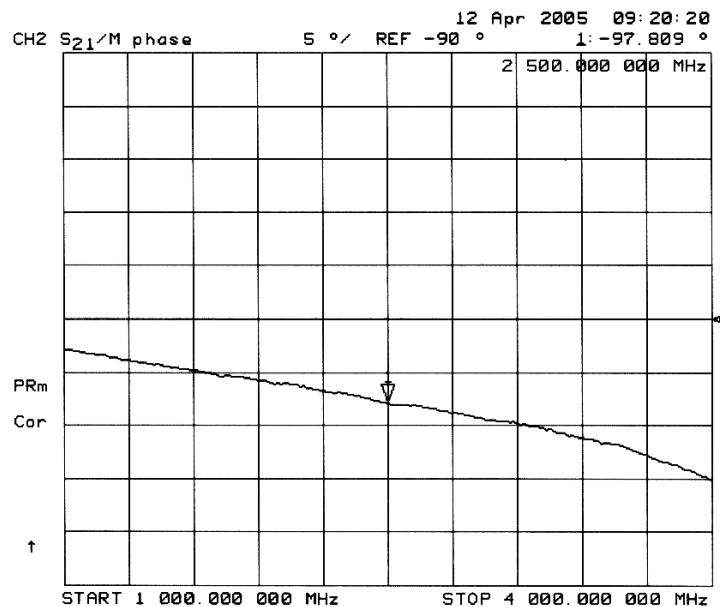
Rys. 3.16. Charakterystyki częstotliwościowe skompensowanego 3-paskowego sprzęgacza 3dB, zaprojektowanego w technice niesymetrycznych linii paskowych. Wyniki analizy elektromagnetycznej



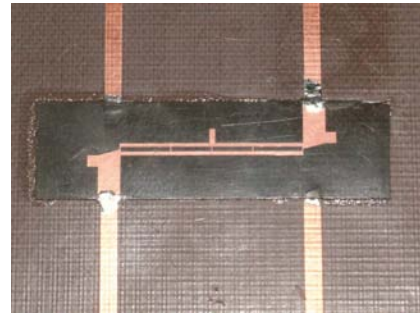
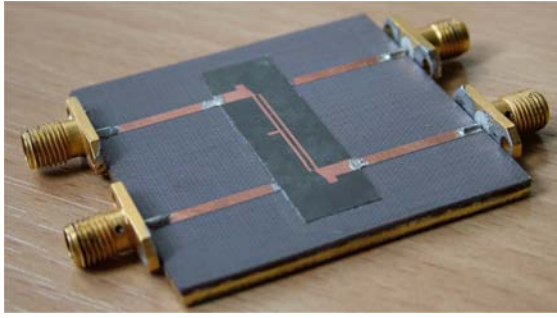
Rys. 3.17. Charakterystyki częstotliwościowe skompensowanego sprzęgacza 3-paskowego, zaprojektowanego w technice niesymetrycznych linii paskowych. Transmisja, sprzężenie i izolacja. Wyniki pomiarów



Rys. 3.18. Charakterystyki częstotliwościowe skompensowanego sprzęgacza 3-paskowego, zaprojektowanego w technice niesymetrycznych linii paskowych. Straty powrotu. Wyniki pomiarów

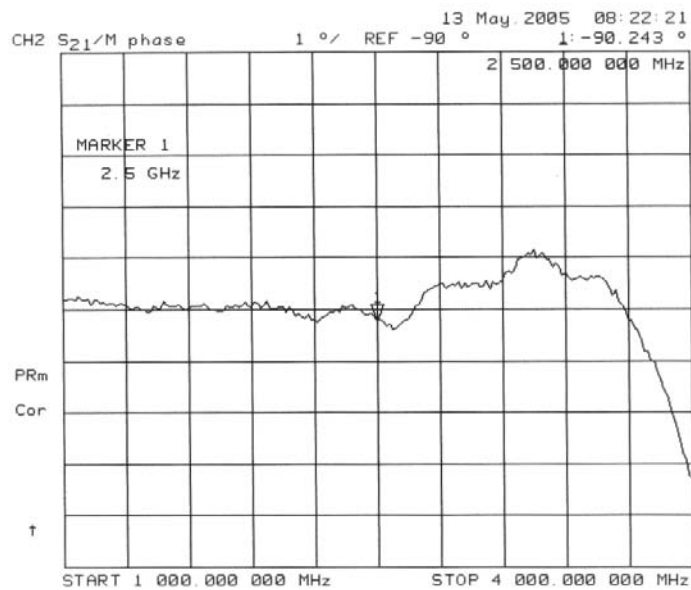


Rys. 3.19. Faza różnicowa skompensowanego sprzęgacza 3-paskowego, zaprojektowanego w technice niesymetrycznych linii paskowych. Wyniki pomiarów

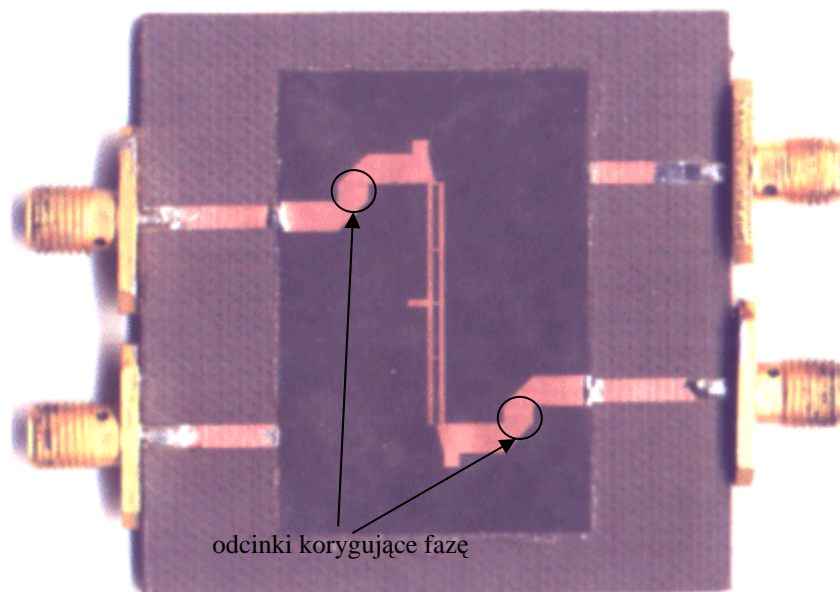


Rys. 3.20. Fotografia skompensowanego 3-paskowego sprzęgacza 3dB, wykonanego w technice niesymetrycznych linii paskowych

Na rys 3.21 przedstawione zostały wyniki pomiarów fazy różnicowej ponownie wykonanego sprzęgacza, do którego dołączone zostały krótkie dodatkowe 50 Ω odcinki linii korygujące liniowy narost fazy (rys. 3.22). Nierównomierność charakterystyki fazy różnicowej nie przekracza $\delta\phi < 1^\circ$ w paśmie częstotliwości pracy sprzęgacza.



Rys. 3.21. Faza różnicowa skompensowanego 3-paskowego sprzęgacza 3dB z dołączonymi odcinkami linii korekcji fazowej. Wyniki pomiarów



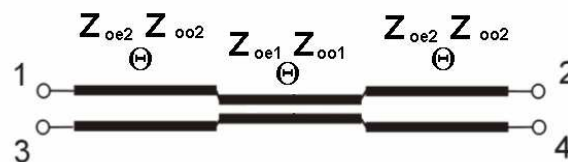
Rys. 3.22. Fotografia skompensowanego 3-paskowego sprzęgacza 3dB, wykonanego ponownie w technice niesymetrycznych linii paskowych, z dołączonymi dodatkowymi odcinkami linii korygującymi charakterystykę fazową

Przedstawione jednosekcyjne sprzęgacze kierunkowe pozwalają na uzyskanie pasma pracy sięgającego jednej oktawy częstotliwości. Uzyskanie szerszego pasma pracy wymaga użycia sprzęgaczy kierunkowych pracujących w szerszym zakresie częstotliwości. Można wyróżnić trzy zasadnicze grupy szerokopasmowych sprzęgaczy kierunkowych:

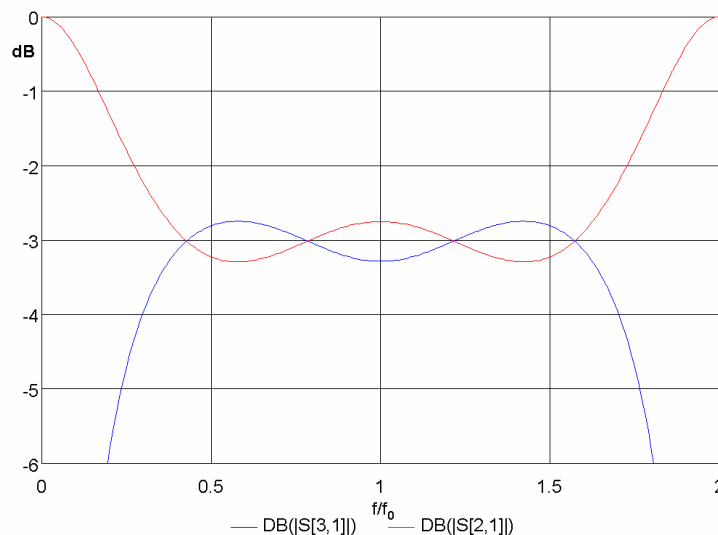
- sprzęgacze o liniach sprzężonych niejednorodnie [28],
- asymetryczne sprzęgacze wielosekcyjne [60],
- symetryczne sprzęgacze wielosekcyjne [20].

Sprzęgacze o liniach sprzężonych niejednorodnie pozwalają uzyskać najszersze pasmo pracy. Charakterystyki częstotliwościowe takiego idealnego sprzęgacza mają charakter górnoprzepustowy, teoretycznie więc pasmo nie jest ograniczone, jednakże realizacja sprzęgacza o sprzężeniu 3 dB wymaga pozyskania sprzężenia sięgającego nawet 0,5 dB [38]. Słabsze wymagane sprzężenie linii sprzężonych jest potrzebne w przypadku realizacji wielosekcyjnych sprzęgaczy asymetrycznych, których szerokość pasma pracy określona jest ilością sekcji linii sprzężonych. Jednakże zarówno sprzęgacze o liniach sprzężonych niejednorodnie, jak i asymetryczne sprzęgacze wielosekcyjne nie pozwalają na realizację macierzy Butlera w prosty sposób ze względu na fakt, że ich fazy różnicowe nie są stałe i znacznie się zmieniają wraz częstotliwością. Wady tej pozbawione są symetryczne sprzęgacze wielosekcyjne, w których kosztem zwiększenia

liczby sekcji linii sprzężonych w porównaniu do sprzęgaczy asymetrycznych uzyskuje się stałą niezależną od częstotliwości fazę różnicową równą 90° [20]. Na rys. 3.23 przedstawiony jest schemat symetrycznego trójsekccyjnego sprzęgacza kierunkowego, w którym wyróżnić można sekcję środkową o silnym sprzężeniu oraz symetrycznie rozłożone sekcje o znacznie słabszym sprzężeniu. Problem syntezy symetrycznych wielosekcyjnych sprzęgaczy kierunkowych, w których pozyskuje się równomiernie faliste charakterystyki sprzężenia i transmisji, został rozwiązany w [20]. Rysunek 3.24 przedstawia przykładowe charakterystyki symetrycznego trójsekccyjnego sprzęgacza kierunkowego, który charakteryzuje się zafalowaniem charakterystyk transmisji i sprzężenia $\pm 0,25$ dB oraz pasmem pracy $B = 125\%$ ($f_2/f_1 = 4,2:1$). Impedancje rodzajów parzystego i nieparzystego poszczególnych sekcji wynoszą: $Z_{oe1} = 175,2 \Omega$, $Z_{oo1} = 14,27 \Omega$, $Z_{oe2} = 61,55 \Omega$, $Z_{oo2} = 40,62 \Omega$.



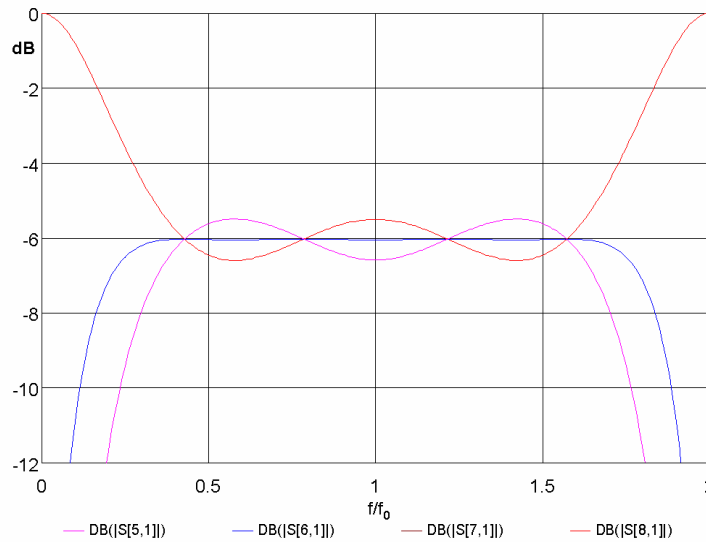
Rys. 3.23. Schemat trójsekccyjnego symetrycznego sprzęgacza kierunkowego



Rys. 3.24. Obliczone charakterystyki transmisji i sprzężenia idealnego trójsekccyjnego symetrycznego sprzęgacza kierunkowego

Wyznaczone parametry S symetrycznego, idealnego trójsekccyjnego sprzęgacza kierunkowego posłużyły do obliczenia charakterystyk częstotliwościowych macierzy Butlera 4×4 , które przedstawione są na rys. 3.25. Macierz ta charakteryzuje się rozrównoważeniem charakterystyk transmisji równym $\pm 0,5$ dB i pracuje w szerokim

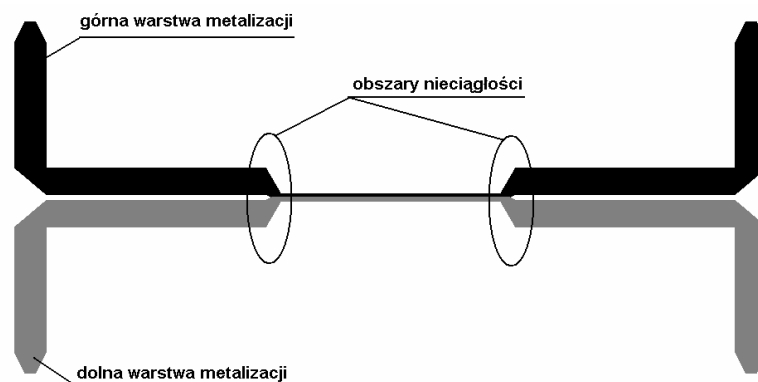
paśmie pracy $B = 125\%$ ($f_2/f_1 = 4,2:1$) odpowiadającym pasmu pracy zastosowanego sprzęgacza kierunkowego.



Rys. 3.25. Obliczone charakterystyki transmisji macierzy Butlera 4×4 zrealizowanej jako połączenie 4 trójsekcyjnych symetrycznych sprzęgaczy kierunkowych

W projektowaniu sprzęgaczy wielosekcyjnych o liniach sprzężonych, podobnie jak w przypadku sprzęgaczy jednosekcyjnych, występuje problem niekorzystnego wpływu reaktancji pasożytniczych powstających w miejscach dołączenia linii sygnałowych do linii sprzężonych. Ponadto, w sprzęgaczach tych powstają dodatkowe reaktancje pasożytnicze w miejscach połączenia sekcji o różnych współczynnikach sprzężenia. Na rys. 3.26 przedstawiony został 'layout' (z zachowaniem proporcji wymiarów) trójsekcyjnego symetrycznego sprzęgacza kierunkowego, na którym zaznaczone zostały omawiane obszary nieciągłości. Można zauważyć znaczną zmianę szerokości linii w miejscach połączenia sekcji o różnych współczynnikach sprzężenia. Problem projektowania układów szerokopasmowych o liniach sprzężonych o podwyższonych parametrach – 3dB sprzęgaczy kierunkowych, przesuwników fazy i układów magiczne T - został opisany w [39]. W pracy tej przedstawione zostały m.in. asymetryczne sprzęgacze wielosekcyjne, w których problem nieciągłości powstających w miejscach połączenia sekcji linii sprzężonych nie jest tak znaczący. Ze względu na fakt, że w symetrycznych sprzęgaczach wielosekcyjnych występuje większa różnica pomiędzy współczynnikami sprzężenia poszczególnych sekcji, zachodzi uzasadniona potrzeba uwzględnienia nieciągłości powstających w miejscach połączenia sekcji linii sprzężonych w procesie ich projektowania. Na rys. 3.27 przedstawione zostały obliczone elektromagnetycznie charakterystyki częstotliwościowe trójsekcyjnego

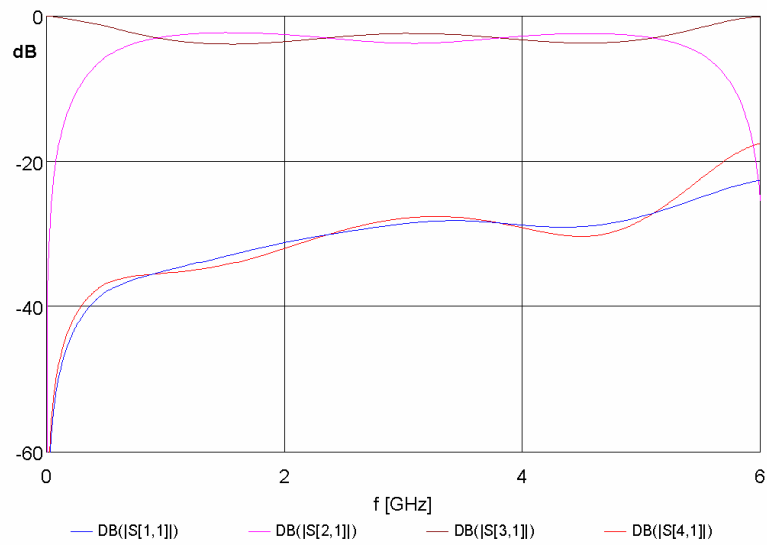
sprzęgacza zaprojektowanego w układzie warstw z rys. 3.6d, o parametrach elektrycznych i strukturalnych zestawionych w tabeli 3.2, w którym warstwę środkową stanowi laminat Pyralux o grubości 25 μm i przenikalności elektrycznej $\epsilon_r = 3,4$, a warstwy dolną i górną - laminat Arlon 25N o grubości 1,524 mm i przenikalności elektrycznej $\epsilon_r = 3,38$. Parametry przyjętego schematu zastępczego powstających nieciągłości wykorzystywane do obliczeń charakterystyk częstotliwościowych sprzęgacza, zostały wyznaczone elektromagnetycznie. Sprzęgacz ten został skompensowany poprzez włączenie pojemności skupionych w wybranych przekrojach poprzecznych linii sprzężonych oraz linii sygnałowych. Wyniki analizy obwodowej skompensowanego sprzęgacza trójsekcyjnego przedstawione są na rys. 3.28. Można zauważyć wyraźną poprawę zarówno strat powrotu jak i izolacji, które w szerokim zakresie częstotliwości są lepsze niż 40 dB. ‘Layout’ zaprojektowanego sprzęgacza przedstawiony został na rys. 3.29, na którym widoczne są dodatkowe pola metalizacji stanowiące elementy kompensujące. Wielkości zastosowanych elementów kompensujących zostały wyznaczone na drodze obliczeń elektromagnetycznych poprzez optymalizację charakterystyk częstotliwościowych sprzęgacza. Wyniki pomiarów zaprojektowanego i wykonanego sprzęgacza przedstawione są na rys. 3.30. Należy podkreślić bardzo dobre jego właściwości kierunkowe – izolacja lepsza niż 30 dB – oraz dobre dopasowanie impedancyjne w szerokim zakresie częstotliwości. Wyniki pomiarów zaprojektowanego sprzęgacza posłużyły do wyznaczenia przedstawionych na rys. 3.31 charakterystyk częstotliwościowych macierzy Butlera 4 x 4, która utworzona została poprzez połączenie czterech takich sprzęgaczy. Dzięki dobrym właściwościom wykonanego sprzęgacza macierz ta charakteryzuje się dobrym dopasowaniem impedancyjnym i dużą izolacją oraz posiada szerokie pasmo pracy.



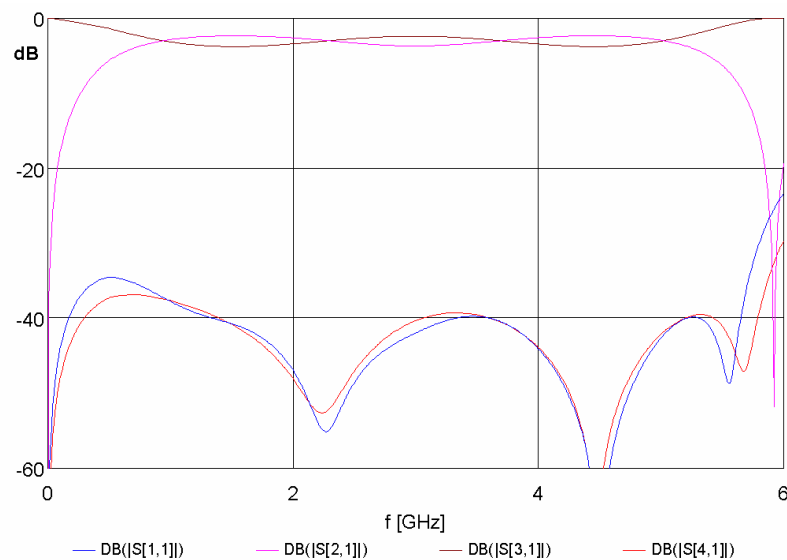
Rys. 3.26. ‘Layout’ symetrycznego trójsekcyjnego sprzęgacza kierunkowego

Tabela 3.2. Parametry elektryczne i strukturalne trójsekcyjnego symetrycznego 3dB sprzęgacza kierunkowego

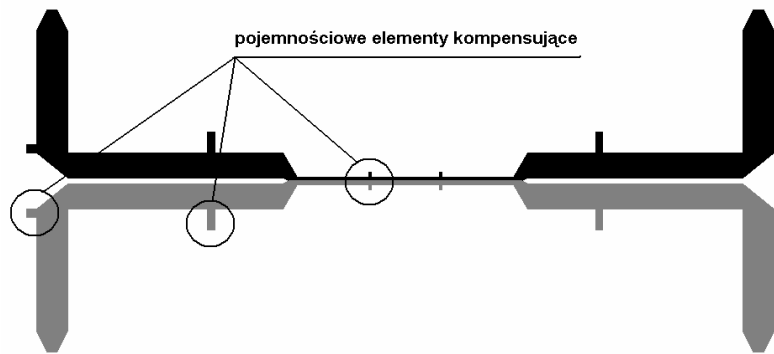
nr. sekcji	Z_{oe} [Ω]	Z_{oo} [Ω]	szerokość linii sprzężonych [mm]	wzajemne przesunięcie linii sprzężonych [mm]	długość sekcji linii sprzężonych [mm]
1	175,2	14,27	0,72	0	12,6
2	61,55	40,62	3,3	4,3	12,6



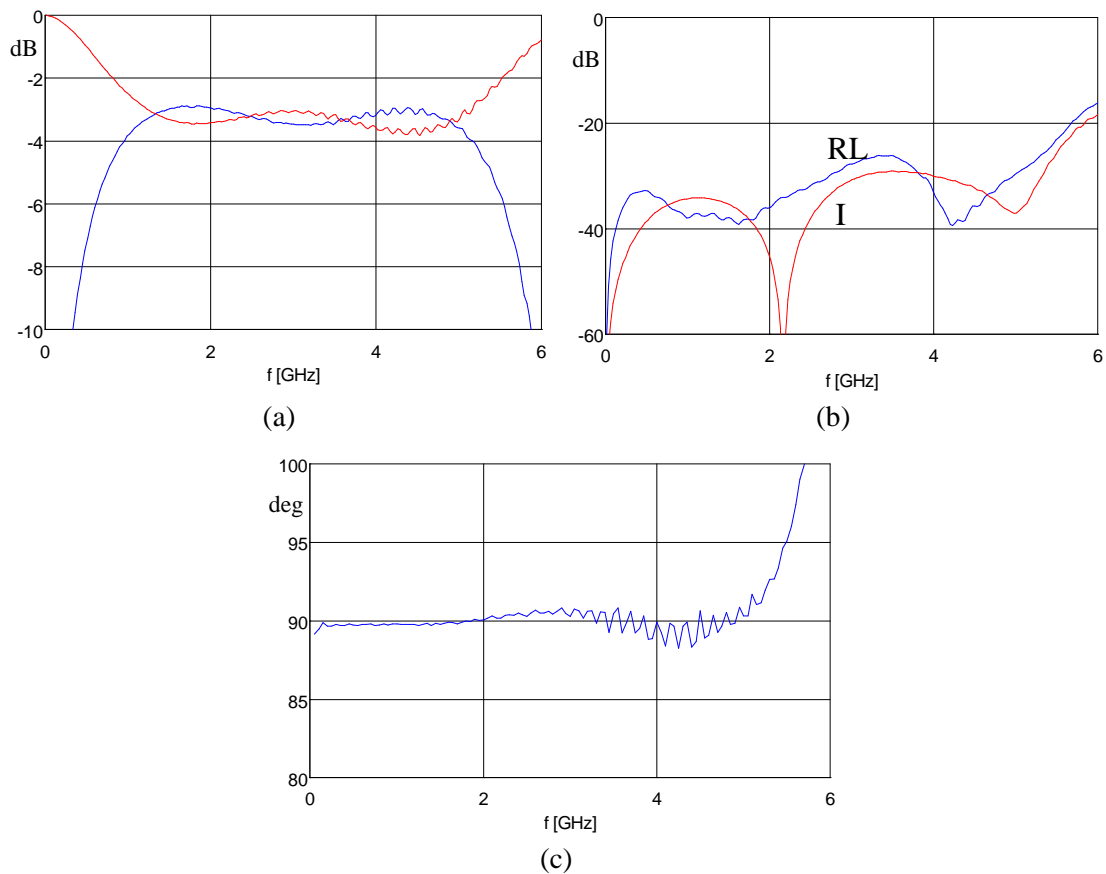
Rys. 3.27. Wyniki analizy połowej symetrycznego trójsekcyjnego sprzęgacza kierunkowego analizowanego wraz z obszarem nieciągłości



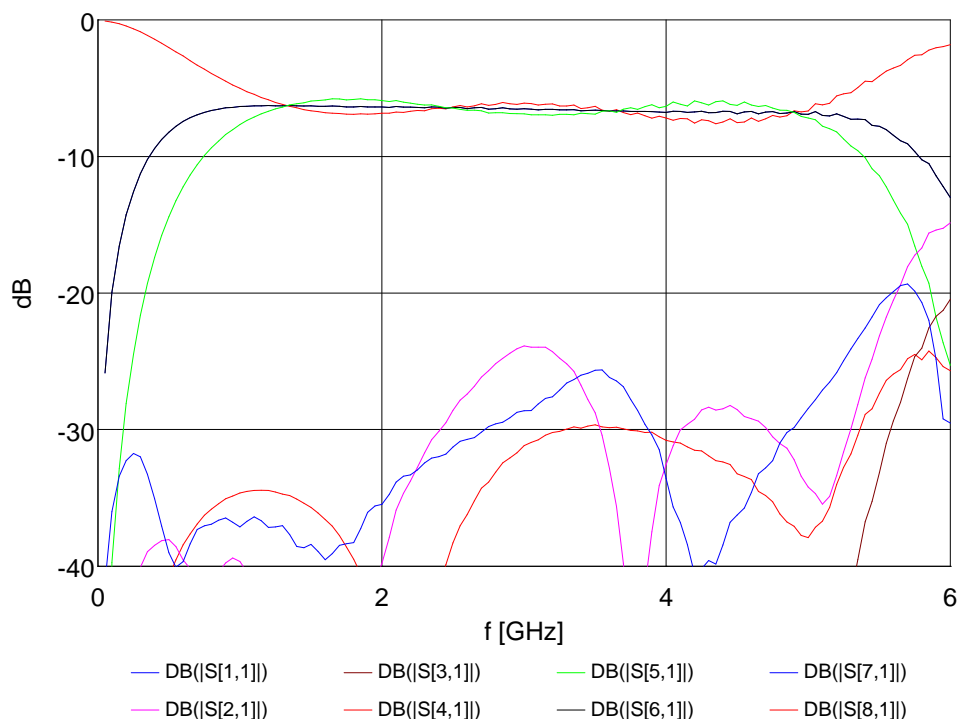
Rys. 3.28. Wyniki analizy obwodowej skompensowanego symetrycznego trójsekcyjnego sprzęgacza kierunkowego



Rys. 3.29. 'Layout' skompensowanego symetrycznego trójsekcyjnego sprzęgacza kierunkowego



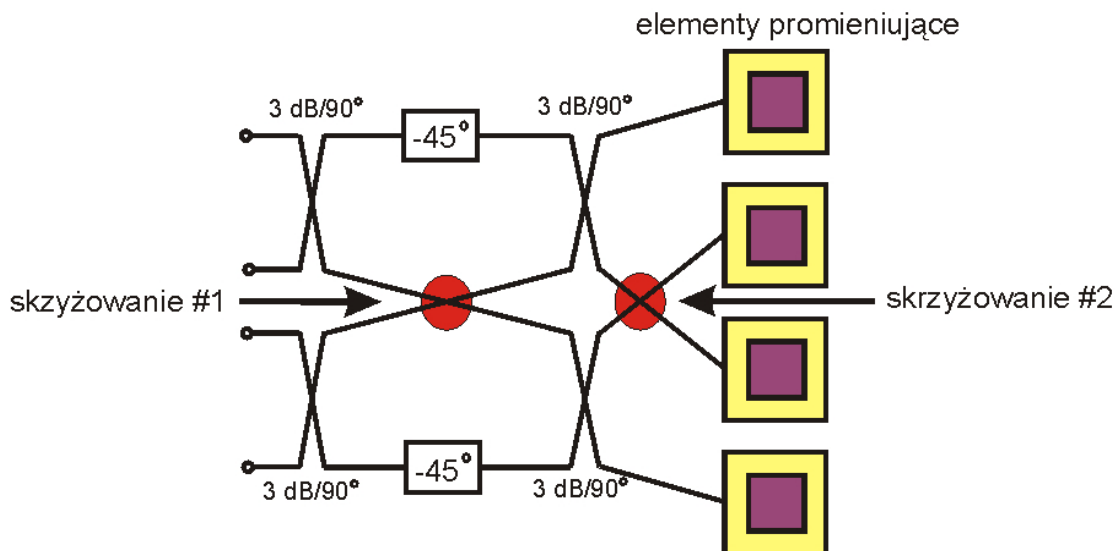
Rys. 3.30. Zmierzone charakterystyki częstotliwościowe skompensowanego trójsekcyjnego 3 dB/90° sprzęgacza kierunkowego o liniach sprzężonych wykonanego w technice symetrycznych linii paskowych. Charakterystyki transmisji i sprzężenia (a), izolacji i strat powrotu (b) i fazy różnicowej (c)



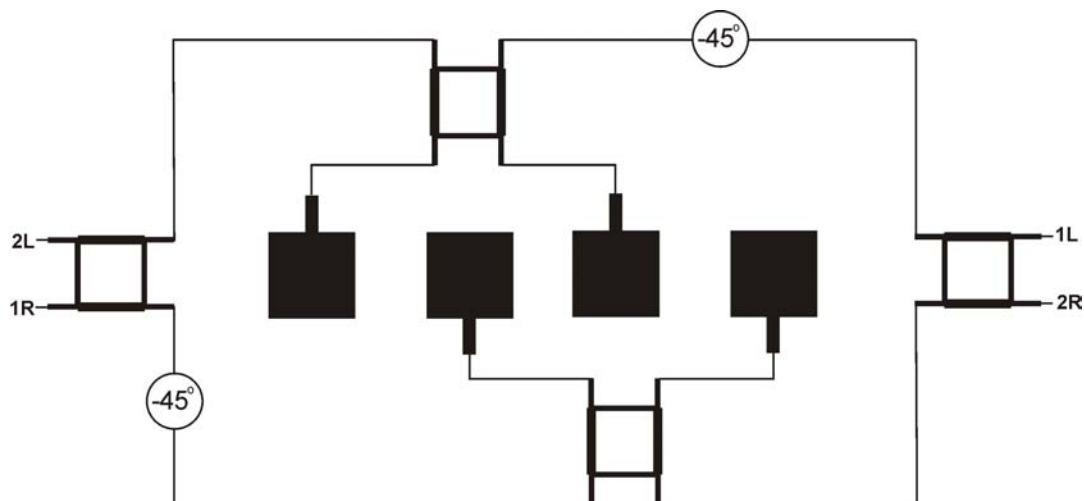
Rys. 3.31. Charakterystyki częstotliwościowe macierzy Butlera 4 x 4, która tworzy połączenie 4 trójsekcyjnych symetrycznych sprzęgaczy kierunkowych, obliczone na podstawie pomiarów symetrycznego trójsekcyjnego sprzęgacza kierunkowego

3.2. Projektowanie i optymalizacja układów skrzyżowanych linii transmisyjnych

Jednym z istotnych problemów projektowania zintegrowanych układów antenowych, w których macierz Butlera tworzy sieć formowania wielu wiązek, jest realizacja skrzyżowań linii transmisyjnych. Rysunek 3.32 przedstawia schemat wielowiązkowego układu antenowego zasilanego macierzą Butlera 4 x 4. Można zauważyć, że realizacja takiej anteny wymaga wykonania dwóch skrzyżowań linii transmisyjnych. Jedno ze skrzyżowań związane jest z realizacją samej macierzy Butlera, a drugie wymagane jest w przypadku integracji macierzy Butlera z elementami promieniującymi. Należy tu wspomnieć, że możliwa jest realizacja układu antenowego wykonanego bez skrzyżowań linii transmisyjnych [21], [94]. Rozwiązanie takie z wykorzystaniem sprzęgaczy gałęziowych przedstawione zostało na rys. 3.33. Jednakże w rozwiązaniu tym odcinki linii transmisyjnych łączące poszczególne sprzęgacze kierunkowe muszą mieć znacznie większą długość, co powoduje większe tłumienie oraz większe wymiary całego układu w porównaniu z układem z krzyżującymi się liniami transmisyjnymi.



Rys. 3.32. Czteroelementowy czterowięzkowy układ antenowy zasilany macierzą Butlera 4 x 4 [100]



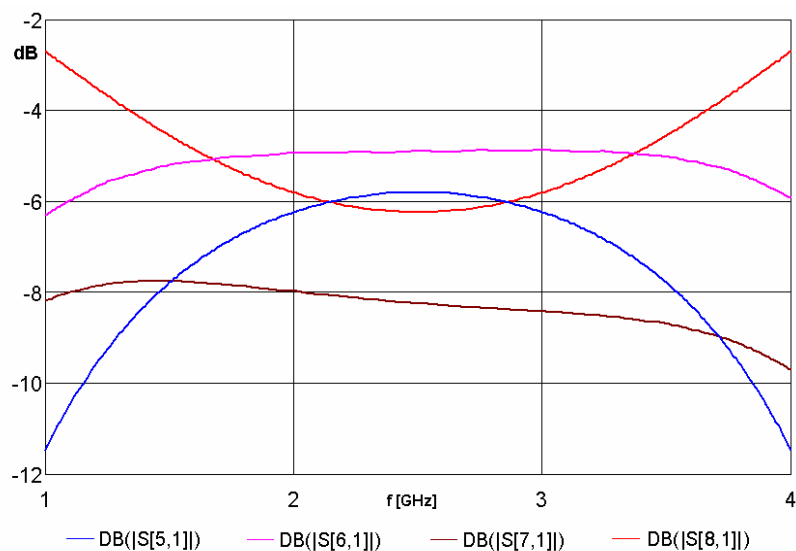
Rys. 3.33. Czteroelementowy czterowięzkowy układ antenowy zasilany macierzą Butlera 4 x 4 zrealizowany bez skrzyżowań linii transmisyjnych [21]

Analiza układu skrzyżowanych linii transmisyjnych przedstawiona została w [51], w której wielowarstwowe skrzyżowanie dwóch linii paskowych stanowi istotny element projektowanego nowego sprzęgacza kierunkowego. W pracy [73] przeanalizowany został przypadek skrzyżowania dwóch linii wykonanych w technice wielowarstwowych niesymetrycznych linii paskowych. Rozważony został przypadek przecięcia się linii pod różnymi kątami i wyznaczone zostały wartości elementów zaproponowanego schematu zastępczego krzyżujących się linii.

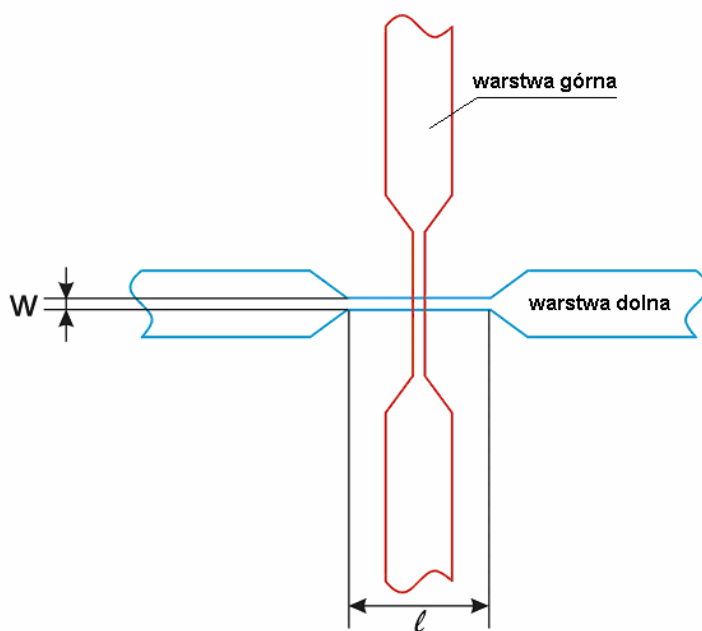
Przy projektowaniu macierzy Butlera istotne jest, aby skrzyżowanie linii transmisyjnych charakteryzowało się dobrym dopasowaniem impedancyjnym oraz dużą izolacją. Skrzyżowanie dwóch linii transmisyjnych realizowanych na różnych

warstwach sprawia, że w obszarze skrzyżowania powstaje sprzężenie pomiędzy liniami. Jak wynika z analizy przedstawionej w [73], sprzężenie to przyjmuje najmniejszą wartość dla przypadku przecięcia się linii pod kątem prostym. W przypadku tym sprzężenie indukcyjne jest pomijalnie małe i mamy do czynienia jedynie ze sprzężeniem pojemnościowym. Aby wykazać niekorzystny, znaczący wpływ parametrów skrzyżowania linii transmisyjnych na charakterystyki projektowanej macierzy Butlera, wyznaczone zostały charakterystyki częstotliwościowe idealnej macierzy Butlera 4 x 4 z dołączonym skrzyżowaniem linii transmisyjnych o impedancji charakterystycznej $Z_0 = 50 \Omega$. Parametry S skrzyżowania zrealizowanego w układzie warstw z rys. 3.6d, w którym grubość warstwy środkowej $h = 0,152$ mm, grubość warstw górnej i dolnej $h = 1,524$ mm oraz $\epsilon_r = 3,38$, wyznaczone zostały na drodze obliczeń elektromagnetycznych. Charakterystyki transmisji S_{51} , S_{61} , S_{71} i S_{81} idealnej macierzy Butlera 4 x 4 z dołączonym skrzyżowaniem modelowanym obwodowo są przedstawione na rys. 3.34. Można zauważyć, że skrzyżowanie to wprowadza silne rozrównowanie charakterystyk transmisji. W celu poprawy parametrów projektowanych krzyżujących się linii transmisyjnych przeanalizowane zostało skrzyżowanie, w którym w obszarze przecięcia się linii zmniejszona została ich szerokość. Prowadzi to do znacznego zmniejszenia pojemności wzajemnej układu dwóch krzyżujących się linii zależnej od ich szerokości. Geometria proponowanego skrzyżowania jest przedstawiona na rys. 3.35, którego parametry wyznaczone zostały elektromagnetycznie dla różnych szerokości linii w oraz długości l . Otrzymane wyniki zostały zestawione w tabeli 3.3. Widać, że wraz ze zmniejszeniem się szerokości linii w obszarze skrzyżowania zmniejsza się pojemność wzajemna C_m , co prowadzi do poprawy izolacji. Jednakże odcinek linii o dużej impedancji wprowadza dodatkową szeregową indukcyjność, której wartość wzrasta wraz ze zmniejszaniem się szerokości linii. Indukcyjność ta pogarsza znacznie dopasowanie impedancyjne układu. Tak więc w układzie tym można uzyskać albo dobre dopasowanie impedancyjne albo dobrą izolację pomiędzy liniami. Wzajemna relacja pomiędzy indukcyjnością zastępczą L i pojemnością wzajemną C_m przedstawiona została na rys. 3.36 i może być aproksymowana następującym wyrażeniem:

$$L [\text{nH}] = 0,078/C [\text{pF}] + 0,085 \quad (3.8)$$



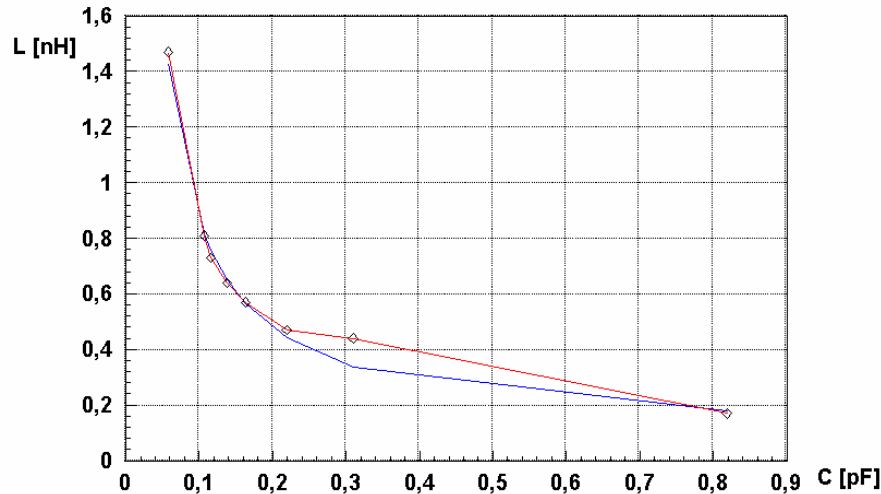
Rys. 3.34. Obliczone charakterystyki amplitudowe idealnej macierzy Butlera 4 x 4 z dołączonym skrzyżowaniem 50Ω linii transmisyjnych



Rys. 3.35. Geometria analizowanego skrzyżowania linii transmisyjnych

Tabela 3.3. Wymiary geometryczne, pojemność wzajemna i indukcyjność pasożytnicza oraz wyniki symulacji obwodowych analizowanego układu skrzyżowanych linii transmisyjnych

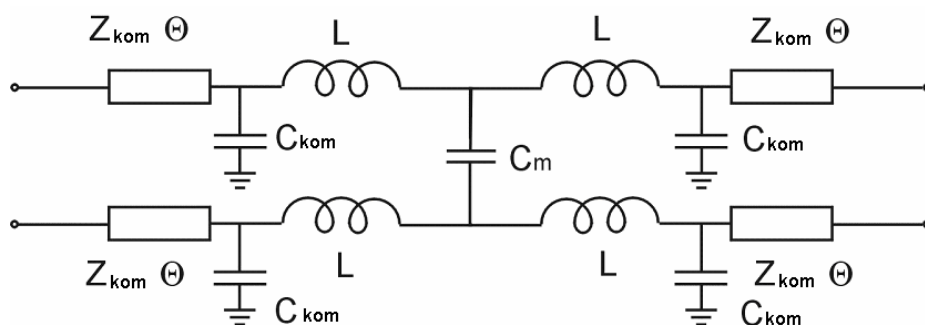
w [mm]	l [mm]	L [nH]	C _m [pF]	RL _(3 GHz) [dB]	I _(3 GHz) [dB]
1,8	-	0,17	0,818	12	10
0,8	0,9	0,44	0,317	31	16
0,5	0,9	0,47	0,218	22	19
0,3	0,9	0,57	0,162	17	22
0,2	0,9	0,64	0,138	15	24
0,1	0,85	0,73	0,115	13	25
0,05	0,85	0,81	0,106	11	26



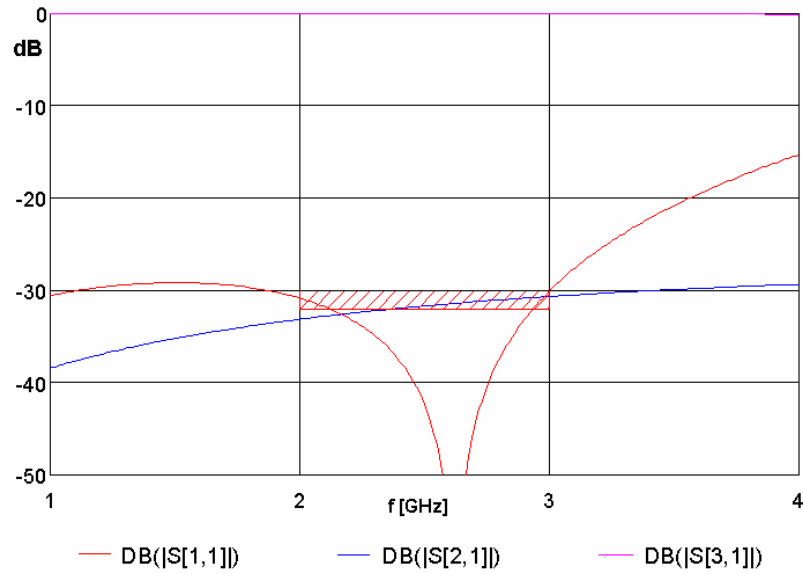
Rys. 3.36. Zależność pomiędzy indukcyjnością pasozytniczą oraz pojemnością wzajemną rozważanego skrzyżowania linii transmisyjnych (kolor czerwony – wyniki analizy obwodowej, kolor niebieski – aproksymacja wyników analizy)

W celu poprawy własności analizowanego skrzyżowania zaproponowana została metoda kompensacji, w której dodatkowe pojemności lub krótkie elektrycznie odcinki linii o małej impedancji dołączane są do każdego z wyjść krzyżujących się linii transmisyjnych [99], [103]. Schemat zastępczy skompensowanego skrzyżowania linii transmisyjnych przedstawiony został na rys. 3.37, a na rys. 3.38 - jego charakterystyki częstotliwościowe. Charakterystyki te zostały uzyskane na drodze optymalizacji, w której wykorzystana została zależność (3.8) i otrzymane zostały następujące wartości elementów schematu zastępczego skompensowanego skrzyżowania: $C_m=0,078$ pF; $Z_{kom} = 21,44 \Omega$; $\Theta=11,864^\circ$, $L=1,085$ nH. Można zauważyć, że skompensowane skrzyżowanie linii transmisyjnych charakteryzuje się dobrym dopasowaniem impedancyjnym i dużą izolacją (straty powrotu i izolacja > 30 dB w zakresie częstotliwości 2 do 3 GHz). W celu wykazania możliwości praktycznej realizacji zoptymalizowanych skrzyżowań charakteryzujących się dobrym dopasowaniem impedancyjnym i dużą izolacją, zaprojektowane i wykonane zostały trzy różne układy. Wykonane zostało skrzyżowanie o optymalnie dobranym odcinku linii transmisyjnej o dużej impedancji oraz dwa skrzyżowania, w których dołączone zostały elementy kompensujące. Kompensacja przeprowadzona została zarówno poprzez dołączenie odcinków linii transmisyjnych o małej impedancji charakterystycznej, jak i poprzez dołączenie elementów pojemnościowych. Na rys. 3.39a, b i c przedstawiono zdjęcia środkowej warstwy laminatu z zaprojektowanymi układami. Wyniki analizy elektromagnetycznej zaprojektowanych skrzyżowań przedstawione są na rys. 3.40 – 3.42. Można zauważyć, że skrzyżowanie o optymalnie dobranym odcinku linii o dużej

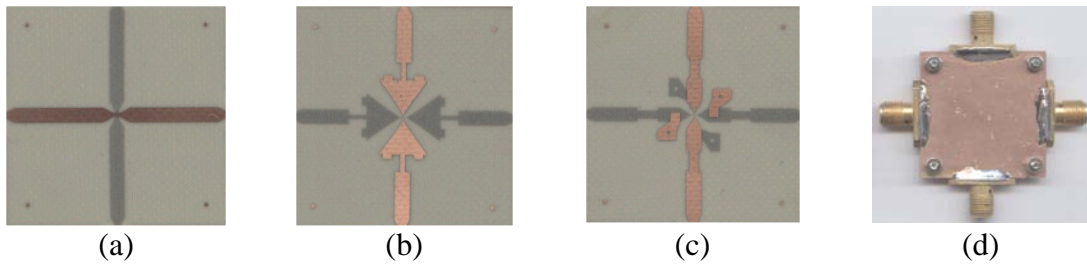
impedancji charakteryzuje się 20dB izolacją przy częstotliwości środkowej; izolacja ta maleje wraz z częstotliwością. Większa izolacja uzyskana została w przypadku skrzyżowań z rys. 3.39b i 3.39c, w których zawężone zostały linie w obszarze skrzyżowania oraz dołączone zostały elementy kompensujące zapewniające dobre dopasowanie impedancyjne. W skrzyżowaniu z rys. 3.39b o charakterystykach przedstawionych na rys. 3.41 elementami kompensującymi są odcinki linii o małej impedancji. Należy zauważyć, że poprawa izolacji w tym przypadku nie jest duża ze względu na fakt, że wprowadzone odcinki linii o małej impedancji charakteryzują się dużymi rozmiarami i wprowadzają dodatkowe sprzężenie pomiędzy liniami transmisyjnymi. Znacznie lepsze rezultaty uzyskuje się stosując metodę pojemnościowej kompensacji projektowanych skrzyżowań (patrz rys. 3.39c i rys. 3.42). W tym przypadku uzyskana została poprawa izolacji o 10 dB przy jednoczesnym zapewnieniu dobrego dopasowania impedancyjnego w szerokim zakresie częstotliwości. Rozwiązanie to wymaga stosowania unikanych na ogół połączeń pomiędzy poszczególnymi warstwami metalizacji. Wyniki pomiarów wykonanych układów przedstawione są na rys. 3.43. W każdym z trzech przypadków zmierzona izolacja pozostaje w dobrej zgodności z wynikami analizy elektromagnetycznej oraz wszystkie skrzyżowania charakteryzują się dobrym dopasowaniem impedancyjnym w szerokim zakresie częstotliwości. Rysunek 3.43d przedstawia zmierzoną charakterystykę fazy różnicowej wykonanego skrzyżowania linii transmisyjnych z rys. 3.39c w odniesieniu do odcinka linii transmisyjnej o tej samej długości. Widać, że charakterystyka ta jest w przybliżeniu liniowa w szerokim zakresie częstotliwości, co oznacza, że zastosowanie takiego skrzyżowania w układzie anteny wielowiązkowej pozwoli na uzyskanie poprawnych charakterystyk fazowych w szerokim zakresie częstotliwości, wymagane jest jedynie dołączenie krótkich odcinków linii transmisyjnych kompensujących zmierzony narost fazy w odpowiednich miejscach układu formowania wiązek.



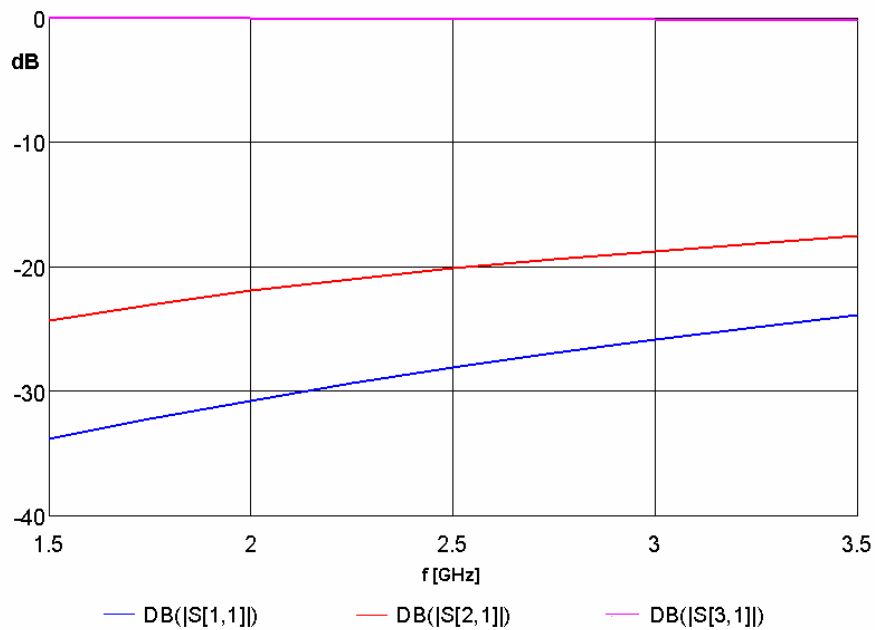
Rys. 3.37. Schemat zastępczy skompensowanego skrzyżowania linii transmisyjnych



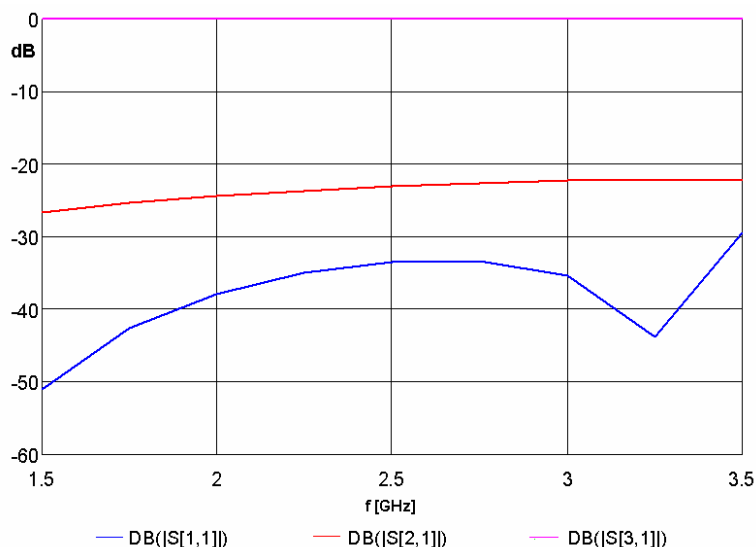
Rys. 3.38. Wyniki analizy obwodowej zoptymalizowanego skrzyżowania linii transmisyjnych



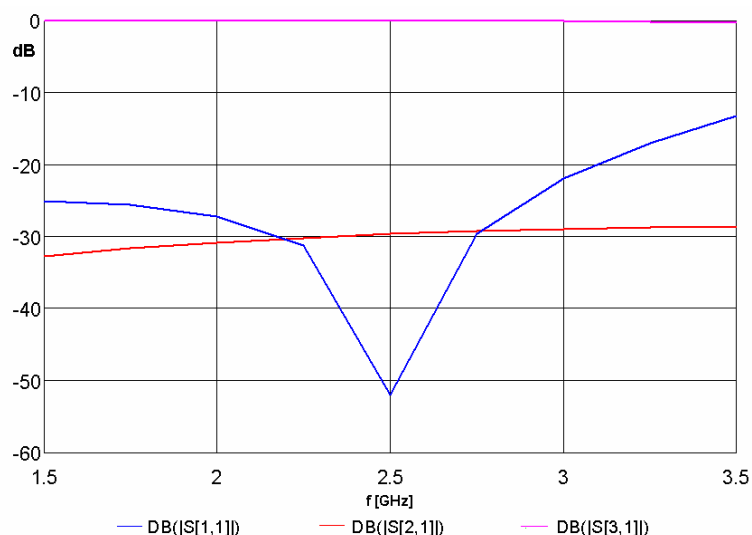
Rys. 3.39. Zdjęcia wykonanych układów skrzyżowań linii transmisyjnych. (a) Skrzyżowanie linii bez kompensacji, (b) skrzyżowanie linii kompensowane odcinkami linii transmisyjnych o małej impedancji, (c) skrzyżowanie linii kompensowane pojemnościowo oraz (d) model wykonanego układu skrzyżowanych linii



Rys. 3.40. Wyniki analizy elektromagnetycznej nieskompensowanego skrzyżowania linii transmisyjnych

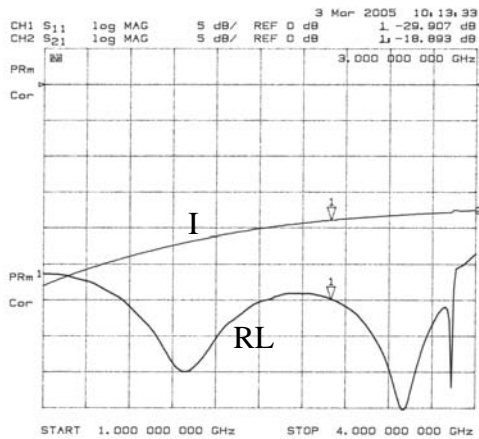


Rys. 3.41. Wyniki analizy elektromagnetycznej skrzyżowania linii transmisyjnych skompensowanego za pomocą odcinków linii transmisyjnych o małej impedancji

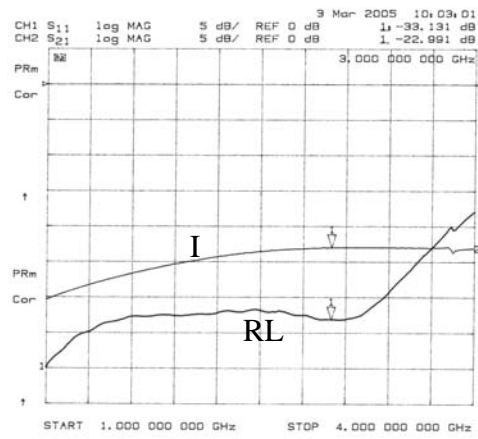


Rys. 3.42. Wyniki analizy elektromagnetycznej skrzyżowania linii transmisyjnych skompensowanego pojemnościowo

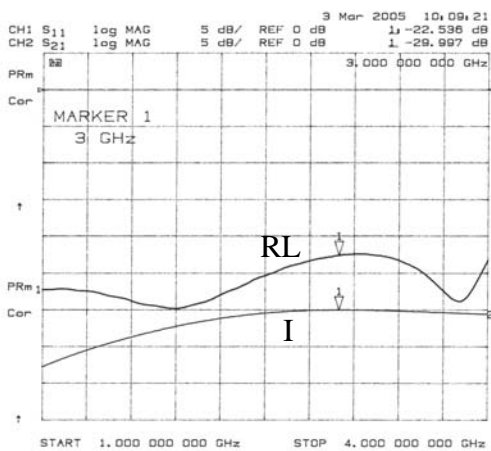
W celu oceny wpływu zaprojektowanych skrzyżowań linii transmisyjnych na parametry projektowanej macierzy Butlera 4 x 4 wykonane zostały ponownie obliczenia charakterystyk transmisji idealnej macierzy Butlera, tym razem z dołączonymi zaprojektowanymi skrzyżowaniami z rys. 3.39a i 3.39c. Wyniki analiz przedstawione zostały odpowiednio na rys. 3.44 i 3.45. Można zauważyć, że poprawa izolacji skrzyżowania linii transmisyjnych powoduje znaczną poprawę charakterystyk transmisji projektowanej macierzy Butlera. Zaprojektowane skompensowane skrzyżowanie linii transmisyjnych z rys. 3.39c wprowadza jedynie nieznaczne rozrównowanie charakterystyk transmisji mniejsze niż 0,3 dB.



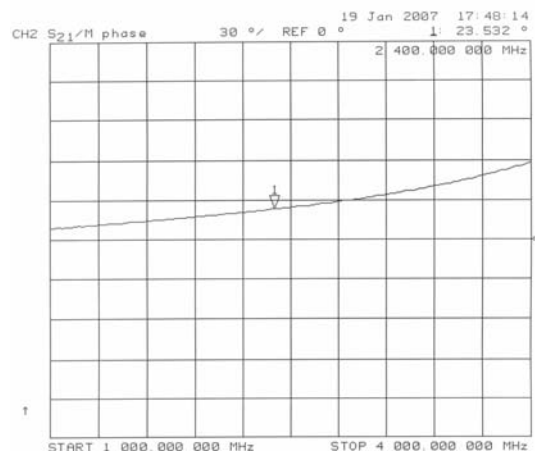
(a)



(b)

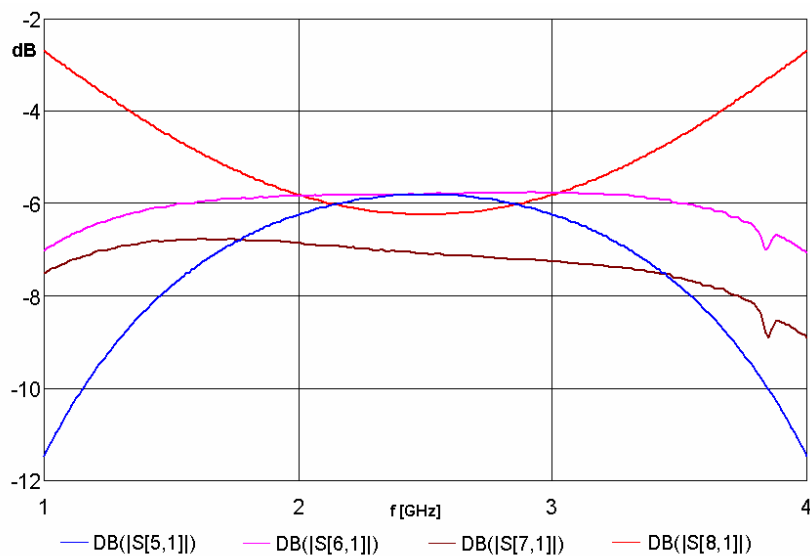


(c)

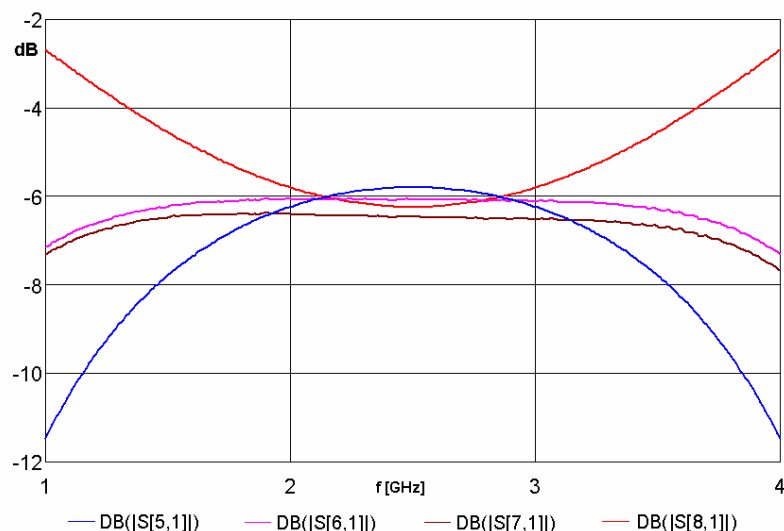


(d)

Rys. 3.43. Wyniki pomiarów charakterystyk częstotliwościowych skrzyżowań linii transmisyjnych. (a) Skrzyżowanie linii bez kompensacji, (b) skrzyżowanie linii skompensowane odcinkami linii transmisyjnych o małej impedancji, (c) skrzyżowanie linii skompensowane pojemnościowo oraz (d) charakterystyka fazy różnicowej skrzyżowania skompensowanego pojemnościowo względem odcinka linii transmisyjnej



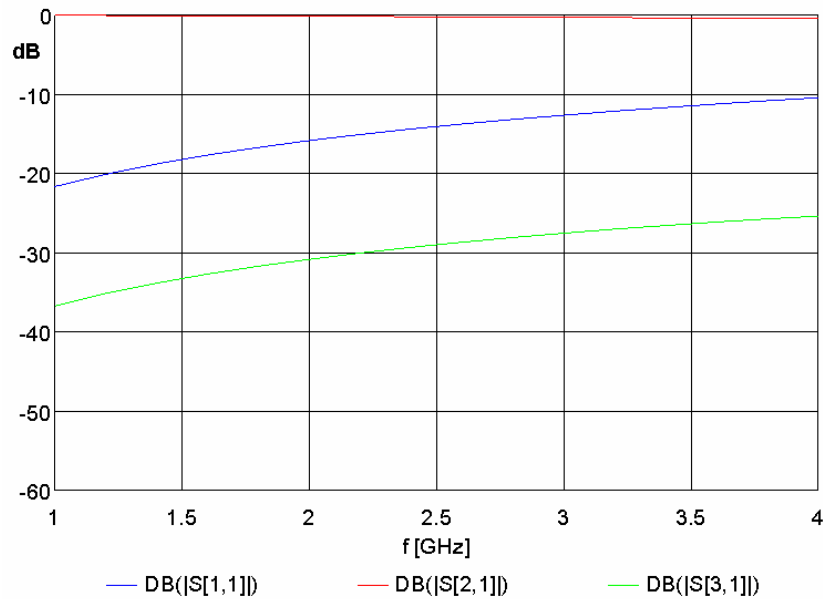
Rys. 3.44. Obliczone charakterystyki amplitudowe idealnej macierzy Butlera 4×4 z dołączonym nieskompensowanym skrzyżowaniem linii transmisyjnych (z rys. 3.39a)



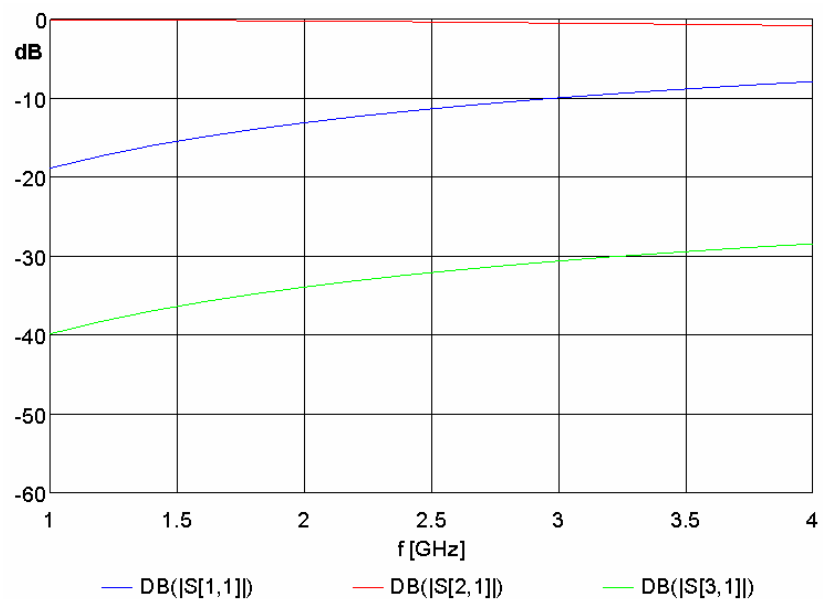
Rys. 3.45. Obliczone charakterystyki amplitudowe idealnej macierzy Butlera 4×4 z dołączonym skrzyżowaniem linii transmisyjnych skompensowanym pojemnościowo (z rys. 3.39c)

Zaproponowaną technikę kompensacji skrzyżowań linii transmisyjnych można zastosować również w przypadku realizacji skrzyżowań wykonywanych w technice wielowarstwowych niesymetrycznych linii paskowych [103]. Przykładem mogą być skrzyżowania zrealizowane w układzie warstw z rys. 3.14, w którym wykonany został również sprzęgacz kierunkowy pokazany na rys. 3.20. Zarówno sprzęgacz, jak i skrzyżowania linii transmisyjnych zaprojektowane w jednakowym układzie warstw stanowią podstawowe elementy sieci formowania wiązek zintegrowanych układów antenowych. Tak jak w przypadku skrzyżowań linii transmisyjnych realizowanych w technice symetrycznych linii paskowych, w pierwszym kroku wybrana została geometria skrzyżowania tak, aby zapewnić odpowiedni poziom izolacji pomiędzy liniami. Na rys. 3.46 i 3.47 przedstawione zostały wyniki obliczeń elektromagnetycznych skrzyżowania linii, w której przyjęta została szerokość linii $w = 50 \mu\text{m}$ i długość odpowiednio $l = 0,85 \text{ mm}$ (skrzyżowanie 'A') i $l = 1,35 \text{ mm}$ (skrzyżowanie 'B'). Uzyskano izolację odpowiednio 28 dB (w przypadku skrzyżowania 'A') oraz 33 dB (w przypadku skrzyżowania 'B'). Należy podkreślić, że układy te charakteryzują się słabym dopasowaniem impedancyjnym (straty powrotu mniejsze niż 15 dB). W celu poprawy dopasowania impedancyjnego do każdego z wyjść optymalizowanych skrzyżowań dołączony został obwód dopasowujący złożony z dwóch pojemności C_1 i C_2 oraz indukcyjności L . Schemat zastępczy skrzyżowania mikropaskowych linii transmisyjnych z dołączonymi obwodami dopasowującymi przedstawiony jest na rys. 3.48. Obliczone charakterystyki częstotliwościowe skompensowanych skrzyżowań linii transmisyjnych 'A' oraz 'B' przedstawione są

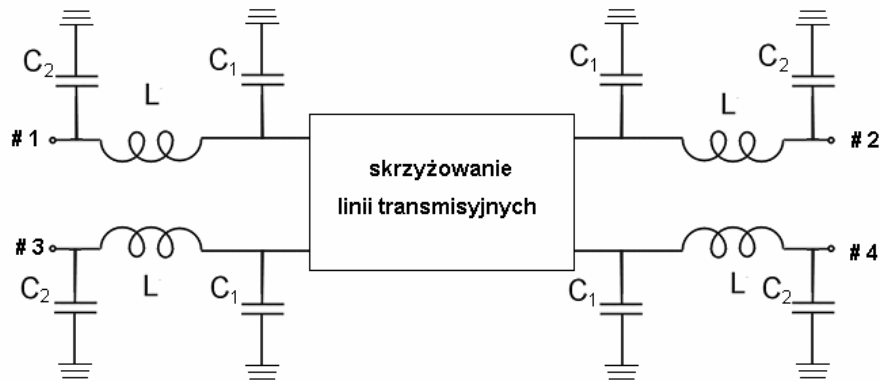
odpowiednio na rys. 3.49 i 3.50, a wartości elementów kompensujących oraz wyznaczone wartości parametrów obwodu zastępczego skrzyżowania i jego wymiary geometryczne zestawione są w tabeli 3.4. Można zauważyć, że zaproponowana technika pozwala na uzyskanie, podobnie jak w przypadku realizacji w technice symetrycznych linii paskowych, dobrego dopasowania impedancyjnego oraz izolacji w szerokim zakresie częstotliwości.



Rys. 3.46. Obliczone charakterystyki amplitudowe skrzyżowania linii transmisyjnych wykonanego jako skrzyżowanie linii o szerokości $w = 50 \mu\text{m}$ i długości $l = 0,85 \text{ mm}$ (skrzyżowanie 'A')



Rys. 3.47. Obliczone charakterystyki amplitudowe skrzyżowania linii transmisyjnych wykonanego jako skrzyżowanie linii o szerokości $w = 50 \mu\text{m}$ i długości $l = 1,35 \text{ mm}$ (skrzyżowanie 'B')



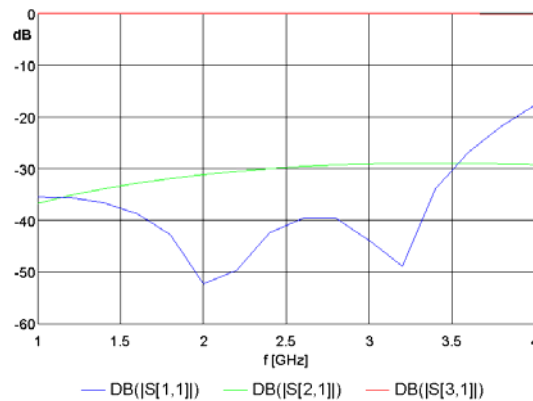
Rys. 3.48. Schemat zastępczy skompensowanego skrzyżowania mikropaskowych linii transmisyjnych

Tabela 3.4. Wymiary, pojemność wzajemna C'_m i indukcyjność pasożytnicza L' oraz pojemności C_1 i C_2 i indukcyjności L kompensujące analizowane skrzyżowania linii transmisyjnych

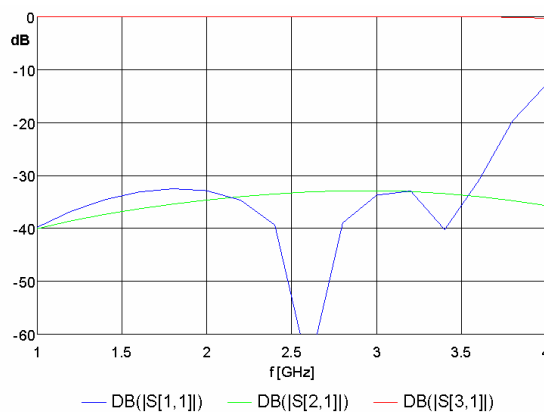
	skrzyżowanie 'A'	skrzyżowanie 'B'
w [μm]	50	50
l [mm]	0,85	1,35
C'_m [pF]	0,09	0,061
L' [nH]	0,76	0,98
C_1 [pF]	0,66	0,97
C_2 [pF]	0	0,48
L [nH]	1,18	2,74

Na podstawie otrzymanych wartości elementów kompensujących wyznaczone zostały wymiary geometryczne skrzyżowań. 'Layouty' zaprojektowanych obwodów przedstawione są na rys. 3.51. Skrzyżowanie 'A' skompensowane zostało zarówno w wersji planarnej, jak i ze zvarciami pomiędzy warstwami metalizacji. Wyniki obliczeń elektromagnetycznych zaprojektowanych skrzyżowań przedstawione są na rys. 3.52 - 3.54 i pozostają w dobrej zgodności z wynikami analiz obwodowych. Fotografie wykonanych układów przedstawione są na rys. 3.55, a wyniki pomiarów ich charakterystyk amplitudowych - na rys. 3.56. Uzyskane przy częstotliwości środkowej izolacje wynoszą odpowiednio 28 dB (dla skrzyżowania 'A' wykonanego w wersji planarnej), (32 dB dla skrzyżowania 'A' wykonanego z wykorzystaniem zwarć pomiędzy warstwami metalizacji) oraz 37 dB (dla skrzyżowania 'B'). Ponadto, skrzyżowania 'A' charakteryzują się dobrym dopasowaniem impedancyjnym w szerokim zakresie częstotliwości, natomiast w przypadku skrzyżowania 'B' obserwuje się wyraźną różnicę pomiędzy obliczonym i zmierzonym dopasowaniem impedancyjnym. Z praktycznego punktu widzenia najatrakcyjniejsze jest skrzyżowanie 'A' wykonane w wersji planarnej ze względu na łatwość jego wykonania. Wyniki pomiarów charakterystyk fazy różnicowej skrzyżowania 'A' wykonanego w wersji

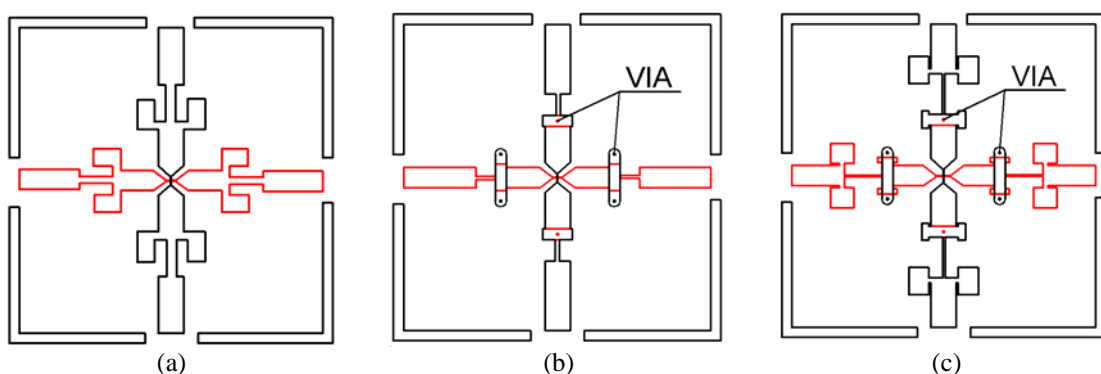
planarnej przedstawione zostały na rys. 3.57. Można zauważyć, że podobnie jak w przypadku skompensowanych skrzyżowań wykonanych w technice symetrycznych linii paskowych, charakterystyki te są w przybliżeniu liniowe w szerokim zakresie częstotliwości i nie powinny być powodem jakichkolwiek ograniczeń w projektowaniu szerokopasmowych sieci formowania wielu wiązek.



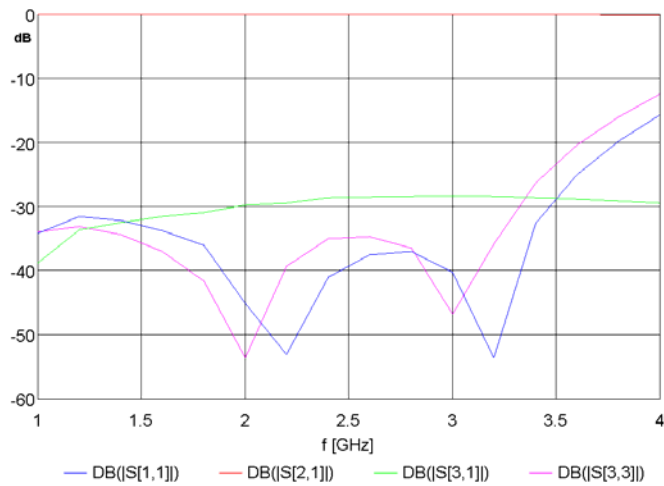
Rys. 3.49. Obliczone charakterystyki amplitudowe skrzyżowania 'A' skompensowanego poprzez dołączenie elementów kompensujących zestawionych w tabeli 3.4



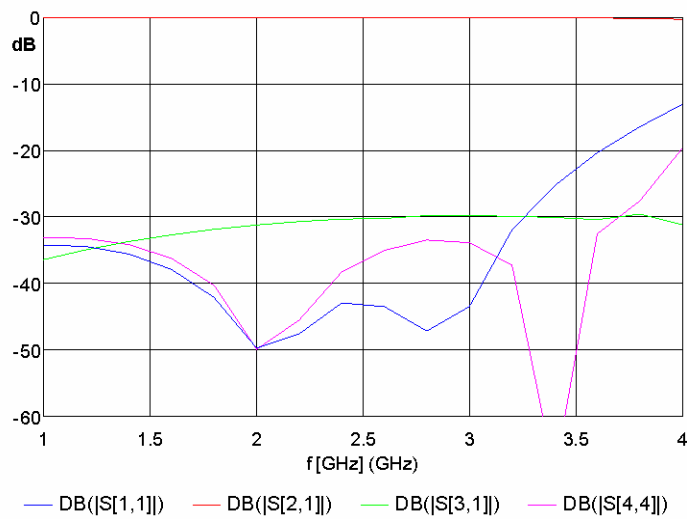
Rys. 3.50. Obliczone charakterystyki amplitudowe skrzyżowania 'B' skompensowanego poprzez dołączenie elementów kompensujących zestawionych w tabeli 3.4



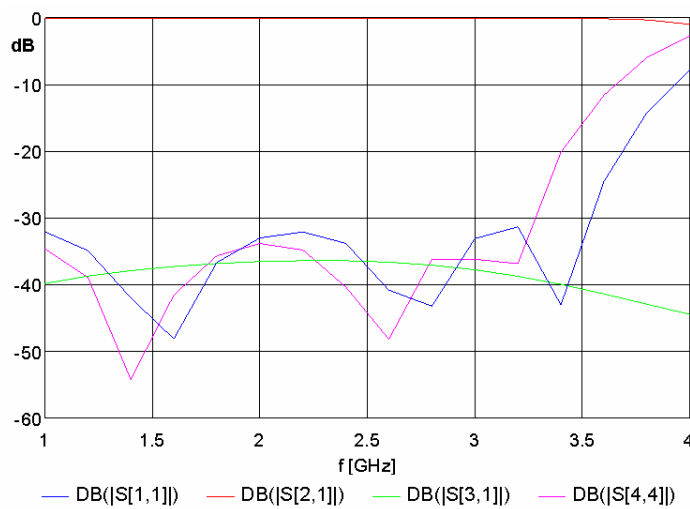
Rys. 3.51. 'Layout' skompensowanych skrzyżowań linii transmisyjnych. Skompensowane skrzyżowanie 'A' wykonane planarnie (a), z zastosowaniem zwarć pomiędzy warstwami metalizacji (b) oraz skompensowane skrzyżowanie 'B' (c)



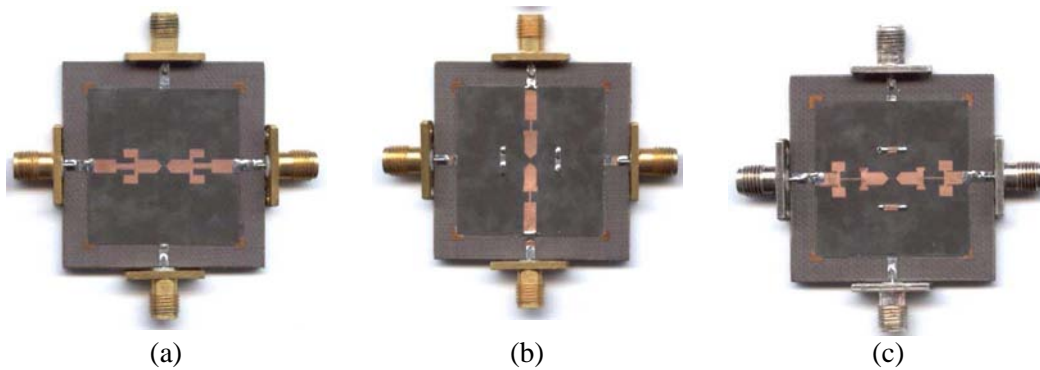
Rys. 3.52. Wyniki analizy elektromagnetycznej skompensowanego skrzyżowania pokazanego na rys. 3.51a



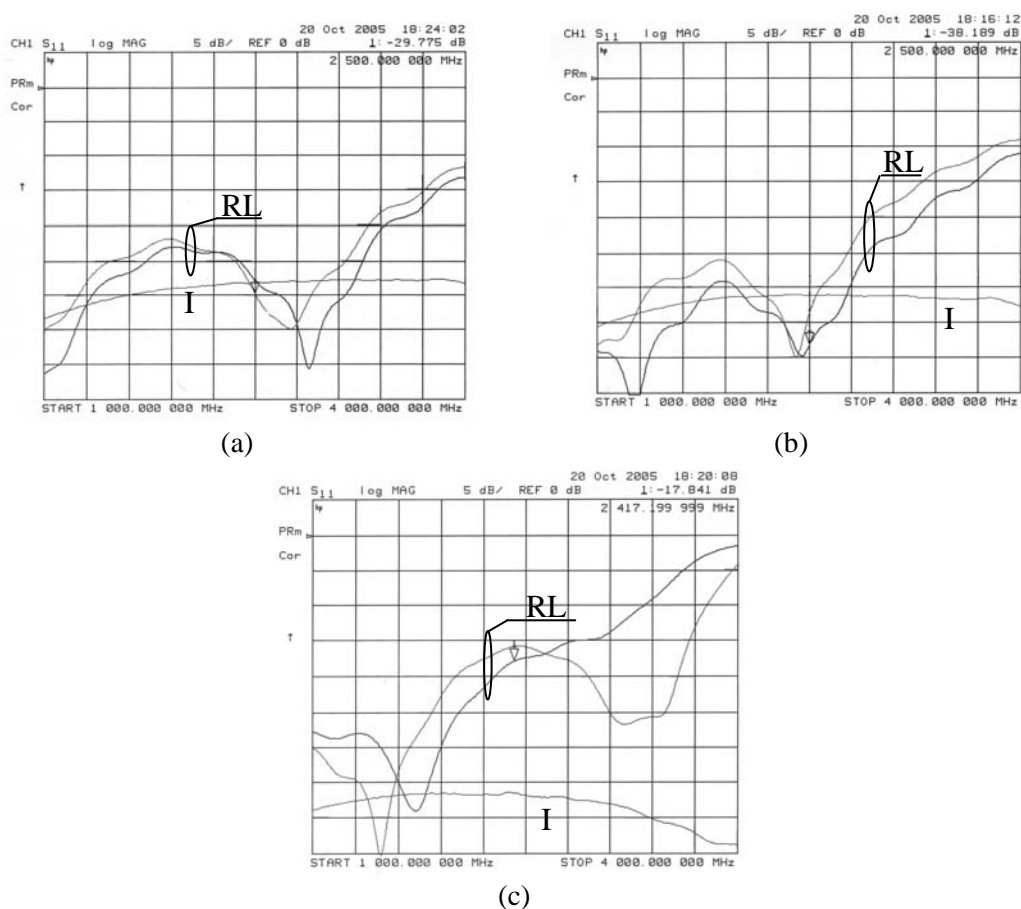
Rys. 3.53. Wyniki analizy elektromagnetycznej skompensowanego skrzyżowania pokazanego na rys. 3.51b



Rys. 3.54. Wyniki analizy elektromagnetycznej skompensowanego skrzyżowania pokazanego na rys. 3.51c



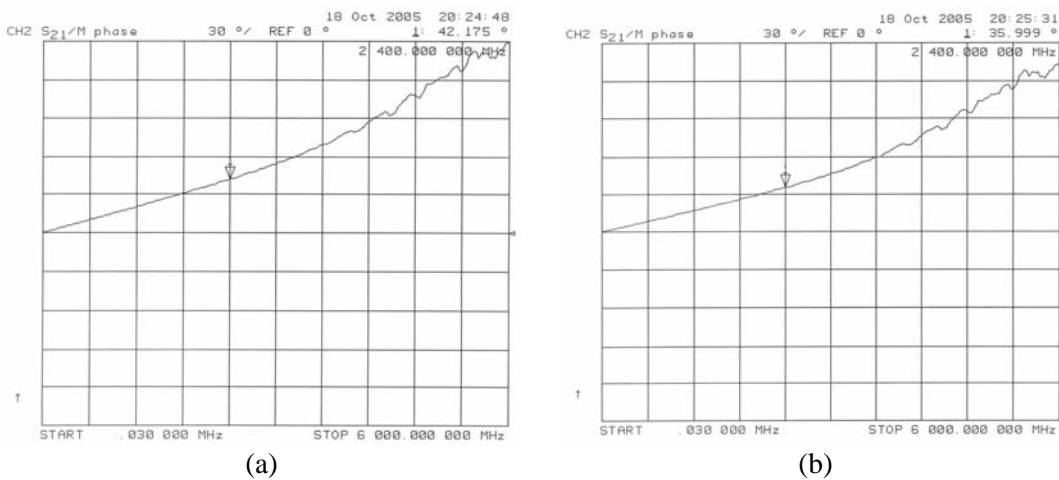
Rys. 3.55. Zdjęcia wykonanych skrzyżowań linii transmisyjnych. Skompensowane skrzyżowanie 'A' wykonane planarnie (a), z zastosowaniem zwarć pomiędzy warstwami metalizacji (b) oraz skompensowane skrzyżowanie 'B' (c)



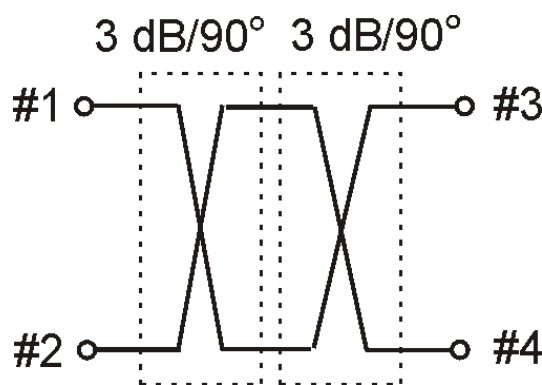
Rys. 3.56. Wyniki pomiarów skrzyżowań linii transmisyjnych. Skompensowane skrzyżowanie 'A' wykonane planarnie (a), z zastosowaniem zwarć pomiędzy warstwami metalizacji (b) oraz skompensowane skrzyżowanie 'B' (c)

Innym, powszechnie stosowanym rozwiązaniem realizacji układu krzyżujących się linii transmisyjnych jest tandemowe połączenie dwóch 3dB/90° sprzęgaczy kierunkowych [24], [33], [82], [100], którego schemat przedstawiony jest na rys. 3.58. Zastosowanie sprzęgaczy o liniach sprzężonych pozwala na uzyskanie szerokiego pasma pracy projektowanego skrzyżowania. W układzie tym izolacja pomiędzy

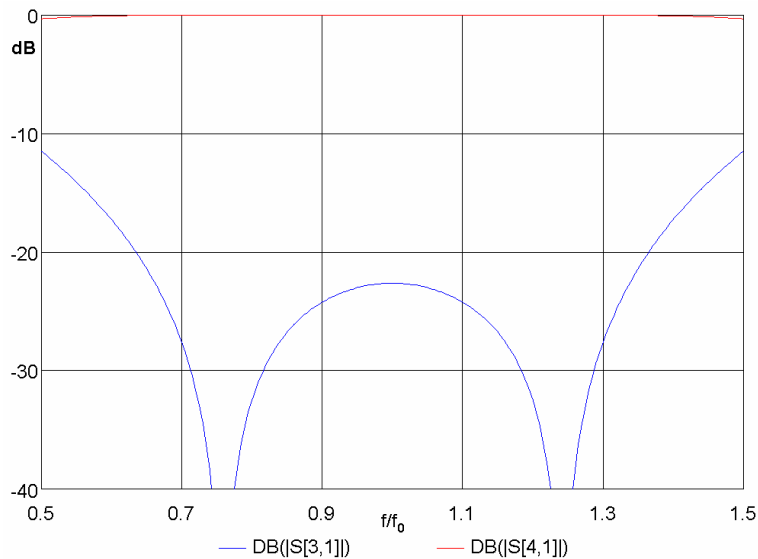
wrotami 1 i 2 jest zapewniona dzięki właściwościom sprzęgacza kierunkowego, a izolacja pomiędzy wrotami 1 i 3 zależy od wyboru sprzężenia pojedynczego sprzęgacza. Na rys. 3.59 przedstawione są charakterystyki skrzyżowania linii zrealizowanego w postaci tandemowego połączenia dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ idealnych sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych. W analizowanym przypadku wybrane sprzęgacze charakteryzowały się sprzężeniem $C = 2,7\text{ dB}$, co zapewnia izolację co najmniej 22 dB w szerokim paśmie pracy. Na rys. 3.60 przedstawiona została zależność izolacji skrzyżowania linii transmisyjnych zrealizowanego jako tandemowe połączenie dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych od sprzężenia C pojedynczego sprzęgacza.



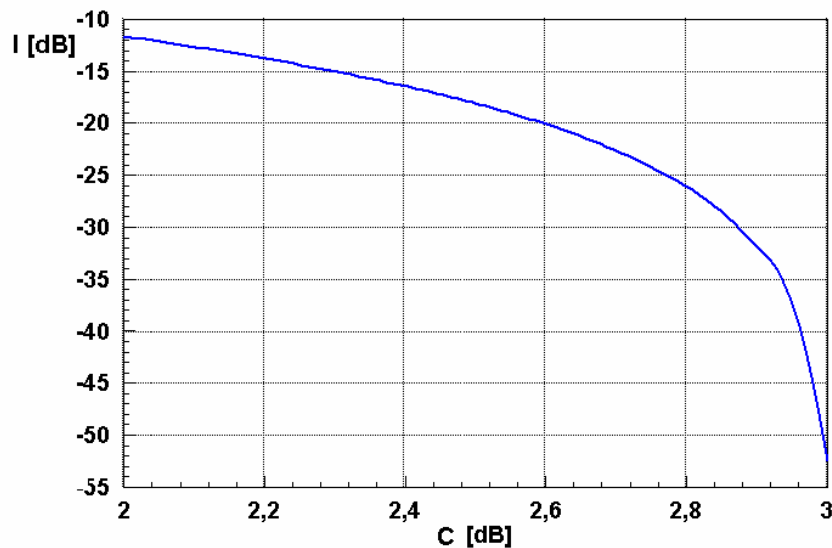
Rys. 3.57. Wyniki pomiarów różnicowych charakterystyk fazowych skompensowanego skrzyżowania 'A' wykonanego planarnie. Charakterystyka fazowa sygnału prowadzonego przez górną (a) i dolną (b) linię transmisyjną względem odcinka $50\ \Omega$ linii transmisyjnej o tej samej długości



Rys. 3.58. Schemat skrzyżowania linii transmisyjnych zrealizowanego jako tandemowe połączenie dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych



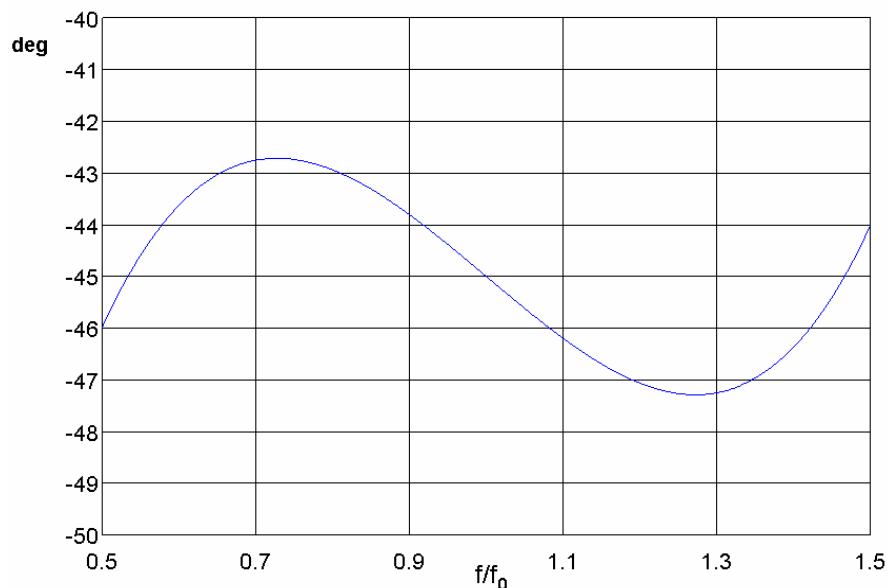
Rys. 3.59. Obliczone charakterystyki częstotliwościowe skrzyżowania linii transmisyjnych zrealizowanego w postaci tandemowego połączenia dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych. Współczynnik sprzężenia linii $k = -2,7 \text{ dB}$



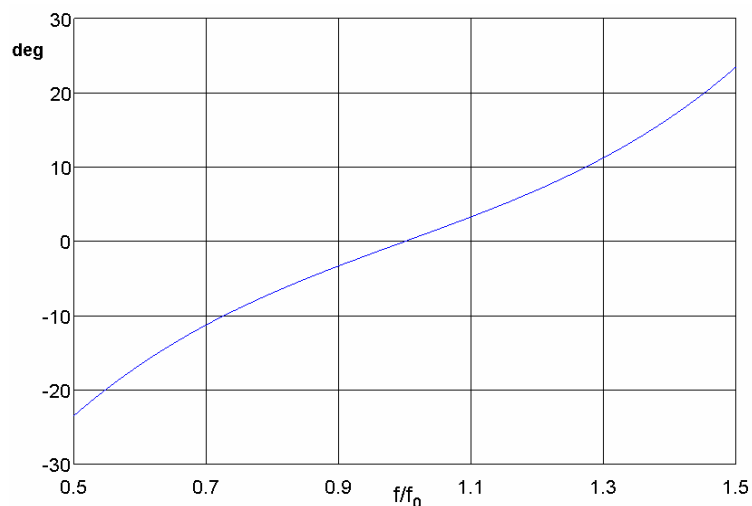
Rys. 3.60. Izolacja tandemowego połączenia dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych w zależności od sprzężenia pojedynczego sprzęgacza dla $f = f_0$

Dla celów przy projektowaniu szerokopasmowych macierzy Butlera jako sieci formowania wielu wiązek istotne jest uwzględnienie nie tylko charakterystyk amplitudowych zrealizowanego skrzyżowania linii transmisyjnych, ale także charakterystyk fazy różnicowej. Na rys. 3.61 przedstawiona jest charakterystyka fazy różnicowej transmisji tandemowego połączenia dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych i odcinka linii transmisyjnej o długości elektrycznej $\Theta = 135^\circ$. Można zauważyć, że układ ten wprowadza przesunięcie fazy 45° w szerokim zakresie częstotliwości. Należy podkreślić, że taka wartość przesunięcia

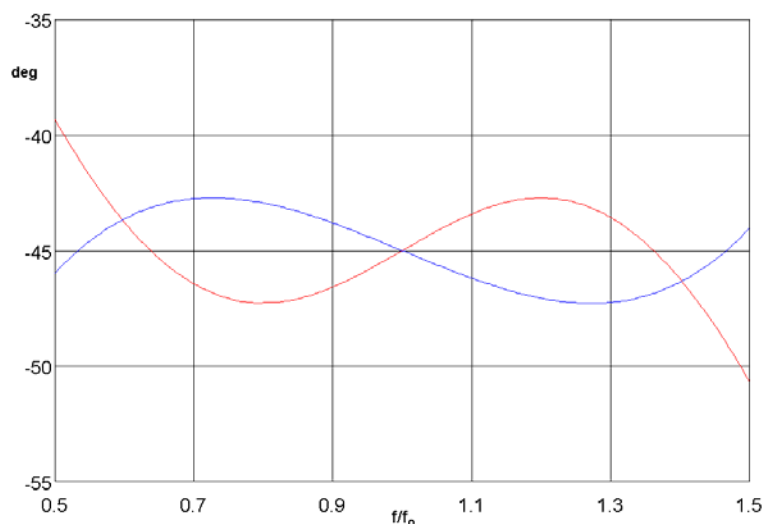
fazy jest wymagana dla realizacji macierzy Butlera stosowanej w sieci formowania wielu wiązek antenowych. W szczególnym przypadku macierzy Butlera 4 x 4 tandemowe połączenie dwóch 3dB/90° sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych pozwala na jednoczesną realizację dwóch istotnych elementów macierzy (patrz rys. 3.16), a mianowicie skrzyżowania linii transmisyjnych i dwóch przesuwników fazy 45°. Należy zaznaczyć, że układ ten pozwala na realizację jedynie 45° szerokopasmowego przesuwnika fazy. Na rys. 3.62 przedstawiona została obliczona charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją tandemowego połączenia dwóch 3dB/90° sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych a odcinkiem linii transmisyjnej, której długość została dobrana tak, aby zapewnić zerowe przesunięcie fazy dla częstotliwości środkowej. Można zauważyć, że charakterystyka fazy różnicowej wykazuje duże nachylenie. Nie jest więc możliwa realizacja szerokopasmowego skrzyżowania linii transmisyjnych wymaganego do połączenia macierzy Butlera 4 x 4 z elementami promieniującymi (skrzyżowania #2 z rys. 3.32). Dla porównania na rys. 3.63 przedstawione zostały charakterystyki fazy różnicowej szerokopasmowego przesuwnika fazy Schiffmana o przesunięciu fazy 45° oraz szerokopasmowego przesuwnika fazy 45° zrealizowanego z wykorzystaniem omawianego tandemowego połączenia dwóch sprzęgaczy 3dB/90°. Można zauważyć, że przy tym samym zafalowaniu charakterystyki fazy różnicowej przesuwnik fazy zrealizowany z wykorzystaniem własności tandemowego połączenia pracuje w szerszym zakresie częstotliwości.



Rys. 3.61. Obliczona charakterystyka fazy różnicowej transmisji tandemowego połączenia dwóch 3dB/90° sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych i odcinka linii transmisyjnej o długości elektrycznej $\Theta = 135^\circ$



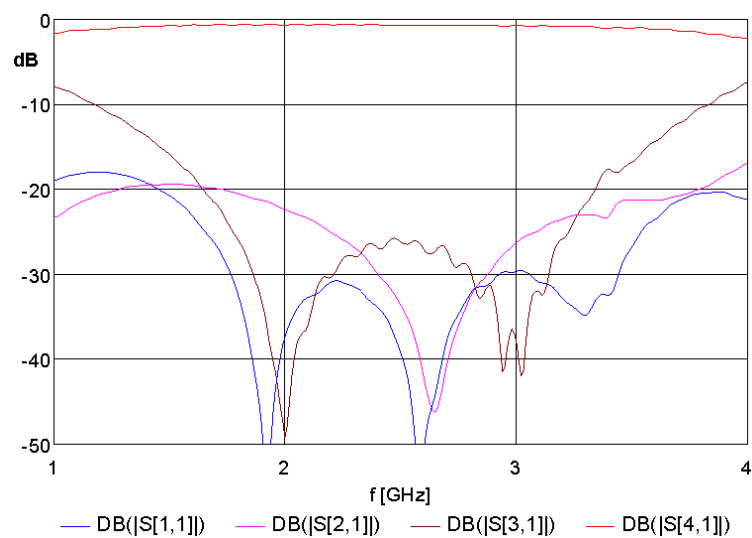
Rys. 3.62. Obliczona charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją tandemowego połączenia dwóch 3dB/90° sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych a odcinkiem linii transmisyjnej o długości elektrycznej $\Theta = 90^\circ$



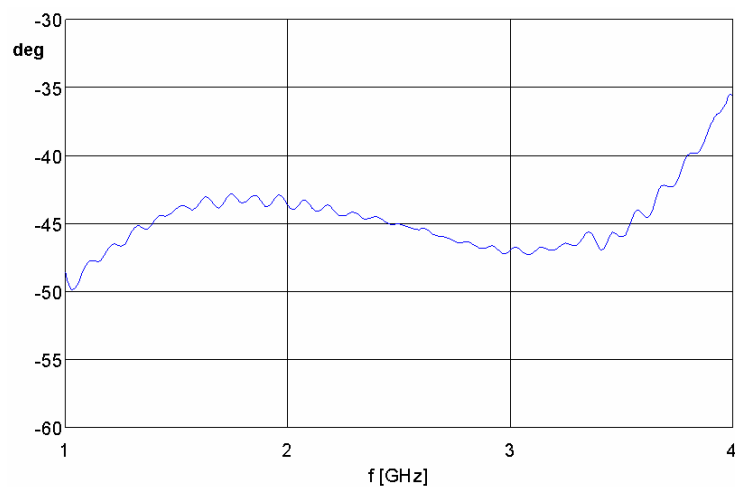
Rys. 3.63. Obliczona charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją tandemowego połączenia dwóch 3dB/90° sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych a odcinkiem linii transmisyjnej o długości elektrycznej $\Theta = 90^\circ$ (kolor niebieski) oraz jednosekcyjnego przesuwnika fazy Schiffmana (kolor czerwony)

W celu zbadania właściwości skrzyżowania linii transmisyjnych realizowanych z wykorzystaniem wykonanych w technice symetrycznych linii sprzężonych sprzęgaczy kierunkowych obliczone zostały charakterystyki amplitudowe i fazowe tandemowego połączenia dwóch sprzęgaczy 3dB/90°. W obliczeniach tych wykorzystane zostały wyniki pomiarów sprzęgacza pokazanego na rys. 3.11. Uzyskane charakterystyki amplitudowe przedstawione są na rys. 3.64, a charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją układu, a odcinkiem linii transmisyjnej o odpowiednio dobranej długości elektrycznej jest przedstawiona na rys. 3.65. Układ ten charakteryzuje się izolacją lepszą niż 25 dB w paśmie pracy pojedynczego sprzęgacza kierunkowego oraz

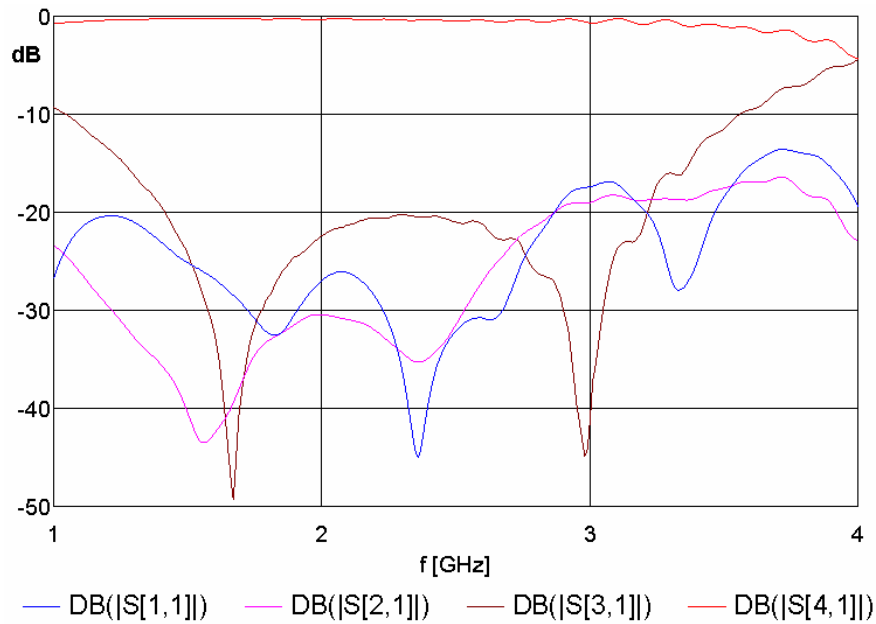
zafalowaniem fazy różnicowej mniejszym niż 2° . Podobnie można wyznaczyć charakterystyki skrzyżowania linii transmisyjnych projektowanego z wykorzystaniem sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych wykonanych w technice niesymetrycznych linii paskowych. Rysunki 3.66 i 3.67 przedstawiają charakterystyki częstotliwościowe skrzyżowania linii transmisyjnych zrealizowanego w postaci tandemowego połączenia dwóch sprzęgaczy obliczone na podstawie wyników pomiarów wykonanego sprzęgacza pokazanego na rys. 3.22. Układ ten charakteryzuje się izolacją lepszą niż 20 dB oraz zafalowaniem charakterystyki fazy różnicowej mniejszym niż 4° w szerokim zakresie częstotliwości.



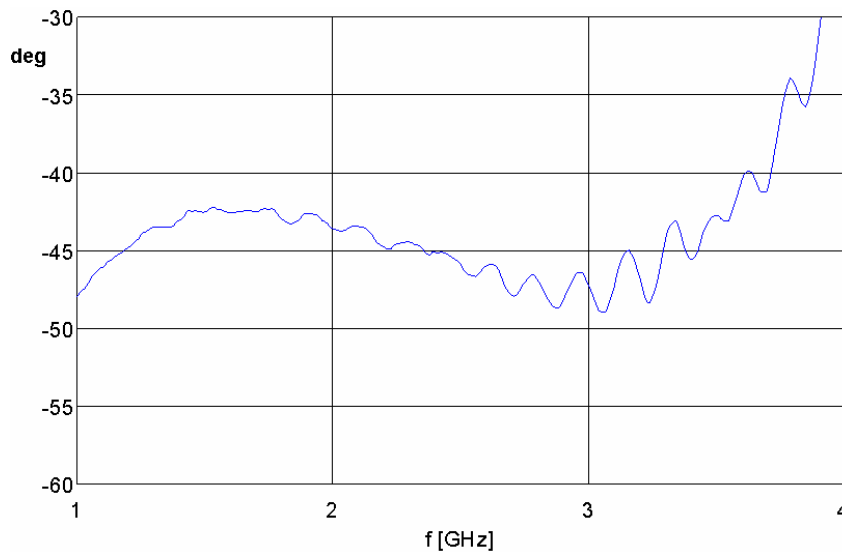
Rys. 3.64. Charakterystyki częstotliwościowe tandemowego połączenia dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych wykonanych w technice symetrycznych linii sprzężonych obliczone z uwzględnieniem wyników pomiarów sprzęgacza przedstawionych na rys. 3.12



Rys. 3.65. Charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją tandemowego połączenia dwóch $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych a odcinkiem linii transmisyjnej o długości elektrycznej $\Theta = 135^\circ$ obliczone z uwzględnieniem pomiarów sprzęgacza kierunkowego przedstawionych na rys. 3.12



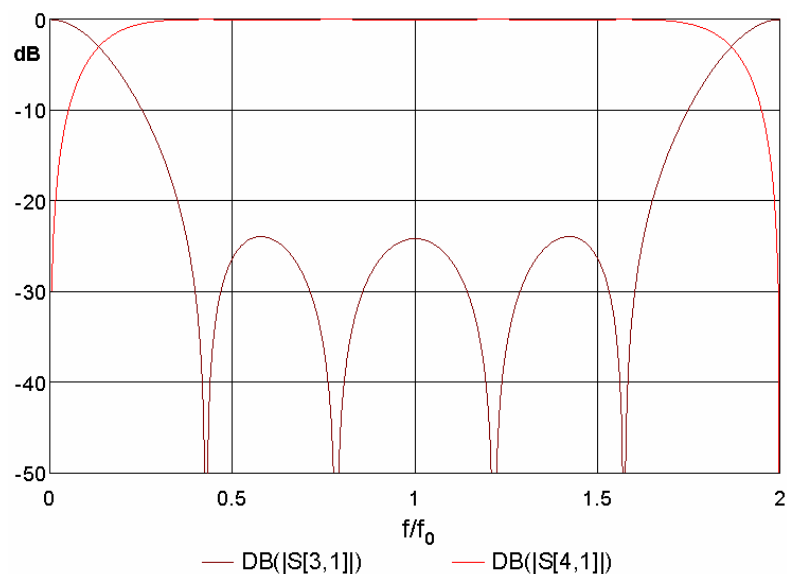
Rys. 3.66. Charakterystyki częstotliwościowe tandemowego połączenia dwóch sprzęgaczy kierunkowych wykonanych w technice niesymetrycznych sprzężonych linii paskowych obliczone z uwzględnieniem pomiarów sprzęgacza kierunkowego przedstawionego na rys. 3.22



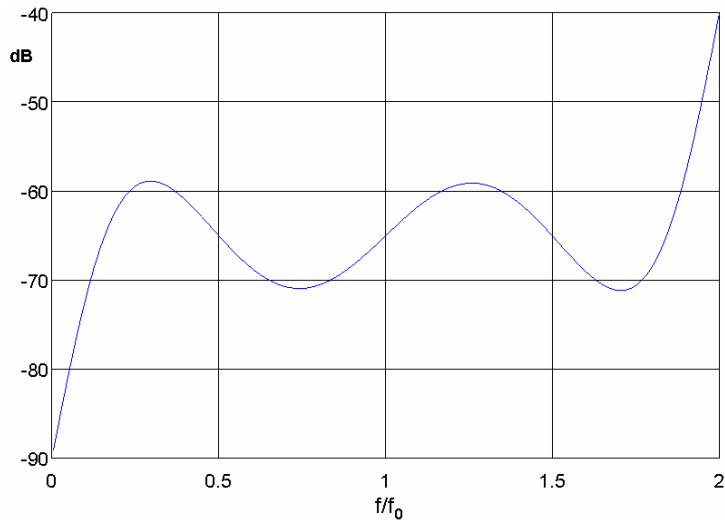
Rys. 3.67. Charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją tandemowego połączenia dwóch $3dB/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych a odcinkiem linii transmisyjnej o długości elektrycznej $\Theta = 135^\circ$ obliczone z uwzględnieniem pomiarów sprzęgacza kierunkowego przedstawionego na rys. 3.22

W rozdziale 3.1 przedstawiona została koncepcja macierzy Butlera o paśmie pracy przekraczającym jedną oktawę częstotliwości, która wymaga stosowania sprzęgaczy wielosekcyjnych. Projektowanie szerokopasmowych macierzy Butlera stwarza konieczność realizacji szerokopasmowych skrzyżowań linii transmisyjnych oraz szerokopasmowych przesuwników fazy. Na rys. 3.68 przedstawione zostały przykładowe charakterystyki skrzyżowania linii zrealizowanego w postaci połączenia

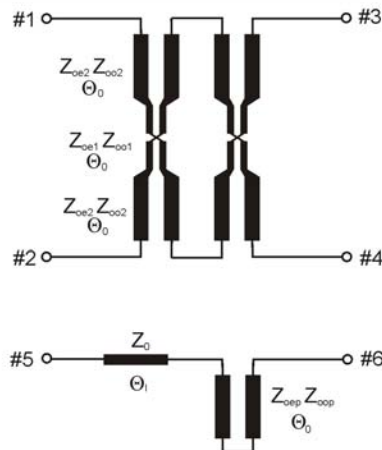
dwóch trójsekcyjnych sprzęgaczy o charakterystykach przedstawionych na rys. 3.24. Układ ten zapewnia izolację > 25 dB w szerokim paśmie pracy równym $B = 125\%$ ($f_2/f_1 = 4,2:1$). Należy zauważyć, że zrealizowane w ten sposób skrzyżowanie linii transmisyjnych wraz z linią odniesienia o odpowiedniej długości wprowadza różnicowe przesunięcie fazy równe 65° (rys. 3.69). Aby zapewnić szerokopasmowe przesunięcie fazy 45° , wymagane w macierzy Butlera 4×4 , Autor rozprawy proponuje modyfikację układu tandemowe połączenie sprzęgaczy – odcinek linii transmisyjnej polegającą na włączeniu dodatkowej sekcji C linii sprzężonych, tak jak zostało to przedstawione schematycznie na rys. 3.70. Rysunek 3.71 przedstawia charakterystykę fazy różnicowej zaproponowanego układu wykorzystującego sekcję C przesuwnika fazy Schiffmana, którą tworzy odcinek linii sprzężonych o impedancji rodzaju parzystego $Z_{oe} = 61 \Omega$ i nieparzystego $Z_{oo} = 40,98 \Omega$. Układ ten pozwala na uzyskanie równomiernie falistej charakterystyki fazy różnicowej 45° o zafalowaniu $2,5^\circ$ w zakresie częstotliwości przekraczającym pasmo pracy wykorzystanego sprzęgacza trójsekcyjnego.



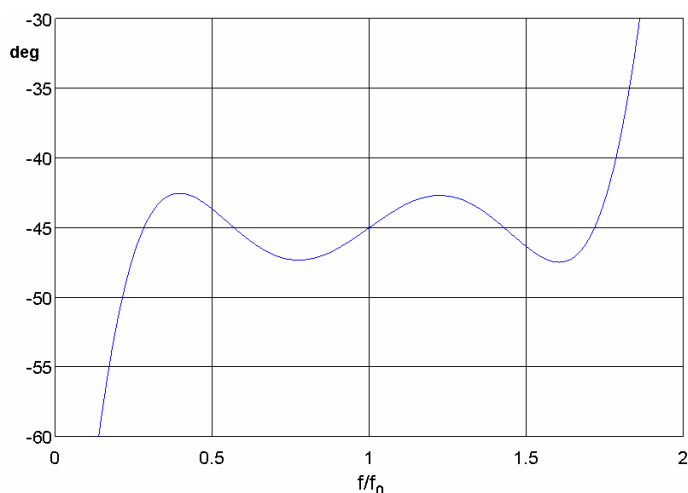
Rys. 3.68. Obliczone charakterystyki częstotliwościowe skrzyżowania linii transmisyjnych zrealizowanego jako tandemowe połączenie dwóch trójsekcyjnych $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych



Rys. 3.69. Obliczona charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją tandemowego połączenia dwóch trójsekcyjnych $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych, a odcinkiem linii transmisyjnej o długości elektrycznej $\Theta = 515^\circ$

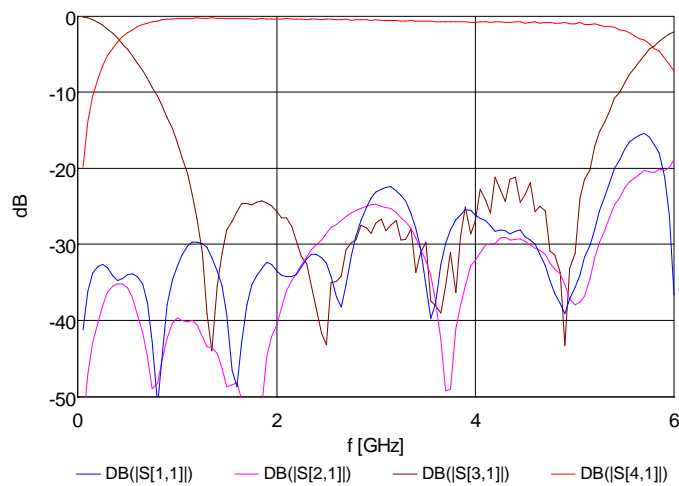


Rys. 3.70. Schemat szerokopasmowego skrzyżowania linii transmisyjnych wykonanego jako tandemowe połączenie dwóch trójsekcyjnych $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych wraz z układem korekcji fazy zapewniającym szerokopasmowe różnicowe przesunięcie fazy 45°

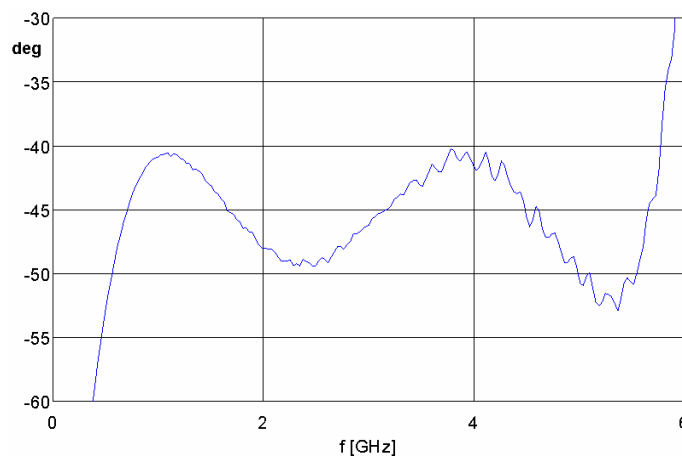


Rys. 3.71. Obliczona charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją tandemowego połączenia dwóch trójsekcyjnych $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych a układem korekcji fazy, w którym $\Theta_1 = 315^\circ$, $Z_{oe0} = 61 \Omega$, $Z_{oo0} = 40,98 \Omega$ i $\Theta_0 = 90^\circ$

W celu zbadania właściwości skrzyżowania linii transmisyjnych projektowanego z wykorzystaniem wielosekcyjnego sprzęgacza kierunkowego z rys. 3.30 obliczone zostały charakterystyki częstotliwościowe tandemowego połączenia dwóch takich sprzęgaczy. Na rys. 3.72 przedstawione zostały charakterystyki amplitudowe omawianego układu, a na rys. 3.73 - charakterystyki fazy różnicowej pomiędzy transmisją skrzyżowania i układem korekcji fazy. Układ ten składa się z odcinka linii transmisyjnej oraz sekcji C przesuwnika fazy Schiffmana, którą tworzy odcinek linii sprzężonych o impedancji rodzaju parzystego $Z_{oe} = 69,5 \Omega$ i nieparzystego $Z_{oo} = 35,97 \Omega$. Ze względu na rozrównowanie charakterystyk amplitudowych sprzęgacza skrzyżowanie to charakteryzuje się izolacją $I \geq 22 \text{ dB}$, a zafalowanie charakterystyki fazy różnicowej wynosi $\pm 5^\circ$.



Rys. 3.72. Charakterystyki częstotliwościowe tandemowego połączenia dwóch sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych obliczone na podstawie pomiarów trójsekcyjnego sprzęgacza kierunkowego przedstawionych na rys. 3.30



Rys. 3.73. Charakterystyka fazy różnicowej pomiędzy transmisją tandemowego połączenia dwóch trójsekcyjnych $3\text{dB}/90^\circ$ sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych a układem korekcji fazy, w którym $\Theta_l = 315^\circ$, $Z_{oe} = 69,5 \Omega$, $Z_{oo} = 35,97 \Omega$ i $\Theta_o = 90^\circ$ obliczona na podstawie pomiarów trójsekcyjnego sprzęgacza kierunkowego z rys. 3.30

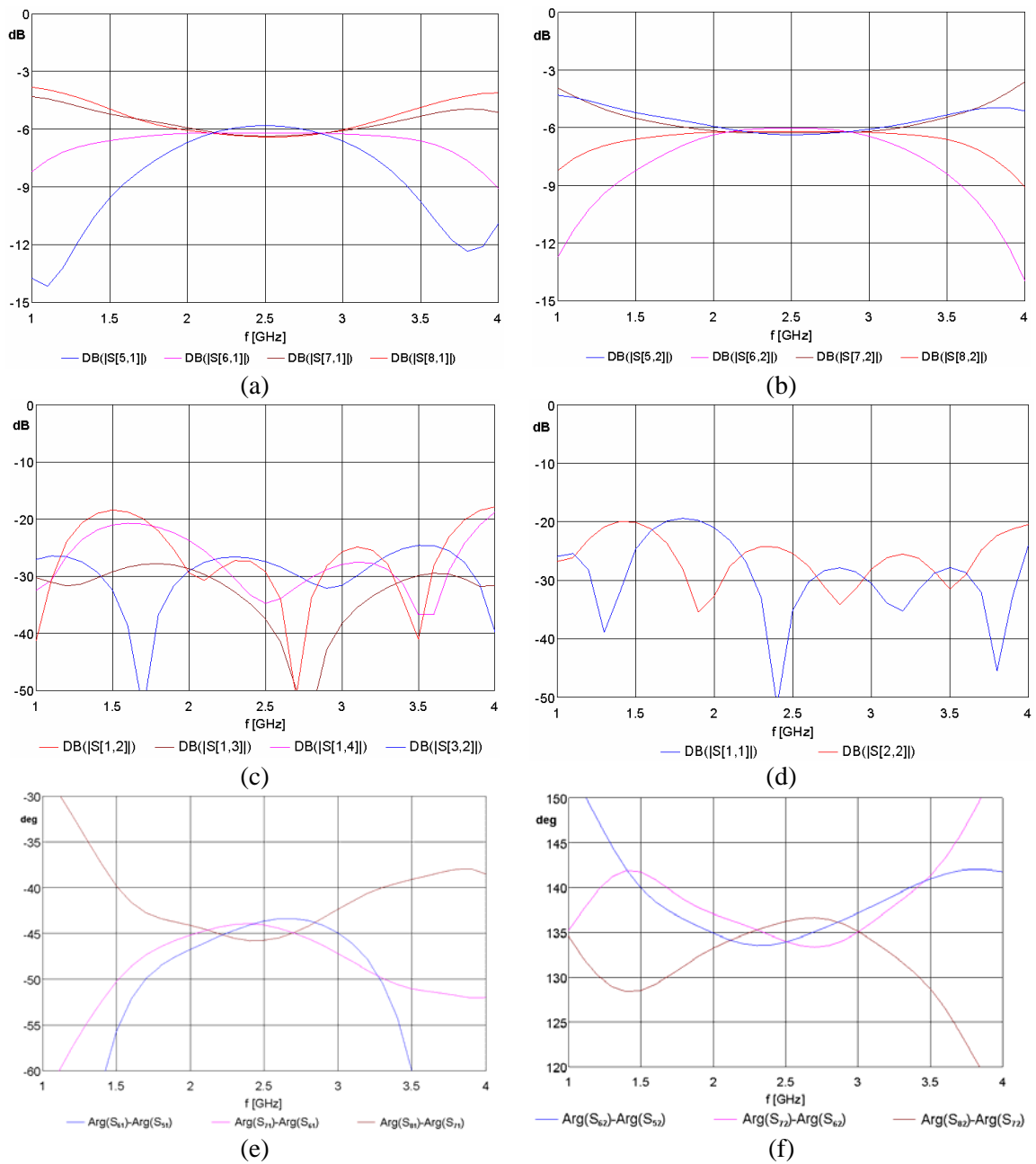
3.3. Macierze Butlera 4 x 4

Przedstawiona na rys. 3.1b macierz Butlera 4 x 4 została zaprojektowana zarówno w technice symetrycznych, jak i niesymetrycznych linii paskowych. Macierz tę tworzy połączenie 6 sprzęgaczy, z których dwa stanowią tandemowe połączenie pełniące funkcje zarówno skrzyżowania linii transmisyjnych, jak i szerokopasmowych przesuwników fazy 45° . Należy podkreślić fakt, że zastosowanie tandemowego połączenia do realizacji skrzyżowania linii transmisyjnych w macierzy Butlera 4 x 4 pozwala uniknąć konieczności wykonywania przejść między warstwami metalizacji, które może być wykonywane w postaci 'via-holi' lub z wykorzystaniem sprzężenia elektromagnetycznego [10].

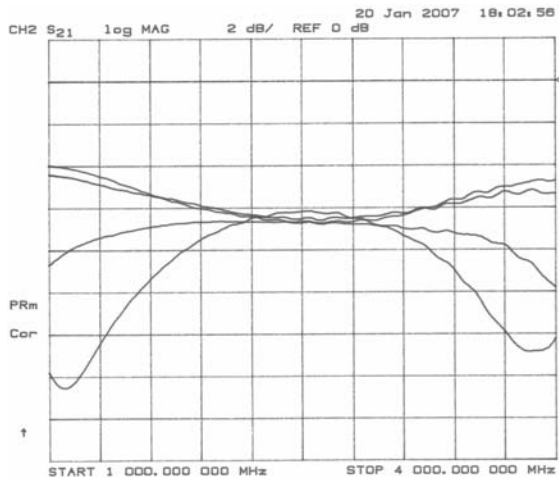
Wyniki analizy elektromagnetycznej macierzy Butlera 4 x 4 zaprojektowanej w technice symetrycznych linii paskowych są przedstawione na rys. 3.74, a wyniki pomiarów wykonanej macierzy – na rys. 3.75. Należy podkreślić dużą zgodność wyników analizy elektromagnetycznej z wynikami pomiarów. Wykonana macierz charakteryzuje się pasmem pracy 2 – 3 GHz, w którym rozrównowanie charakterystyk amplitudowych jest mniejsze niż $\pm 0,4$ dB, a odchyłka fazy różnicowej nie przekracza $\pm 4^\circ$. Ponadto, macierz ta charakteryzuje się bardzo dobrym dopasowaniem impedancyjnym oraz dużą izolacją poszczególnych wrót (RL i $I > 22$ dB), co zostało osiągnięte dzięki zastosowanej technice kompensacji reaktancji pasożytniczych. Fotografia wykonanej macierzy Butlera 4 x 4 przedstawiona jest na rys. 3.76.

Wyniki analizy elektromagnetycznej macierzy Butlera 4 x 4 zaprojektowanej w technice linii mikropaskowych przedstawione są na rys. 3.77, a wyniki pomiarów wykonanego modelu – na rys. 3.78 [42]. Można zauważyć, że macierz ta charakteryzuje się większym rozrównowaniem charakterystyk transmisji ze względu na to, że zastosowany został sprzęgacz o silniejszym sprzężeniu niż w przypadku macierzy Butlera wykonanej w technice symetrycznych linii paskowych. Również w tym przypadku uzyskana została duża zgodność wyników analizy elektromagnetycznej z wynikami pomiarów. Macierz charakteryzuje się pasmem pracy 1,5 – 3,1 GHz, w którym rozrównowanie charakterystyk amplitudowych jest mniejsze niż ± 1 dB, a odchyłka fazy różnicowej nie przekracza $\pm 6^\circ$. Macierz ta charakteryzuje się bardzo

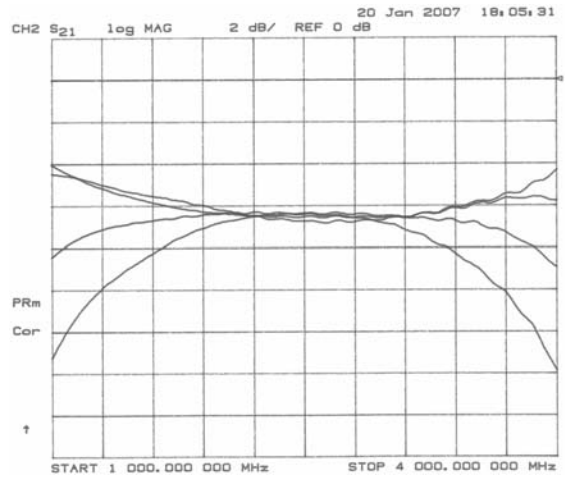
dobrym dopasowaniem impedancyjnym oraz dużą izolacją poszczególnych wrót (RL i I > 25 dB). Zdjęcie wykonanej macierzy Butlera 4 x 4 jest przedstawione na rys. 3.79.



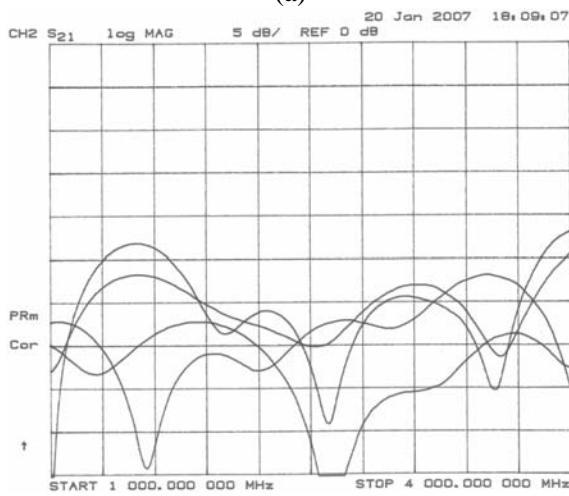
Rys. 3.74. Charakterystyki częstotliwościowe macierzy Butlera 4 x 4 zaprojektowanej w technice symetrycznych linii paskowych. Charakterystyki transmisji (a) i (b), izolacji (c), dopasowania impedancyjnego (d) oraz fazy różnicowej (e) i (f). Wyniki obliczeń elektromagnetycznych



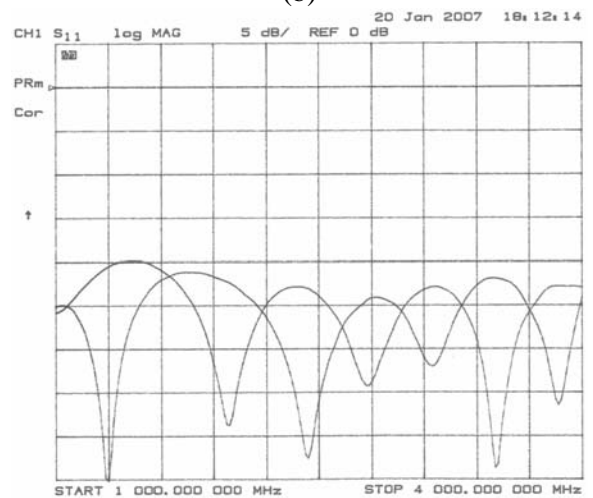
(a)



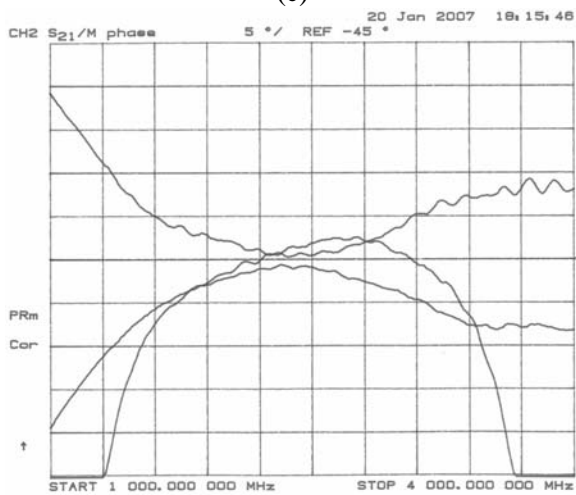
(b)



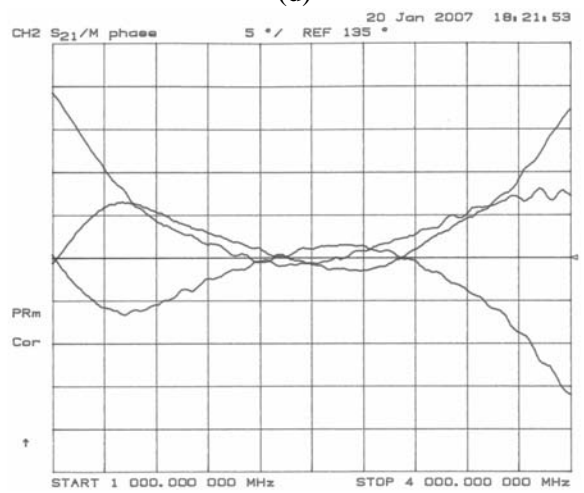
(c)



(d)

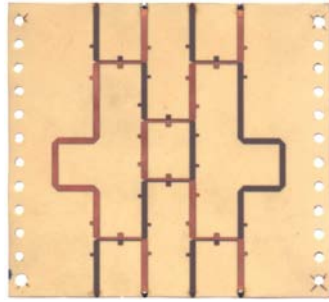


(e)

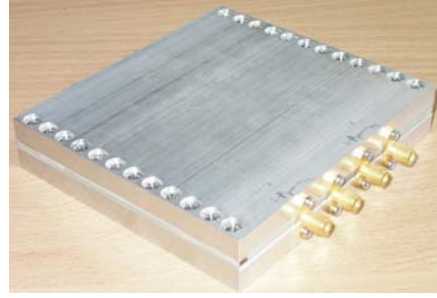


(f)

Rys. 3.75. Charakterystyki częstotliwościowe macierzy Butlera 4 x 4 zaprojektowanej w technice symetrycznych linii paskowych. Charakterystyki transmisji (a) i (b), izolacji (c), dopasowania impedancyjnego (d) oraz fazy różnicowej (e) i (f). Wyniki pomiarów

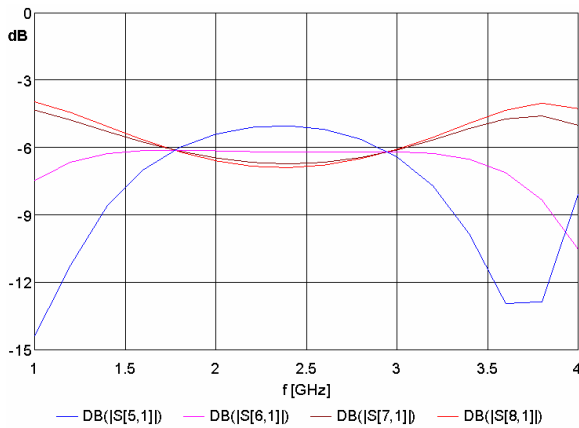


(a)

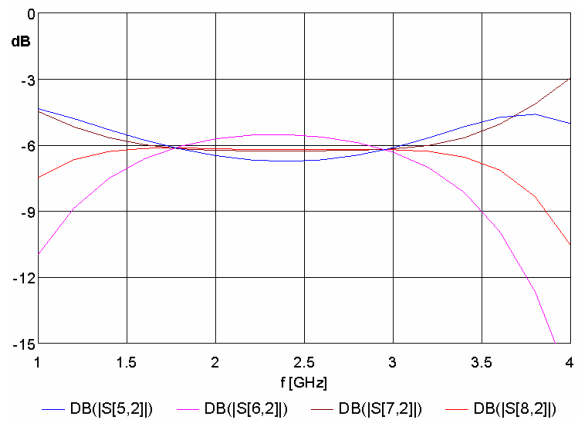


(b)

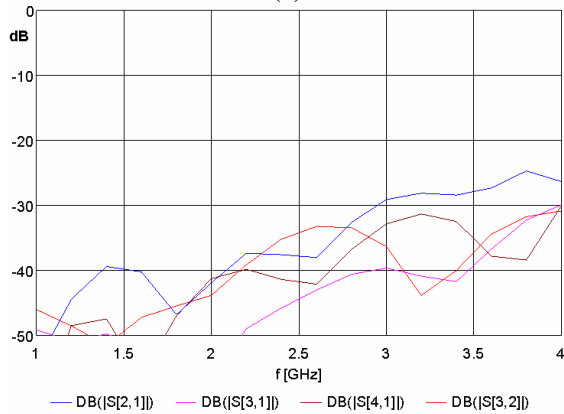
Rys. 3.76. (a) Fotografia środkowej warstwy laminatu, na którym wykonana jest macierz Butlera 4 x 4 w technice symetrycznych linii paskowych oraz (b) fotografia wykonanego modelu



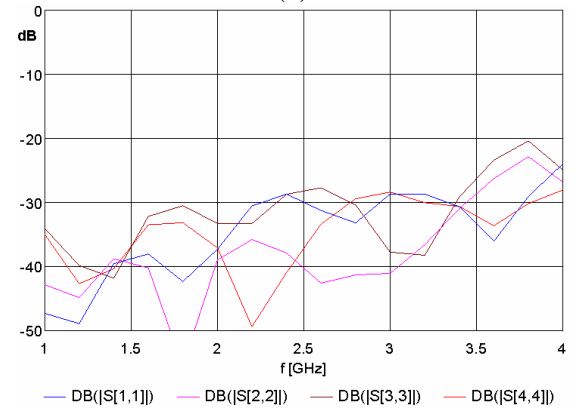
(a)



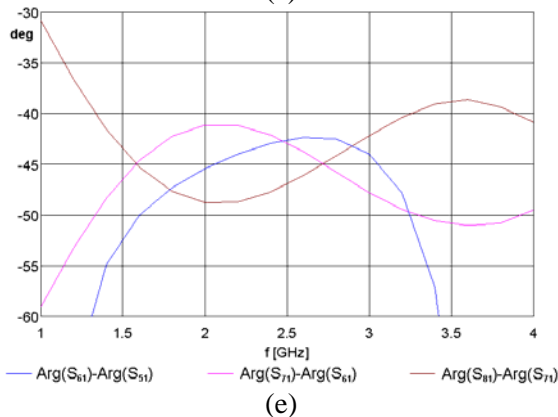
(b)



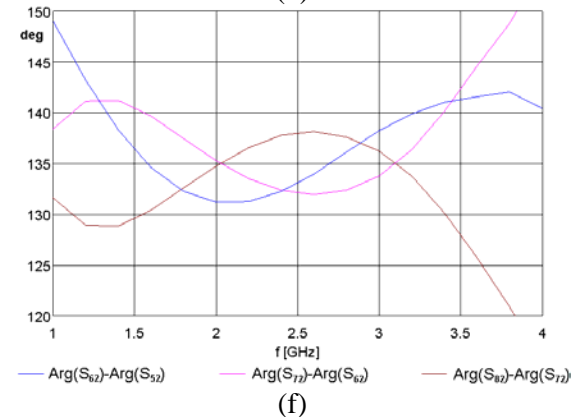
(c)



(d)

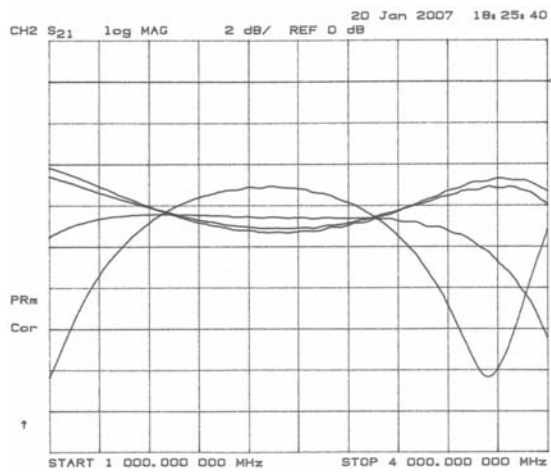


(e)

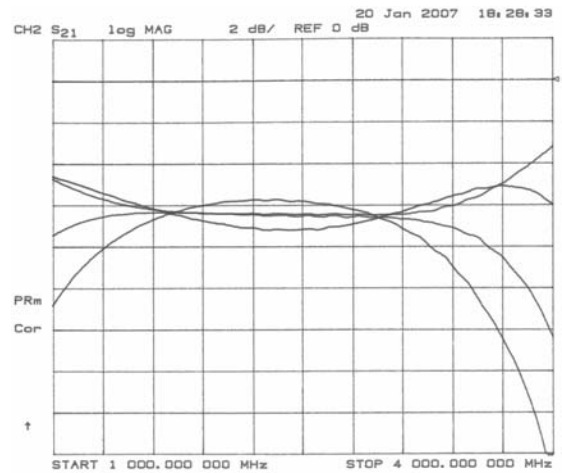


(f)

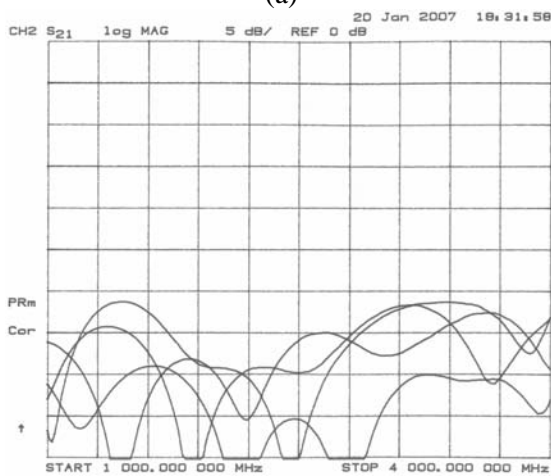
Rys. 3.77. Charakterystyki częstotliwościowe macierzy Butlera 4 x 4 zaprojektowanej w technice niesymetrycznych linii paskowych. Charakterystyki transmisji (a) i (b), izolacji (c), dopasowania impedancyjnego (d) oraz fazy różnicowej (e) i (f). Wyniki obliczeń elektromagnetycznych



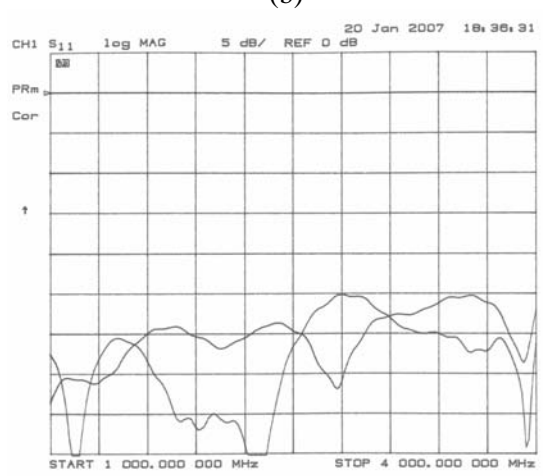
(a)



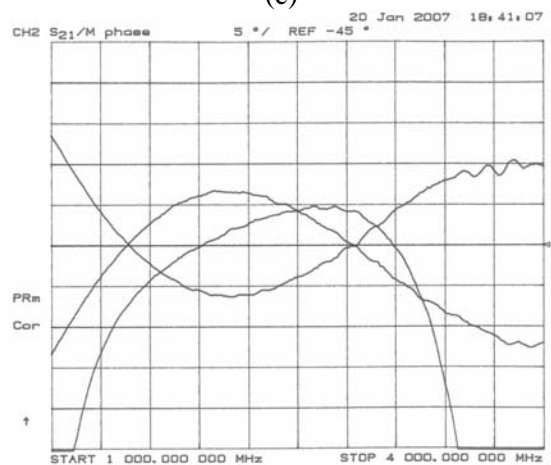
(b)



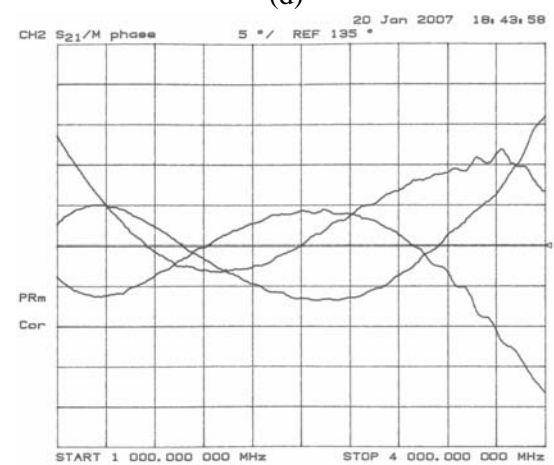
(c)



(d)

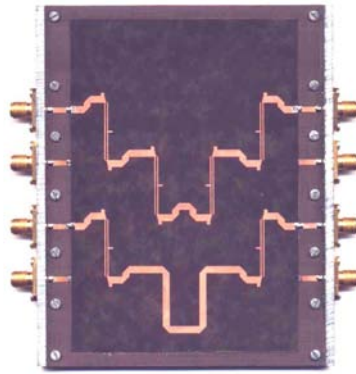


(e)



(f)

Rys. 3.78. Charakterystyki częstotliwościowe macierzy Butlera 4×4 zaprojektowanej w technice niesymetrycznych linii paskowych. Charakterystyki transmisji (a) i (b), izolacji (c), dopasowania impedancyjnego (d) oraz fazy różnicowej (e) i (f). Wyniki pomiarów



Rys. 3.79. Zdjęcie macierzy Butlera 4 x 4 wykonanej w technice niesymetrycznych linii paskowych [42]

* * *

W niniejszym rozdziale Autor przedstawił własne wyniki badań nad szerokopasmowymi sieciami formowania wielu wiązek antenowych. W celu pozyskania szerokiego pasma pracy wybrana została technika linii sprzężonych, w której zaprojektowane zostały 3dB sprzęgacze kierunkowe będące podstawowym elementem projektowanych macierzy Butlera. Zaprojektowane i wykonane zostały: (i) 3dB/90° sprzęgacz kierunkowy w technice symetrycznych sprzężonych linii paskowych oraz (ii) 3dB sprzęgacz zrealizowany w technice niesymetrycznych wielowarstwowych linii sprzężonych, który wraz z odcinkami linii korygującymi charakterystyki fazowe pełni rolę sprzęgacza 3dB/90°. Różne techniki realizacji sprzęgaczy podyktowane zostały odmiennym ich zastosowaniem. Układy projektowane w technice symetrycznych linii paskowych TEM odznaczają się większą sztywnością uwarstwionej struktury dielektrycznej, są więc trudniejsze do stosowania w zintegrowanych konforemnych układach antenowych, w przeciwieństwie do układów realizowanych w technice niesymetrycznych linii paskowych. W celu uzyskania dobrego dopasowania impedancyjnego i dużej izolacji projektowanych sprzęgaczy kierunkowych o liniach sprzężonych wykorzystana została technika pojemnościowej kompensacji reaktancji pasożytniczych powstających w miejscach dołączenia linii sygnałowych do linii sprzężonych opracowana przy znaczącym udziale Autora rozprawy [39], [40]. Dzięki tej technice pozyskano bardzo dobre parametry zaprojektowanych sprzęgaczy: w szerokim zakresie częstotliwości co najmniej 25dB izolacja i straty powrotu w przypadku sprzęgacza wykonanego w technice symetrycznych linii sprzężonych i co najmniej 30dB izolacja i straty powrotu w przypadku sprzęgacza wykonanego w technice niesymetrycznych linii paskowych. Ponadto Autor wykazał skuteczność techniki kompensacji pojemnościowej w projektowaniu i optymalizacji

wielosekcyjnych symetrycznych sprzęgaczy kierunkowych, dla których istotne staje się uwzględnienie reaktancji nieciągłości powstających w miejscach połączenia poszczególnych sekcji linii sprzężonych o różnym współczynniku sprzężenia. Wykazana została możliwość znacznej poprawy izolacji i dopasowania impedancyjnego wielosekcyjnych symetrycznych sprzęgaczy kierunkowych na przykładzie trójsekcyjnego symetrycznego 3dB sprzęgacza kierunkowego. Zmierzona izolacja wykonanego sprzęgacza jest lepsza niż 30 dB, a straty powrotu lepsze niż 20 dB w zakresie częstotliwości od 0,8 do 5,6 GHz. Przedyskutowana i wykazana została także możliwość realizacji 45° przesuwników fazy w postaci tandemowego połączenia dwóch 3dB/90° sprzęgaczy kierunkowych – zarówno w wersji sprzęgacza pojedynczego jak i sprzęgacza o trzech sekcjach linii sprzężonych - i linii odniesienia, cechujących się równomiernie falistymi charakterystykami fazy różnicowej. Rozwiązanie to realizuje jednocześnie skrzyżowanie linii transmisyjnych występujące w układzie macierzy Butlera. Wykazana została możliwość realizacji takiego skrzyżowania z wykorzystaniem sprzęgaczy wielosekcyjnych, w przypadku których pozyskanie równomiernie falistej charakterystyki fazy różnicowej wymaga zastosowania dodatkowej sekcji C linii sprzężonych stosowanych w przesuwnikach fazy Schiffmana. Ponadto Autor zaproponował sposób realizacji skrzyżowań linii transmisyjnych o polepszonych parametrach niezbędnych w projektowaniu w pełni zintegrowanych układów antenowych. Zaprojektowane i wykonane skrzyżowania linii transmisyjnych zarówno w technice symetrycznych, jak i niesymetrycznych linii paskowych cechują się dużą izolacją oraz dobrym dopasowaniem impedancyjnym w szerokim paśmie pracy.

Zaprezentowane zoptymalizowane sprzęgacze kierunkowe użyte zostały w szerokopasmowych macierzach Butlera. Zaprojektowane i wykonane zostały macierze Butlera 4 x 4 w technice zarówno symetrycznych linii paskowych (macierz pracująca w paśmie 2 do 3 GHz i charakteryzująca się rozkompensowaniem charakterystyk amplitudowych $\pm 0,4$ dB, odchyłką fazy $\pm 4^\circ$, oraz stratami powrotu i izolacją lepszymi niż 22 dB), jak i niesymetrycznych linii paskowych (macierz pracująca w paśmie 1,5 do 3,1 GHz i charakteryzująca się rozkompensowaniem charakterystyk amplitudowych ± 1 dB, odchyłką fazy $\pm 6^\circ$, oraz stratami powrotu i izolacją lepszymi niż 25 dB). Należy jeszcze raz podkreślić, że bardzo dobre własności opracowanych macierzy Butlera pozyskane zostały dzięki zoptymalizowanym skompensowanym sprzęgaczom kierunkowym o znacząco polepszonych parametrach.

Rozdział 4. Planarne wielowiązkowe układy antenowe

W niniejszym rozdziale przedstawione zostały zagadnienia związane z projektowaniem planarnych wielowiązkowych układów antenowych z macierzą Butlera jako siecią formowania wielu wiązek. Zaprezentowany został przegląd najczęściej stosowanych metod zasilania mikropaskowych elementów promieniujących. Przedstawiony został, zaproponowany przez Autora rozprawy, nowy sposób sprzęgania mikropaskowego elementu promieniującego z symetryczną linią paskową, w którym - poprzez wykonanie dodatkowej szczeliny w dolnym ekranie linii paskowej - uzyskuje się dobre dopasowanie impedancyjne promiennika. Przedstawiona została również dyskusja wpływu odległości pomiędzy elementami promieniującymi oraz kierunkowości pojedynczego elementu promieniującego na możliwy do uzyskania poziom listków bocznych oraz poziom listka dyfrakcyjnego. Opisane zostały zaprojektowane i wykonane w pełni zintegrowane czterowiązkowe układy antenowe z macierzą Butlera, w tym dwupasmowy układ antenowy, w którym dwa wiersze antenowe pracujące w dwóch rozłącznych pasmach częstotliwości zostały dołączone do szerokopasmowej macierzy Butlera poprzez układy diplexerów częstotliwości. Ponadto, Autor rozprawy zaproponował wielowiązkowe układy antenowe, w których uzyskuje się obniżenie poziomu listków bocznych poprzez zwiększenie liczby elementów promieniujących oraz zastosowanie dzielników mocy o nierównomiernym podziale dołączonych do wyjść macierzy Butlera. Przeprowadzona została dyskusja możliwości obniżenia listków bocznych zarówno w przypadku bezstratnych, jak i stratnych sieci formowania wiązek. Przedstawiony został także sposób numerycznej optymalizacji charakterystyk promieniowania układów antenowych o obniżonych listkach bocznych pozwalający na wyznaczenie współczynników pobudzeń poszczególnych elementów promieniujących układu oraz współczynników podziału mocy w dzielnikach stosowanych w sieciach formowania wielu wiązek.

4.1. Mikropaskowe elementy promieniujące

W procesie projektowania zintegrowanych anten wielowiązkowych powstaje problem wyboru pojedynczego elementu promieniującego. Ze względu na to, że zagadnienia omawiane w niniejszej pracy są ograniczone do układów antenowych projektowanych w technice linii paskowych, istotnym jest opracowanie odpowiednich paskowych elementów promieniujących umożliwiających łatwą ich integrację z sieciami formowania wiązki. W rozdziale 3 opracowane zostały sieci formowania wiązek zarówno w technice symetrycznych, jak i niesymetrycznych linii paskowych, zachodzi więc potrzeba zaprojektowania mikropaskowych elementów promieniujących w każdej z wymienionych technik.

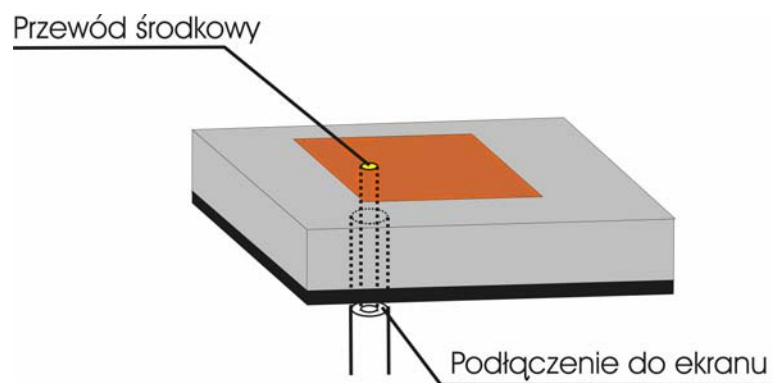
W procesie projektowania promienników mikropaskowych istotnym zagadnieniem jest wybór sposobu zasilania, decydujący o ich podstawowych własnościach. Znanych jest kilka podstawowych sposobów pobudzenia mikropaskowego elementu promieniującego [7], [77], [96], [114]. Najprostszym sposobem sprzężenia mikropaskowego elementu promieniującego z linią transmisyjną jest dołączenie linii mikropaskowej bezpośrednio do krawędzi promiennika, w tym przypadku linia zasilająca oraz promiennik umieszczone są na wspólnym podłożu dielektrycznym (rys. 4.1). Linia zasilająca jest dołączona do promiennika w miejscu, w którym uzyskuje się dobre dopasowanie impedancyjne. W rozwiązaniu tym sieć zasilania oraz elementy promieniujące umieszczone są na tej samej warstwie [106], [107], [108]. Powoduje to wzrost promieniowania niepożądanego pochodzącego od sieci formowania wiązki, które może zwiększać poziom listków bocznych i zmniejszać tłumienie polaryzacji ortogonalnej, pogarszając parametry anteny.

Odmiernym sposobem zasilania jest pobudzenie elementu promieniującego za pomocą linii koncentrycznej (rys. 4.2). Przewód środkowy przechodzi przez dielektryk i jest podłączony do promiennika, a przewód zewnętrzny dołączony jest do ekranu. Impedancja wejściowa zależy od punktu dołączenia przewodu środkowego, a więc dopasowanie impedancyjne uzyskuje się poprzez odpowiednie umiejscowienie punktu dołączenia przewodu środkowego. W strukturze tej promiennik i układ zasilania umieszczone są po dwóch stronach ekranu, co zapewnia, że elementy promieniujące i sieci zasilania są od siebie odseparowane. Podłoża dielektryczne mogą być więc wybierane niezależnie, co pozwala na niezależną optymalizację własności układu antenowego i układu zasilania. W rozwiązaniu tym pojawia się problem indukcyjności

pasożytniczej wynikającej z długości przewodu środkowego, co powoduje trudność uzyskania dobrego dopasowania impedancyjnego w przypadku grubszych podłoży dielektrycznych.

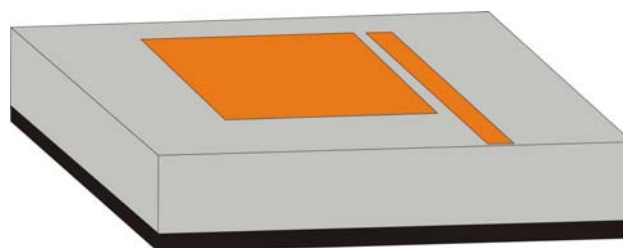


Rys. 4.1. Antena zasilana linią mikropaskową umieszczoną na wspólnej powierzchni



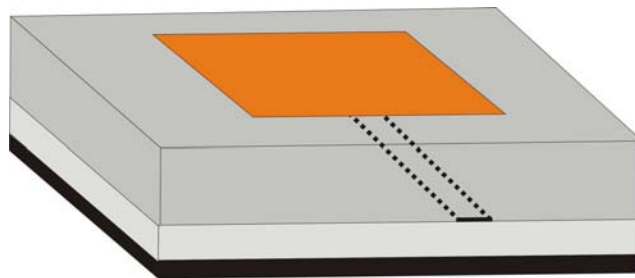
Rys. 4.2. Antena zasilana kablem koncentrycznym

Innym sposobem pobudzenia mikropaskowego elementu promieniującego jest zastosowanie sprzężenia elektromagnetycznego linii zasilającej z promiennikiem. Na rys. 4.3 przedstawiony jest element promieniujący sprzężony z linią paskową, w którym nie ma galwanicznego połączenia pomiędzy elementem promieniującym i linią. Kilka promienników może być pobudzonych poprzez tę samą linię w celu realizacji układu antenowego [106], [107]. Tym niemniej taka struktura uniemożliwia niezależne optymalizowanie parametrów anten i układów zasilania, ze względu na fakt, że są wykonywane na wspólnym podłożu.



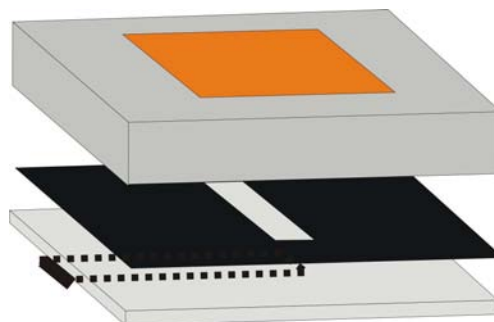
Rys.4.3. Element promieniujący sprzężony z linią mikropaskową

Sprężenie zbliżeniowe ma również miejsce, gdy promiennik i linia zasilająca umieszczone są na różnych warstwach. Promieniowanie od linii zasilającej może być zredukowane poprzez użycie cienkiego podłoża o dużej przenikalności elektrycznej, a dobre parametry radiacyjne promiennika uzyskuje się poprzez wykonanie go na grubszej warstwie dielektrycznej o małej przenikalności (rys. 4.4). Jednocześnie istnieje możliwość oddzielnej optymalizacji parametrów linii zasilającej i promiennika. Takie rozwiązanie pozwala na poszerzenie pasma pracy.



Rys. 4.4. Antena zasilana poprzez linię „zanurzoną” w dielektryku

Kolejny przykład promiennika, w którym zastosowane jest sprzężenie elektromagnetyczne w celu pobudzenia elementu promieniującego, jest przedstawiony na rys. 4.5. W rozwiązaniu tym sieć zasilająca jest odseparowana od elementu promieniującego ekranem, a sprzężenie uzyskuje się poprzez szczelinę wykonaną w ekranie [53], [54], [55], [97]. Promieniowanie od sieci zasilającej może być wyeliminowane poprzez zastosowanie dodatkowego ekranu. W promienniku tym możliwy jest niezależny wybór podłoża dielektrycznego elementu promieniującego i sieci zasilającej. Szczelina wykonana w ekranie, dzięki której pozyskuje się sprzężenie, nie powinna promieniować, ponieważ spowodowałoby to wzrost listka wstecznego anteny, a wymiary szczeliny powinny być dobrane tak, aby uniknąć rezonansu w paśmie pracy.

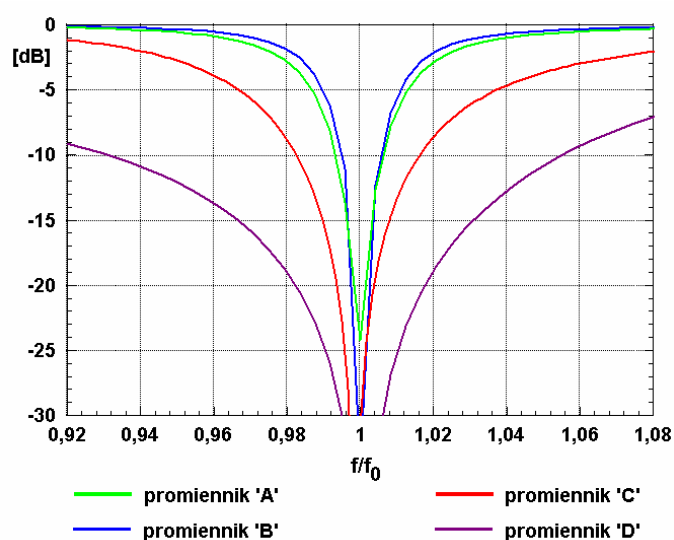


Rys. 4.5. Antena zasilana poprzez szczelinę

Podstawowe parametry elementów promieniujących, obliczone elektromagnetycznie dla promiennika z rys. 4.1 - promiennik 'A', z rys. 4.2 - promiennik 'B', z rys. 4.4 - promiennik 'C' oraz z rys. 4.5 - promiennik 'D', są przedstawione w tabeli 4.1, a obliczone charakterystyki dopasowania impedancyjnego - na rys. 4.6.

Tabela 4.1. Szerokości pasma pracy (B), zyski energetyczne (G) oraz tłumienia polaryzacji ortogonalnej (XP) obliczone dla poszczególnych promienników [96]

promiennik	B [%] (RL > 20 dB)	B [%] (RL > 10 dB)	G [dBi]	XP [dB]
'A'	0,33	1,25	6,9	30
'B'	0,33	1,04	5,9	22,8
'C'	1,09	3,34	8,29	18,4
'D'	3,58	12,47	8,78	45

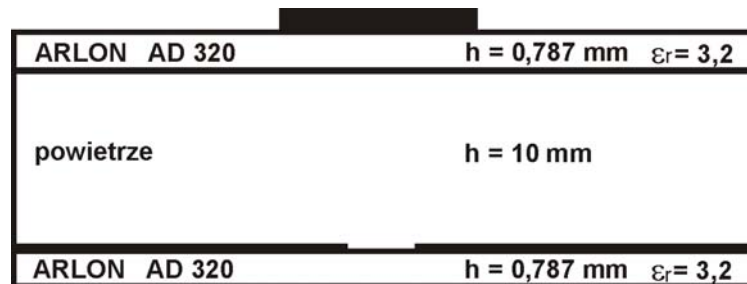


Rys. 4.6. Obliczone charakterystyki dopasowania impedancyjnego poszczególnych promienników

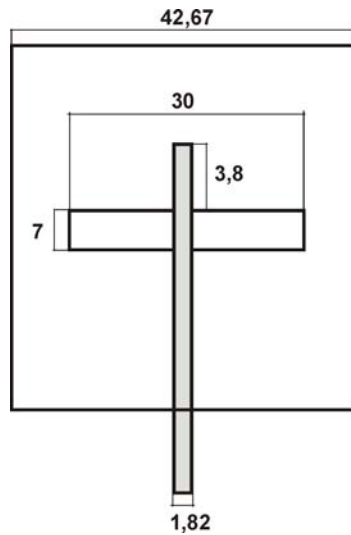
Na podstawie przedstawionych wyników można zauważyć, że najszersze pasmo pracy uzyskuje się w przypadku zasilania elementu promieniującego przez szczelinę w ekranie. Antena taka charakteryzuje się również największym zyskiem energetycznym wynikającym z możliwości zastosowania grubszego podłoża dielektrycznego o znacznie mniejszej przenikalności elektrycznej niż w przypadku pozostałych promienników. Powyższe właściwości elementów promieniujących zasilanych przez szczelinę w ekranie oraz fakt, że promienniki te są strukturami planarnymi, łatwo

integrowalnymi w złożonych układach antenowych, sprawiły, że technika ta została wybrana do badań nad zintegrowanymi wielowiązkowymi układami antenowymi.

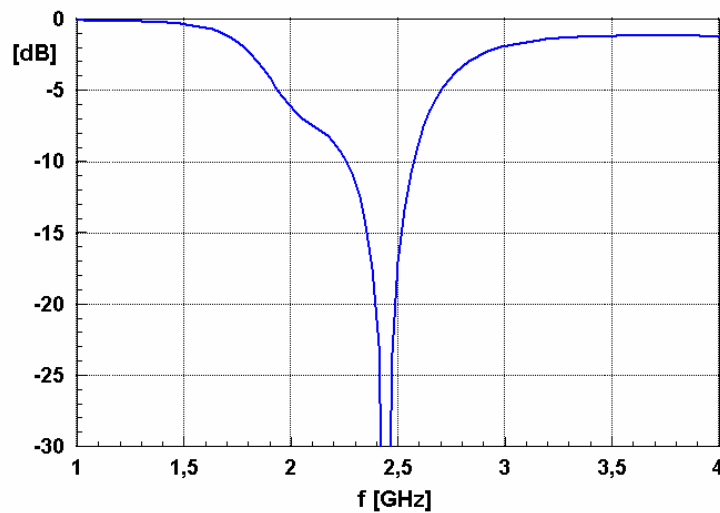
Przykładem promiennika wykorzystującego technikę sprzężenia elektromagnetycznego z linią zasilającą wykonaną w technice niesymetrycznych linii paskowych jest element antenowy zaprojektowany w strukturze dielektrycznej przedstawionej na rys. 4.7. W układzie tym element promieniujący wykonany jest na laminacie AD 320 o grubości $h = 0,787$ mm i przenikalności elektrycznej względnej $\epsilon_r = 3,2$ umieszczonym w odległości 10 mm od drugiej warstwy tego samego laminatu, na której wykonana jest linia mikropaskowa oraz szczelina sprzęgająca. Wymiary geometryczne zaprojektowanego promiennika są przedstawione na rys. 4.8, a wyniki analizy elektromagnetycznej – na rysunkach 4.9 i 4.10. Uzyskane pasmo pracy wynosi 350 MHz (2,25 do 2,6 GHz), w którym straty powrotu są lepsze niż 10 dB, a zysk energetyczny jest lepszy niż 7,9 dBi. Na rys. 4.11 przedstawione są obliczone charakterystyki promieniowania, które wykreślone są w dwóch płaszczyznach (wektora E i H). Można zauważyć, że 3dB szerokość wiązki głównej w płaszczyźnie wektora E i H wynosi odpowiednio 64° i 80° . Rysunki 4.12 – 4.14 przedstawiają wyniki pomiarów wykonanego elementu antenowego. Promiennik ten charakteryzuje się dopasowaniem impedancyjnym lepszym niż 10 dB w założonym paśmie pracy, zyskiem energetycznym lepszym niż 7 dBi oraz szerokością wiązki w płaszczyźnie wektora E równą 61° , a w płaszczyźnie wektora H - 73° . Różnice pomiędzy wartościami obliczonymi, a zmierzonymi mogą być spowodowane tym, że obliczenia elektromagnetyczne były wykonane przy założeniu nieskończenie rozległej płaszczyzny ekranu oraz bezstratnych warstw dielektrycznych. Rysunek 4.15 przedstawia zdjęcie wykonanego elementu promieniującego.



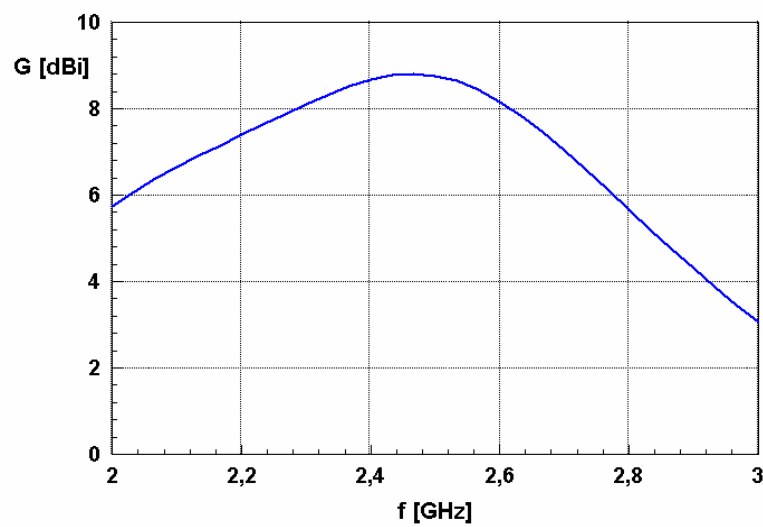
Rys. 4.7. Przekrój poprzeczny układu warstw tworzących promiennik sprzężony elektromagnetycznie z linią mikropaskową



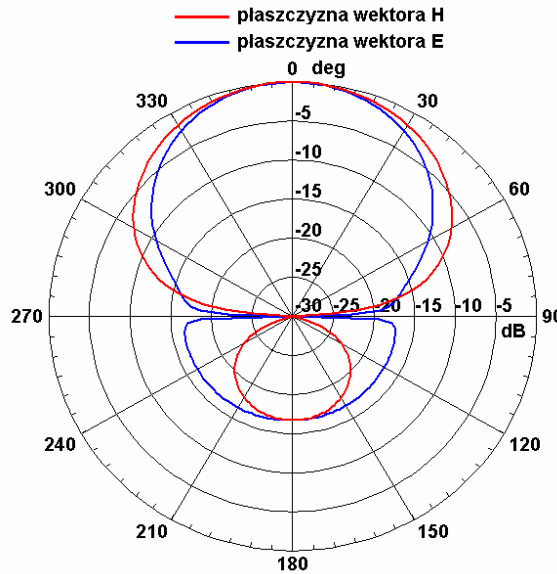
Rys. 4.8. Geometria zaprojektowanego promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z linią mikropaskową



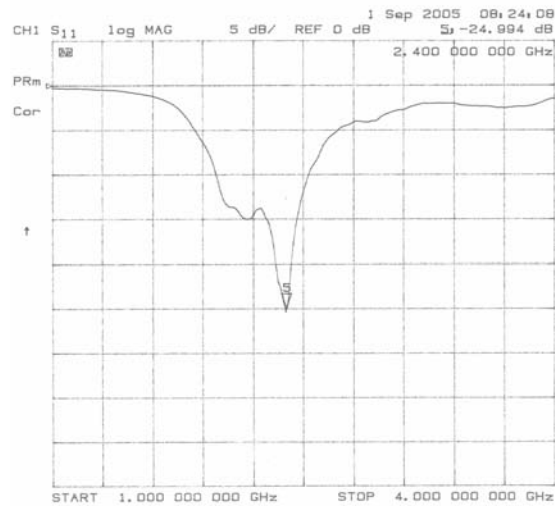
Rys. 4.9. Charakterystyka dopasowania impedancyjnego promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z linią mikropaskową. Wyniki analizy elektromagnetycznej



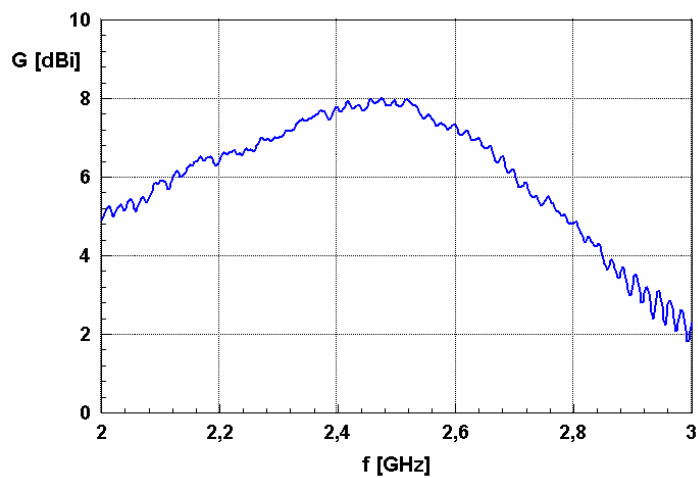
Rys. 4.10. Zysk energetyczny promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z linią mikropaskową. Wyniki analizy elektromagnetycznej



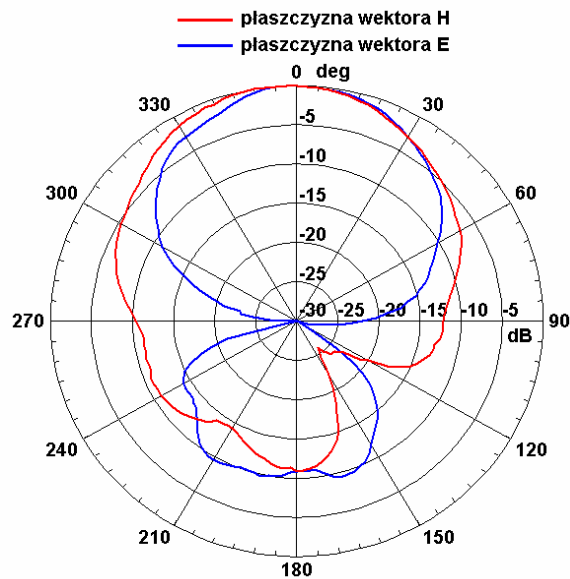
Rys. 4.11. Charakterystyki promieniowania promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z linią mikropaskową. Wyniki analizy elektromagnetycznej



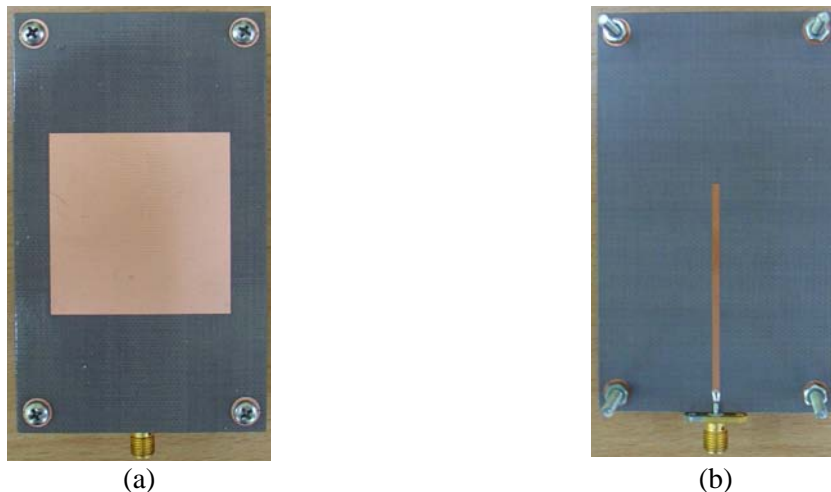
Rys. 4.12. Charakterystyka dopasowania impedancyjnego promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z linią mikropaskową. Wyniki pomiarów



Rys. 4.13. Zysk energetyczny promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z linią mikropaskową. Wyniki pomiarów



Rys. 4.14. Charakterystyki promieniowania promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z linią mikropaskową. Wyniki pomiarów



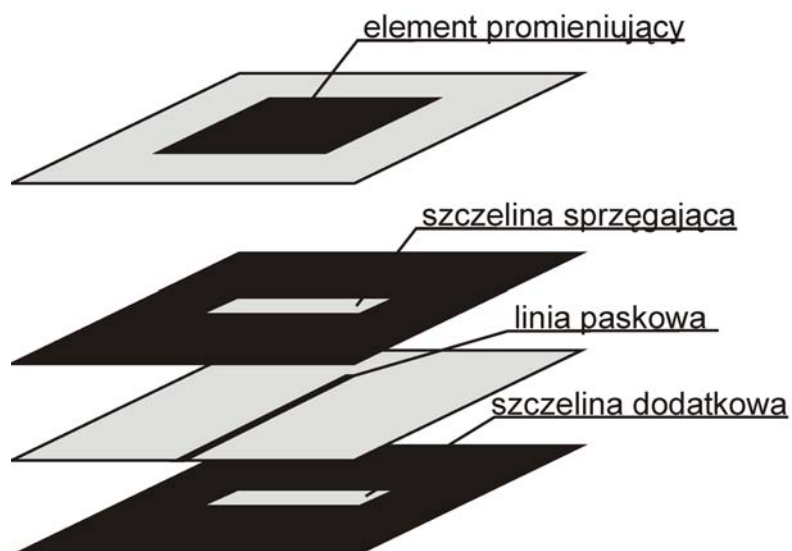
Rys. 4.15. Zdjęcie wykonanego promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z linią mikropaskową. Widok z góry (a), widok z dołu (b)

Przedstawiony powyżej element promieniujący może być w prosty sposób zintegrowany z siecią formowania wiązki układu antenowego wykonaną w technice niesymetrycznych linii paskowych. Główną zaletą tej techniki jest prostota konstrukcji, jednakże niektóre mikrofalowe elementy sieci formowania wiązki – takie jak 3dB/90° sprzęgacze kierunkowe o liniach sprzężonych, będące ich podstawowym elementem – nie mogą być w prosty sposób zrealizowane w tej technice. Konkurencyjną jest technika symetrycznych linii paskowych o jednorodnym wypełnieniu dielektrycznym, w której warunek realizowalności idealnego sprzęgacza kierunkowego o liniach sprzężonych (3.6) jest zawsze spełniony, co ułatwia projektowanie złożonych sieci formowania wiązki. Jednakże, w literaturze znane są tylko trzy rozwiązania elementów

promieniujących zasilanych symetryczną linią paskową. W pracy [8] zaproponowane zostało rozwiązanie, w którym wokół szczeliny sprzęgającej wykonane zostały zwarcia pomiędzy płaszczyznami dolnego i górnego ekranu. Podobne rozwiązanie przedstawione jest w [11], w którym dwa elementy promieniujące ułożone jeden nad drugim są sprzężone z linią paskową wykonaną w silnie asymetrycznym układzie warstw dielektrycznych. W rozwiązaniu tym użyte zostały również zwarcia pomiędzy płaszczyznami dolnego i górnego ekranu. Innym rozwiązaniem przedstawionym w pracy [17] jest element promieniujący zasilany symetryczną linią paskową z promiennikiem wykonanym w postaci szczeliny. W pracy [101] Autor rozprawy zaproponował nowy w pełni planarny promiennik zasilany symetryczną linią paskową, który nie wymaga wykonywania zwarć pomiędzy warstwami metalizacji. Element ten może być w łatwy sposób integrowany z sieciami formowania wiązki zaprojektowanymi w technice symetrycznych linii paskowych i przedstawionymi w rozdziale 3.

Zaproponowany nowy promiennik, zasilany symetryczną linią paskową, przedstawiony jest na rys. 4.16. Składa się on z elementu promieniującego wykonanego na górnej warstwie laminatu pobudzanego przez symetryczną linię paskową poprzez szczelinę umieszczoną w górnym ekranie. Aby uzyskać dobre dopasowanie impedancyjne anteny oraz odpowiedni poziom sprzężenia pomiędzy symetryczną linią paskową, a elementem promieniującym w dolnym ekranie wykonana jest dodatkowa szczelina. Istotnym jest, aby szczeliny górna i dolna miały jednakowe wymiary oraz były ułożone dokładnie jedna nad drugą.

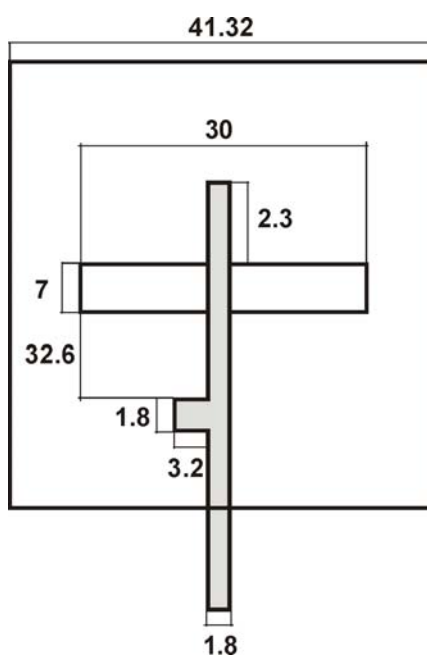
Zaproponowany promiennik został zaprojektowany w układzie warstw przedstawionym na rys. 4.17. Wymiary geometryczne zaprojektowanego promiennika przedstawione są na rys. 4.18, a obliczona charakterystyka dopasowania impedancyjnego – na rys. 4.19. Można zauważyć, że promiennik ten charakteryzuje się częstotliwością środkową 2,4 GHz oraz dopasowaniem impedancyjnym lepszym niż 15 dB, w paśmie pracy 400 MHz, co zostało osiągnięte poprzez zastosowanie dodatkowego, prostego układu dopasowującego. Obliczony zysk energetyczny oraz charakterystyki promieniowania w dwóch płaszczyznach E i H są przedstawione na rys. 4.20 i 4.21. Promiennik ten charakteryzuje się zyskiem energetycznym lepszym niż 7,5 dBi w paśmie pracy oraz szerokościami wiązek wynoszącymi 68° oraz 80° w płaszczyźnie odpowiednio wektora E i H.



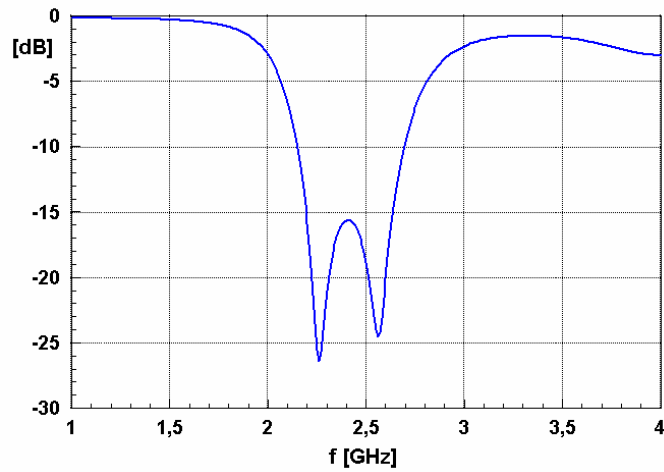
Rys. 4.16. Promiennik sprzężony elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową

ARLON AD 320	h = 0,787 mm	$\epsilon_r = 3,2$
powietrze	h = 10 mm	
ARLON 25N	h = 1,524 mm	$\epsilon_r = 3,38$
ARLON 25N	h = 1,524 mm	$\epsilon_r = 3,38$

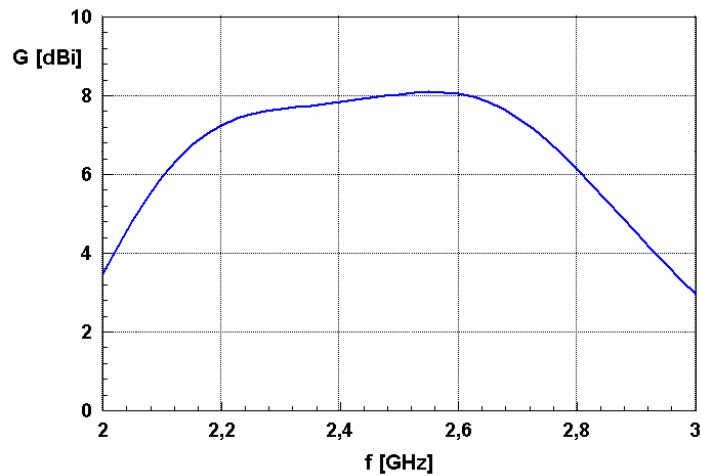
Rys. 4.17. Przekrój poprzeczny układu warstw tworzących promiennik sprzężony elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową



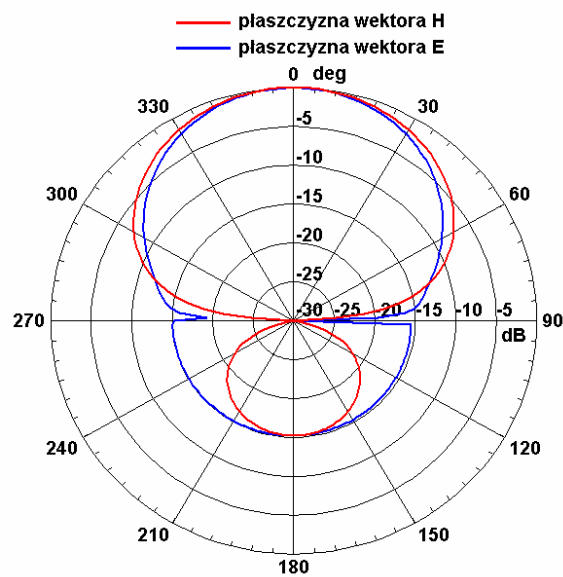
Rys. 4.18. Geometria zaprojektowanego promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową



Rys. 4.19. Charakterystyka dopasowania impedancyjnego promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową. Wyniki analizy elektromagnetycznej



Rys. 4.20. Zysk energetyczny promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową. Wyniki analizy elektromagnetycznej

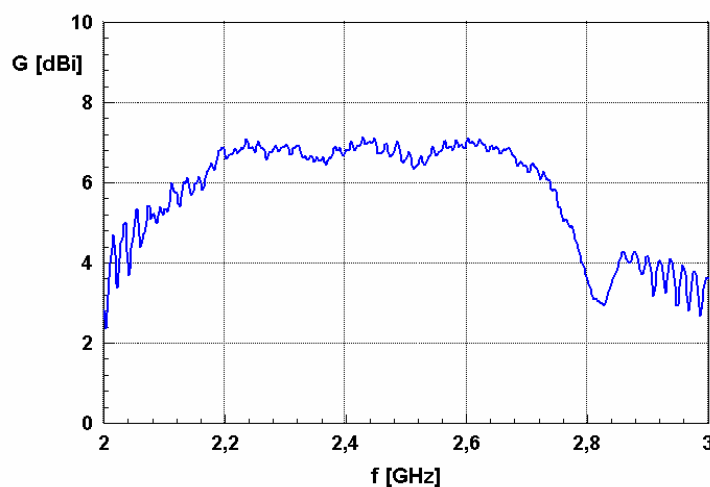


Rys. 4.21. Charakterystyki promieniowania promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową. Wyniki analizy elektromagnetycznej

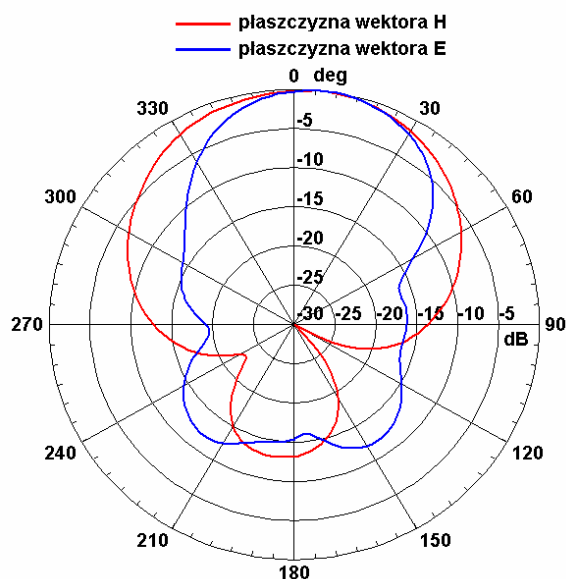
Zaprojektowany promiennik został wykonany i zmierzony. Wyniki pomiarów przedstawione są na rys. 4.22 - 4.24, a zdjęcia wykonanej anteny na – rys. 4.25. Można zauważyć dużą zgodność wyników pomiarów z wynikami obliczeń teoretycznych. Dopasowanie impedancyjne promiennika jest lepsze niż 15 dB w paśmie pracy równym 373 MHz. Zmierzony zysk energetyczny wynosi 7 dBi w paśmie pracy, a szerokości wiązek wynoszą 55° w płaszczyźnie wektora E i 79° w płaszczyźnie wektora H. Podobnie jak w przypadku promiennika zasilanego niesymetryczną linią paskową, rozbieżności pomiędzy obliczonymi i zmierzonymi szerokościami wiązek promieniowania mogą być spowodowane tym, że w obliczeniach elektromagnetycznych przyjęto założenie, że płaszczyzny ekranu są nieskończenie rozległe, podczas gdy wymiary ekranu wykonanego promiennika są niewielkie w porównaniu do rozmiaru elementu promieniującego.



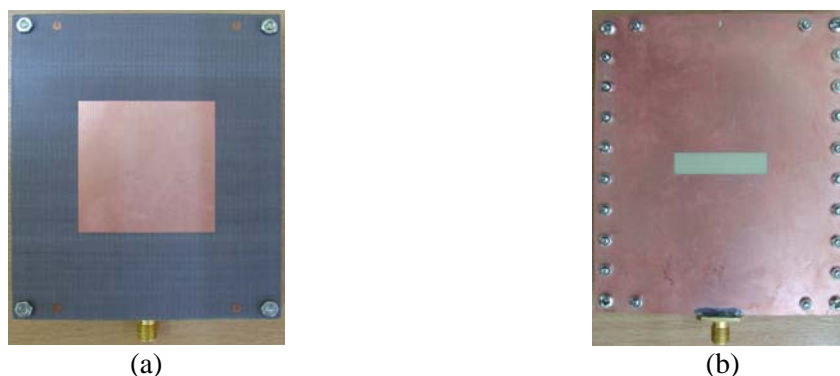
Rys. 4.22. Charakterystyka dopasowania impedancyjnego promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową. Wyniki pomiarów



Rys. 4.23. Zysk energetyczny promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową. Wyniki pomiarów



Rys. 4.24. Charakterystyki promieniowania promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową. Wyniki pomiarów



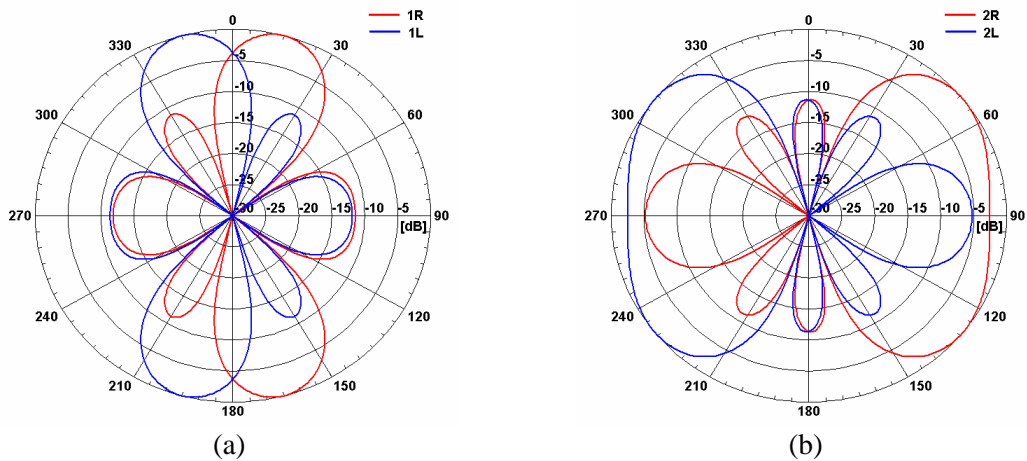
Rys. 4.25. Zdjęcie wykonanego promiennika sprzężonego elektromagnetycznie z symetryczną linią paskową. Widok z góry (a), widok z dołu (b)

4.2. Optymalizacja planarnych wielowiązkowych układów antenowych

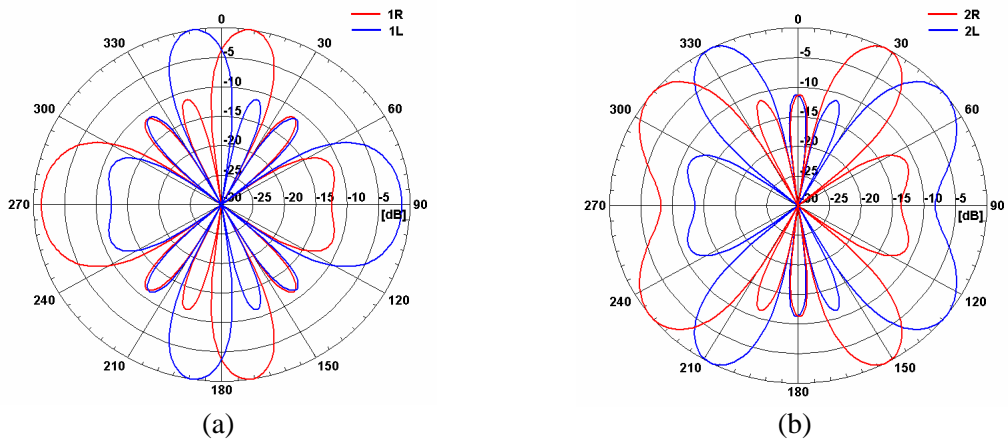
W projektowaniu wielowiązkowych układów antenowych zasilanych macierzami Butlera amplitudy i fazy sygnałów pobudzających elementy promieniujące są określone właściwościami sieci formowania wiązki, dla których pozyskuje się jedynie równomierny rozkład amplitudowy oraz ściśle określone progresje fazy [56]. Uzyskanie optymalnych właściwości takich układów sprowadza się do wyboru odległości pomiędzy elementami promieniującymi z uwzględnieniem charakterystyki promieniowania rzeczywistego kierunkowego elementu promieniującego. Odległość pomiędzy elementami promieniującymi jest z jednej strony ograniczona fizyczną realizowalnością układu, a mianowicie minimalne odległości pomiędzy elementami promieniującymi muszą być dobrane tak, aby uwzględniały fizyczne rozmiary użytych

promienników i z drugiej strony – pożądaną charakterystyką promieniowania. W przypadku wieloelementowych układów antenowych o stałym, prostopadłym do płaszczyzny anteny kierunku promieniowania (*broadside beam*), optymalną odległością pozwalającą na uzyskanie maksymalnej kierunkowości jest $d = 0,8\lambda_0$ [37], dla której uzyskuje się poziom listków bocznych $SLL \approx -13$ dB. W przypadku anten o elektronicznie skanowanej wiązce tak duża odległość pomiędzy elementami promieniującymi powoduje znaczny wzrost listka dyfrakcyjnego, z kolei zbyt mała odległość powoduje, tak jak w przypadku anten o nieskanowanej wiązce, poszerzenie się wiązki głównej, a przez to spadek kierunkowości. Na rys. 4.26 przedstawione zostały charakterystyki promieniowania 4-elementowego układu antenowego o izotropowych elementach promieniujących rozmieszczonych w odległościach $d = 0,48\lambda_0$ zasilanego macierzą Butlera 4 x 4. Dla porównania na rys. 4.27 przedstawione zostały charakterystyki promieniowania tego samego układu antenowego, w którym odległości pomiędzy elementami promieniującymi zostały zwiększone do $d = 0,8\lambda_0$. Można zauważyć, że dla odległości $0,8\lambda_0$ poziom listka dyfrakcyjnego dla wiązek 2R,L jest równy poziomowi listka głównego. Zmniejszenie odległości pomiędzy elementami promieniującymi powoduje obniżenie listka dyfrakcyjnego, który przy odległości $d = 0,48\lambda_0$ osiąga poziom -5 dB względem listka głównego. Zależność poziomu listka dyfrakcyjnego od odległości pomiędzy elementami promieniującymi można zilustrować wykreślając charakterystykę promieniowania układu antenowego w dziedzinie unormowanej zmiennej $u/(N\pi)$. Rysunki 4.28 i 4.29 przedstawiają charakterystyki promieniowania 4-elementowego układu antenowego wykreślone w dziedzinie unormowanej zmiennej $u/(N\pi)$ z zaznaczonymi zakresami widzialnymi charakterystyk promieniowania odpowiadającymi zakresom kąta azymutu $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ dla przypadków $d = 0,48\lambda_0$ i $d = 0,8\lambda_0$ oraz progresji fazy $\alpha = 45^\circ$ i $\alpha = 135^\circ$. Widać, że w przypadku większej odległości pomiędzy elementami promieniującymi zakres widzialny charakterystyki obejmuje całkowicie listek dyfrakcyjny, zmniejszenie odległości pomiędzy elementami znacznie zawęża zakres widzialny, co powoduje, że listek dyfrakcyjny nie pojawia się w tym zakresie. Podobnie można przedstawić właściwości 8-elementowego układu antenowego zasilanego macierzą Butlera 8 x 8. W tym przypadku mamy do czynienia z czterema wartościami progresji fazy $\alpha = 22,5^\circ, 67,5^\circ, 112,5^\circ$ i $157,5^\circ$. Ponieważ maksymalna progresja fazy jest większa niż w przypadku układu antenowego zasilanego macierzą Butlera 4 x 4, zakres widzialny

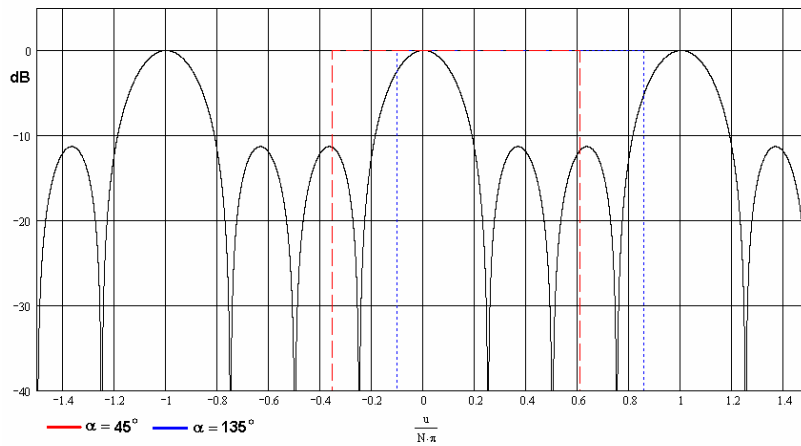
charakterystyki jest bardziej przesunięty, co zostało pokazane na rys. 4.30. Ze względu na to, że szerokość wiązek promieniowania jest mniejsza dla 8-elementowego układu antenowego niż dla układu 4 elementów promieniujących, poziom listka dyfrakcyjnego nie ulega znacznej zmianie. Zależności poziomu listka dyfrakcyjnego od odległości pomiędzy elementami promieniującymi, odpowiednio dla układu 4 i 8 izotropowych elementów promieniujących zasilanych z progresją fazy 135° i $157,5^\circ$, są przedstawione na rys. 4.31 i 4.32. Widać, że w przypadku 4-elementowego układu antenowego listek dyfrakcyjny pojawia się przy odległości pomiędzy elementami promieniującymi $d = 0,37\lambda_0$ i osiąga poziom równy poziomowi listka głównego dla $d = 0,62\lambda_0$, natomiast dla 8-elementowego układu antenowego listek ten pojawia się przy większej odległości między elementami równej $d = 0,43\lambda_0$, ale osiąga poziom równy poziomowi listka głównego już dla $d = 0,55\lambda_0$. Na rys. 4.33 i 4.34 przedstawione zostały kierunki maksymalnego promieniowania wiązek 1R,L i 2R,L oraz zakresy pokrycia kąowego określonego pomiędzy kierunkami promieniowania najbardziej odchylonych wiązek dla rozważanych cztero i ośmioelementowych układów antenowych w zależności od odległości pomiędzy elementami promieniującymi wyrażonymi w długościach fali.



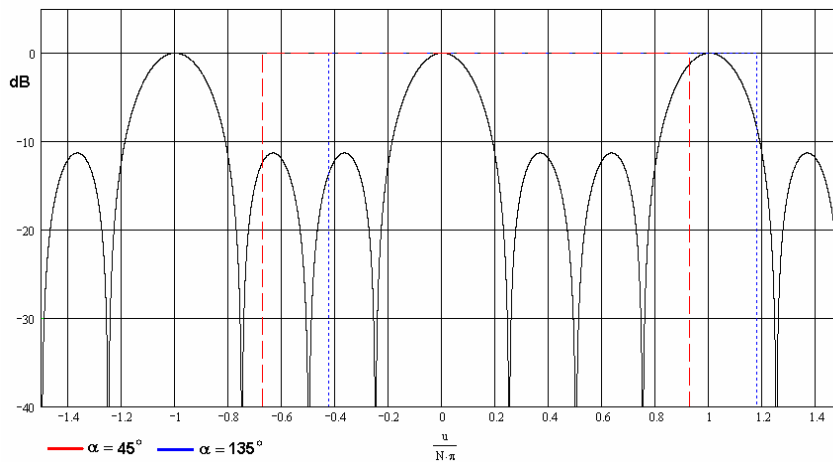
Rys. 4.26. Charakterystyki promieniowania 4-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych rozmieszczonych w odległościach $0,48\lambda_0$ zasilanego macierzą Butlera 4×4 , otrzymane przy pobudzeniu wrót 1, 4 (a) oraz 2, 3 (b)



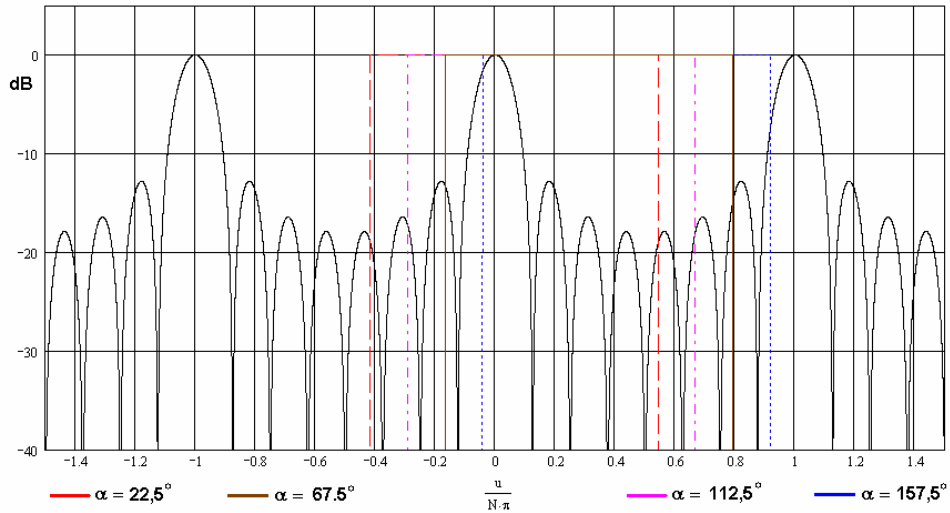
Rys. 4.27. Charakterystyki promieniowania 4-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych rozmieszczonych w odległościach $0,8\lambda_0$ zasilanego macierzą Butlera 4×4 , otrzymane przy pobudzeniu wrót 1, 4 (a) oraz 2, 3 (b)



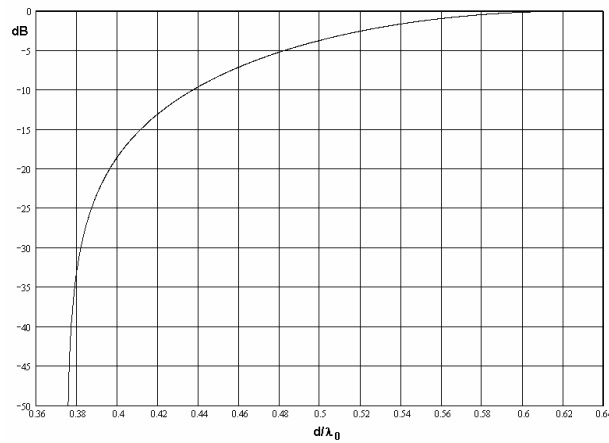
Rys. 4.28. Charakterystyka promieniowania 4-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych wykreślona dla unormowanej zmiennej $u/(N\pi)$ z zaznaczonym zakresem widzialnym dla przypadku odległości pomiędzy elementami promieniującymi $d = 0,48\lambda_0$ i progresji fazy $\alpha = 45^\circ$ i 135°



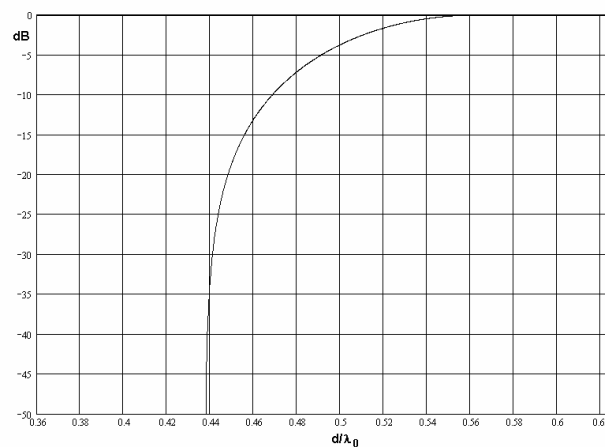
Rys. 4.29. Charakterystyka promieniowania 4-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych wykreślona dla unormowanej zmiennej $u/(N\pi)$ z zaznaczonym zakresem widzialnym dla przypadku odległości pomiędzy elementami promieniującymi $d = 0,8\lambda_0$ i progresji fazy $\alpha = 45^\circ$ i 135°



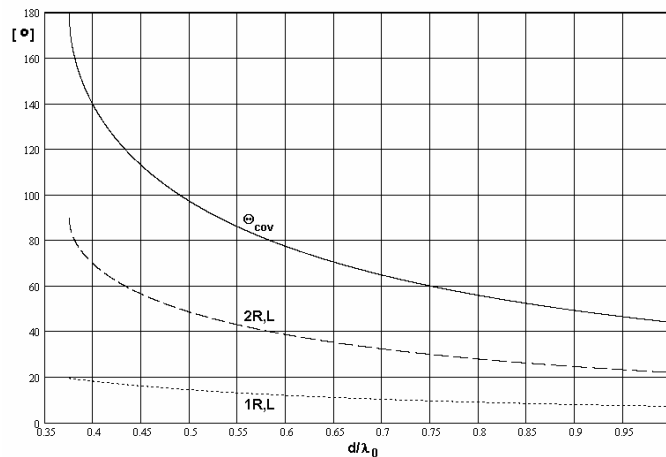
Rys. 4.30. Charakterystyka promieniowania 8-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych wykreślona dla unormowanej zmiennej $u/(N\pi)$ z zaznaczonym zakresem widzialnym dla przypadku odległości pomiędzy elementami promieniującymi $d = 0,48\lambda_0$ i progresji fazy $\alpha = 22,5^\circ$, $67,5^\circ$, $112,5^\circ$ i $157,5^\circ$



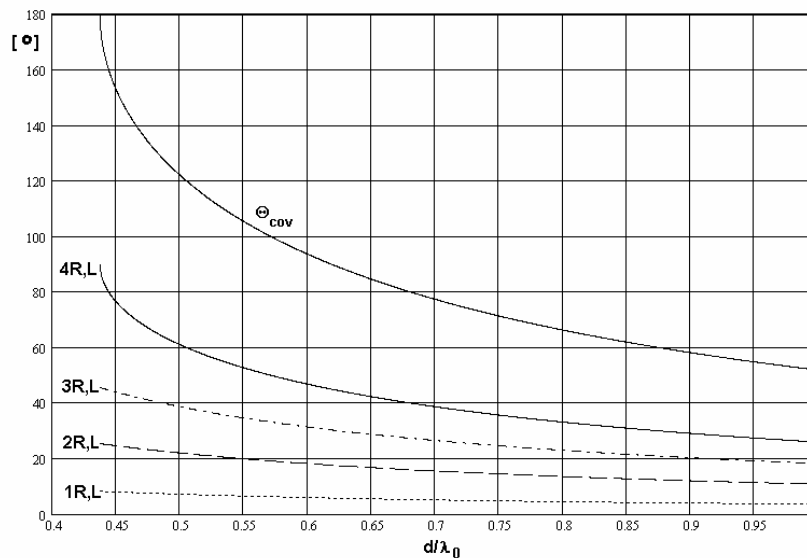
Rys. 4.31. Zależność poziomu listka dyfrakcyjnego od odległości pomiędzy elementami promieniującymi wyrażonej w długościach fali dla 4-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych, zasilanego z progresją fazy $\alpha = 135^\circ$



Rys. 4.32. Zależność poziomu listka dyfrakcyjnego od odległości pomiędzy elementami promieniującymi wyrażonej w długościach fali dla 8-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych, zasilanego z progresją fazy $\alpha = 157,5^\circ$



Rys. 4.33. Zależność kierunków maksymalnego promieniowania wiązek 1R,L i 2R,L oraz zakresu pokrycia kąowego określonego pomiędzy kierunkami promieniowania najbardziej odchylonych wiązek od odległości pomiędzy elementami promieniującymi wyrażonej w długościach fali dla 4-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych, zasilanego macierzą Butlera 4 x 4



Rys. 4.34. Zależność kierunków maksymalnego promieniowania wiązek 1R,L, 2R,L, 3R,L i 4R,L oraz zakresu pokrycia kąowego określonego pomiędzy kierunkami promieniowania najbardziej odchylonych wiązek od odległości pomiędzy elementami promieniującymi wyrażonej w długościach fali dla 8-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych, zasilanego macierzą Butlera 8 x 8

W przedstawionej powyżej analizie uwzględniony został jedynie poziom listka dyfrakcyjnego, gdyż dla N-elementowego układu antenowego poziom listków bocznych zależy jedynie od ilości elementów promieniujących N (przy założeniu równomiernego rozkładu amplitudowego sygnałów pobudzających elementy promieniujące) i w szczególności nie zależy od odległości pomiędzy tymi elementami ani od progresji fazy sygnałów pobudzających. W tabeli 4.2 przedstawione zostały poziomy listków bocznych dla N-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych

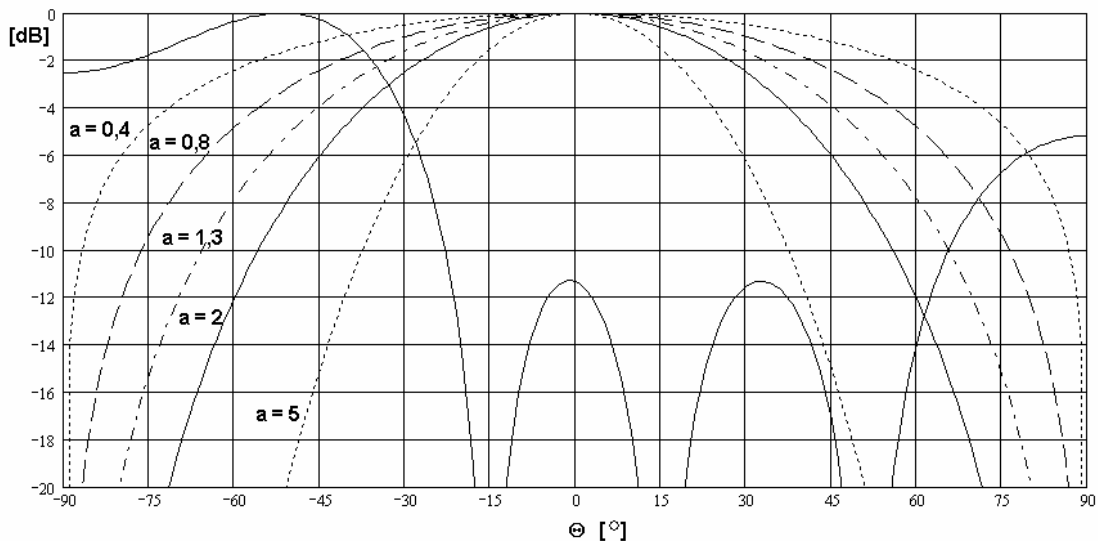
zasilanego macierzą Butlera rzędu N oraz poziomy przecięcia się wiązek w zależności od N . Można zauważyć, że gdy rząd macierzy, a tym samym liczba elementów promieniujących rośnie do nieskończoności, poziom przecięcia się wiązek promieniowania zbliża się asymptotycznie do wartości $2/\pi$ [46].

Tabela 4.2. Poziomy listków bocznych oraz poziomy przecięcia się wiązek dla N -elementowego układu antenowego o elementach izotropowych zasilanego macierzą Butlera rzędu N [46]

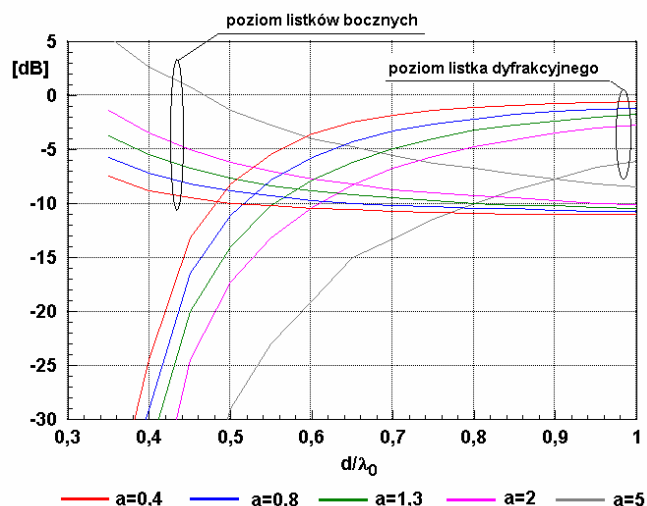
rząd macierzy N	SLL [dB]	poziom przecięcia się wiązek [dB]
4	-11,30	-3,7
8	-12,80	-3,87
16	-13,15	-3,91
32	-13,23	-3,92
∞	-13,26	-3,92

W rzeczywistych układach antenowych najczęściej stosowane są kierunkowe elementy promieniujące. Istotne jest więc przy wyborze optymalnej odległości pomiędzy elementami promieniującymi uwzględnienie wpływu charakterystyki zastosowanego promiennika na charakterystykę wielowiązkowego układu antenowego. Rysunek 4.35 przedstawia charakterystykę promieniowania czteroelementowego układu antenowego o izotropowych elementach promieniujących rozmieszczonych w odległościach $d = 0,48\lambda_0$ i zasilanych sygnałami z progresją fazy 135° oraz charakterystyki kierunkowych elementów promieniujących opisane zależnością (2.52) dla pięciu różnych wartości parametru a . Charakterystykę układu antenowego o kierunkowych elementach promieniujących otrzymuje się przez przemnożenie charakterystyki układu antenowego przez charakterystykę promieniowania pojedynczego elementu (zależność 2.1). Na podstawie rys. 4.35 można zauważyć, że zastosowanie elementów promieniujących o większej kierunkowości powoduje znaczne obniżenie listka dyfrakcyjnego, jednakże obniża się również poziom listka głównego, przez co relatywnie podnosi się poziom listków bocznych, a także zmniejsza się kierunkowość układu antenowego. Istotnym jest więc wybór takiej odległości pomiędzy elementami d , dla której listek dyfrakcyjny występuje dla kątów większych niż listek główny oraz wybór takiego promiennika, którego charakterystyka promieniowania obejmuje listek główny przy jednoczesnym silnym tłumieniu w zakresie kątowym, w którym występuje listek dyfrakcyjny. Rysunek 4.36 przedstawia wykres zależności poziomu listków bocznych oraz listka dyfrakcyjnego dla wiązek $2R,L$ czteroelementowego układu antenowego złożonego z kierunkowych elementów

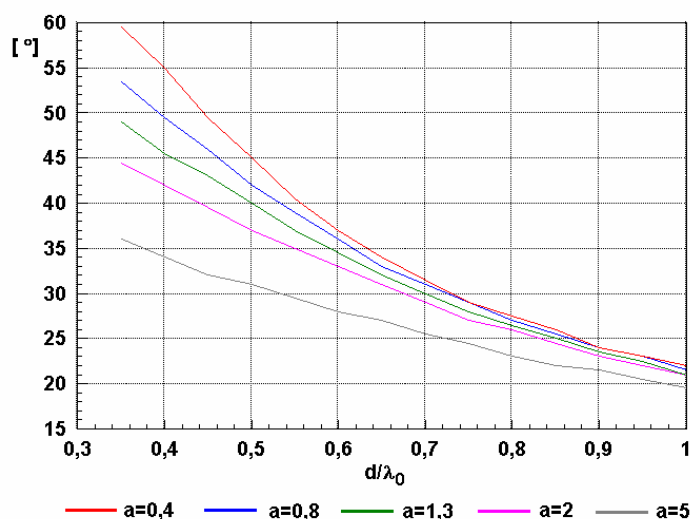
promieniujących od odległości pomiędzy elementami wyrażonej w długościach fali dla pięciu różnych wartości parametru a . Można zauważyć, że wraz ze wzrostem odległości pomiędzy elementami promieniującymi rośnie poziom listka dyfrakcyjnego i maleje poziom listków bocznych, przy czym optymalna odległość, dla której listki te są sobie równe zmienia się w zależności od kierunkowości elementu promieniującego. Wraz ze zmianą kierunkowości pojedynczego elementu promieniującego zmienia się kierunek maksymalnego promieniowania wiązki głównej ze względu na to, że jej kształt jest modyfikowany przez charakterystykę promieniowania kierunkowego elementu promieniującego. Wraz ze wzrostem kierunkowości pojedynczego promiennika maleje zakres pokrycia kąтового anteny wielowiązkowej. Na rys. 4.37 przedstawiona została zależność kierunku maksymalnego promieniowania wiązek 2R,L w zależności od odległości pomiędzy elementami promieniującymi dla pięciu wartości parametru a . W tabeli 4.3 zebrane zostały parametry układu antenowego złożonego z czterech kierunkowych promienników, w którym odległość pomiędzy elementami promieniującymi została dobrana tak, aby poziom listków bocznych oraz listka dyfrakcyjnego był minimalny.



Rys. 4.35. Charakterystyka promieniowania 4-elementowego układu antenowego o elementach izotropowych rozmieszczonych w odległościach $d = 0,48\lambda_0$ i pobudzonych sygnałami z progresją fazy $\alpha = 135^\circ$ oraz charakterystyki promieniowania pojedynczego kierunkowego elementu promieniującego wyrażone przez (2.52) dla parametru a równego 0,4, 0,8, 1,3, 2 i 5



Rys. 4.36. Zależność poziomów listka dyfrakcyjnego i listków bocznych od odległości pomiędzy elementami promieniującymi wyrażonej w długościach fali dla 4-elementowego układu antenowego o elementach kierunkowych opisanych zależnością (2.52) dla a równego 0,4, 0,8, 1,3, 2 i 5 zasilanych z progresją fazy $\alpha = 135^\circ$

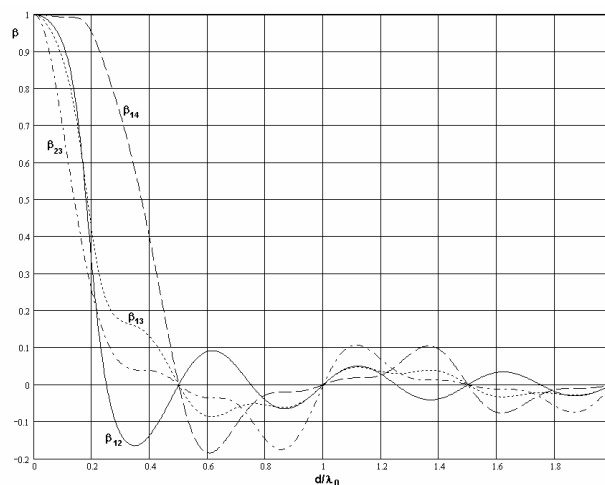


Rys. 4.37. Zależność kierunku maksymalnego promieniowania wiązek od odległości pomiędzy elementami promieniującymi wyrażonej w długościach fali dla 4-elementowego układu antenowego o elementach kierunkowych opisanych zależnością (2.52) dla a równego 0,4, 0,8, 1,3, 2 i 5 zasilanych z progresją fazy $\alpha = 135^\circ$

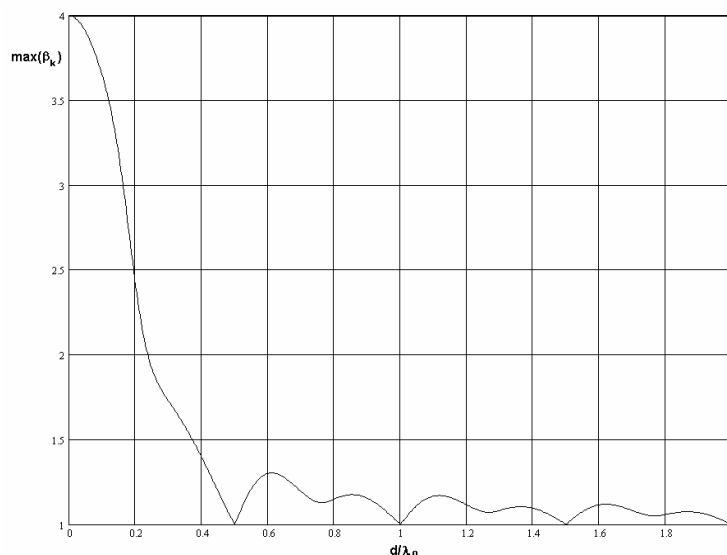
Tabela 4.3. Minimalny poziom listków bocznych 4-elementowego układu antenowego o elementach kierunkowych rozmieszczonych w odległościach d/λ_0 , których charakterystyki promieniowania wyrażone są przez (2.52) zasilanego sygnałem z progresją fazy 135° oraz kierunki maksymalnego promieniowania wiązek

a	3-dB szerokość wiązki elementu promieniującego [°]	SLL [dB]	d/λ_0	Θ_{\max} [°] dla $2R,L$
0,4	130	-9,75	0,482	46,5
0,8	99	-9,2	0,527	40,5
1,3	80	-8,75	0,58	35,5
2	65,5	-8,25	0,652	30,5
5	42	-7,75	0,9	21,5

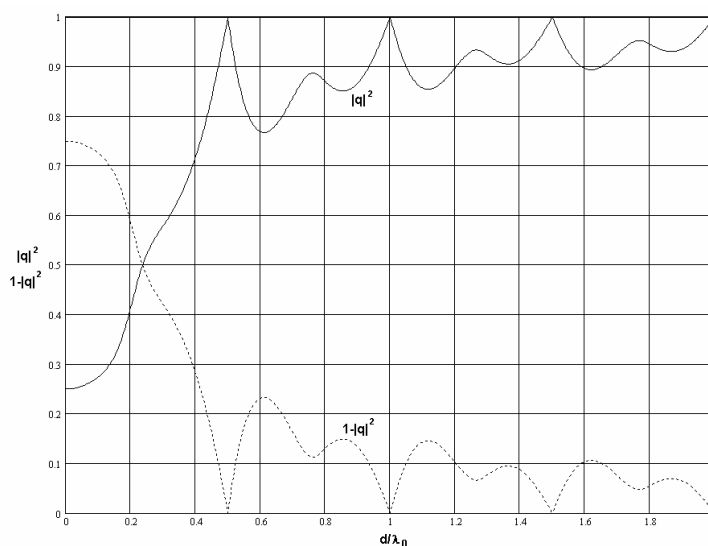
Przy wyborze optymalnej odległości pomiędzy elementami promieniującymi należy uwzględnić ograniczenie sprawność promieniowania układu antenowego wynikającą ze sprzężeń pomiędzy poszczególnymi wiązkami po raz rozpatrzoną w pracy [92] i przedyskutowaną w rozdziale 2 rozprawy. Przy założeniu, że sprawności wiązek są jednakowe, co można założyć w przypadku symetrii układu antenowego, oraz w przypadku jednakowego rozkładu amplitudowego przy pobudzeniu każdej z wiązek, maksymalna sprawność anteny jest mniejsza lub równa największej wartości własnej macierzy sprzężeń pomiędzy wiązkami. W celu zbadania wpływu odległości pomiędzy elementami promieniującymi na sprawność anteny, wykonane zostały obliczenia współczynników sprzężeń poszczególnych wiązek w zależności od odległości pomiędzy elementami promieniującymi dla układu czterech izotropowych elementów promieniujących zasilanych macierzą Butlera 4×4 . Wyniki tych obliczeń przedstawione są na rys. 4.38. Można zauważyć, że podobnie jak w przypadku dwuelementowego układu antenowego zasilanego macierzą Butlera 2×2 , sprzężenia pomiędzy poszczególnymi wiązkami są silne przy małych odległościach $d < 0,4\lambda_0$ i wraz ze wzrostem odległości maleją asymptotycznie do zera. Ponadto dla dyskretnych wartości odległości będących wielokrotnościami połowy długości fali wszystkie współczynniki sprzężenia wiązek przyjmują wartość zero. Na rys. 4.39 oraz 4.40 przedstawione zostały wyniki obliczeń odpowiednio maksymalnej wartości własnej macierzy β oraz odpowiadające jej sprawności promieniowania układu antenowego i straty w sieci formowania wiązki. Z przeprowadzonej analizy wynika, że optymalną odległością pomiędzy elementami antenowymi jest odległość $d = 0,5 \lambda_0$.



Rys. 4.38. Współczynniki sprzężenia wiązek β_{ij} obliczone dla anteny czterowiązkowej złożonej z czterech izotropowych elementów promieniujących zasilanych macierzą Butlera 4×4 w zależności od odległości między elementami promieniującymi



Rys. 4.39. Maksymalna wartość własna macierzy β obliczona dla anteny czterowiązkowej złożonej z czterech izotropowych elementów promieniujących zasilanych macierzą Butlera 4×4 w zależności od odległości między elementami promieniującymi



Rys. 4.40. Sprawność promieniowania $|q|^2$ oraz straty w sieci formowania wiązki $1 - |q|^2$ układu antenowego czterech izotropowych źródeł promieniujących zasilanych macierzą Butlera 4×4 w zależności od odległości między elementami promieniującymi

4.3. Zintegrowane planarne wielowiązkowe układy antenowe. Badania eksperymentalne

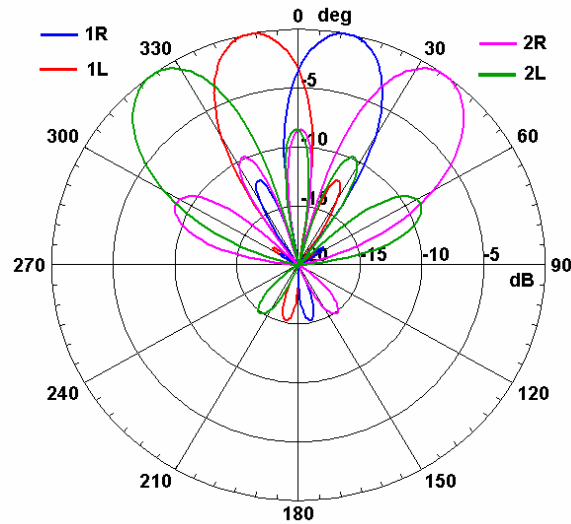
Układy antenowe zintegrowane z sieciami formowania wielu wiązek wykonanymi w postaci szerokopasmowych macierzy Butlera wykorzystujących sprzęgacze kierunkowe o liniach sprzężonych nie zostały jak dotąd opisane w literaturze. Znane są jedynie realizacje zintegrowanych układów antenowych, w których macierz Butlera wykonana jest w postaci połączenia 3dB/90° sprzęgaczy gałęziowych.

Przykładem może być układ antenowy opisany w [21], składający się z czterech mikropaskowych elementów promieniujących wykonanych na jednej warstwie laminatu wraz z czterema sprzęgaczami gałęziowymi ułożonymi w sposób pozwalający na uniknięcie konieczności realizacji skrzyżowań linii transmisyjnych. Podobne rozwiązanie przedstawione jest w [94], w którym opisana została antena wykorzystująca dwie niezależne macierze Butlera generujące osiem wiązek. Układ ten pracuje na częstotliwości 19 GHz i jest przeznaczony do wewnątrzbudynkowych systemów transmisji danych. W [32] przedstawiony został układ, w którym dwie macierze Butlera zastosowane zostały w celu realizacji czterowiązkowej anteny pracującej na dwóch ortogonalnych polaryzacjach, a w [49] – układ umożliwiający przełączanie wiązek zarówno w płaszczyźnie azymutu, jak i elewacji. Opis innych rozwiązań czterowiązkowych układów antenowych zasilanych macierzami Butlera 4 x 4 można znaleźć w [4], [15], [16], [25] i [89].

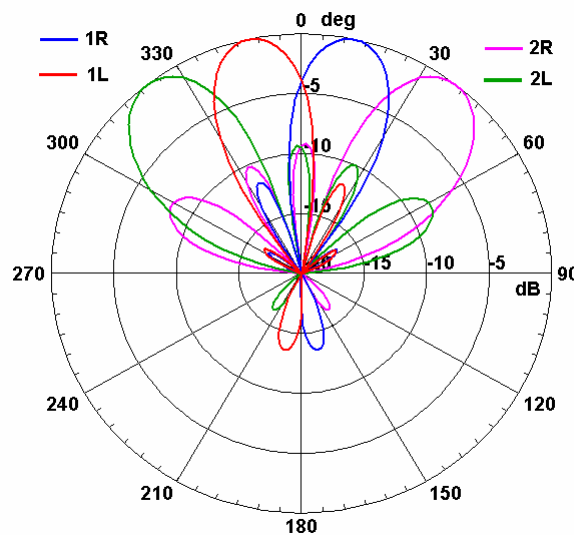
Zaprojektowanie zintegrowanych wielowiązkowych układów antenowych wymaga, oprócz opracowania sieci formowania wiązki, wyznaczenia optymalnej odległości pomiędzy elementami promieniującymi, która pozwala na uzyskanie jednakowego poziomu listków bocznych oraz listka dyfrakcyjnego. W tym celu obliczone zostały charakterystyki promieniowania układu antenowego zgodnie z równaniem (2.1) przyjmując charakterystykę promieniowania pojedynczego elementu promieniującego przedstawioną na rys. 4.21. Na rys. 4.41 przedstawione zostały charakterystyki promieniowania anteny czterowiązkowej, w której przyjęta została optymalna odległość pomiędzy elementami promieniującymi $d = 0,55\lambda_0$. Otrzymane wyniki zweryfikowane zostały na drodze obliczeń elektromagnetycznych. Obliczone charakterystyki promieniowania przedstawione są na rys. 4.42. Można zauważyć dużą zgodność pomiędzy wynikami obliczeń analitycznych oraz elektromagnetycznych. Projektując wielowiązkowe układy antenowe, ważnym zagadnieniem może być również określenie sprawności promieniowania projektowanego układu antenowego zdefiniowanej w [92]. W tym celu charakterystykę promieniowania pojedynczego elementu promieniującego w płaszczyźnie azymutu aproksymowano funkcją:

$$F(\theta, \varphi) = \cos(\theta)^{1,3} \quad (4.1)$$

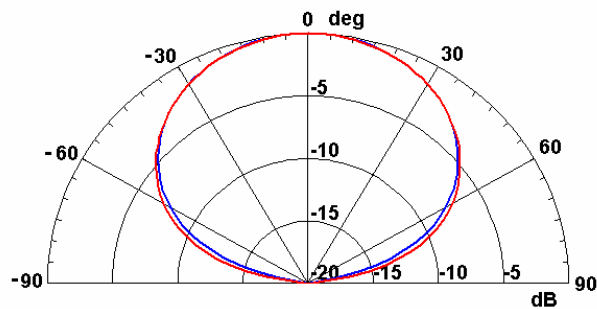
Porównanie charakterystyk promieniowania promiennika przedstawionego na rys. 4.21 oraz charakterystyki promieniowania opisanej funkcją (4.1) jest przedstawione na rys. 4.43.



Rys. 4.41. Charakterystyki promieniowania układu antenowego złożonego z czterech kierunkowych elementów promieniujących o charakterystykach przedstawionych na rys. 4.21 i rozmieszczonych w odległościach $0,55\lambda_0$ zasilanych macierzą Butlera 4×4 obliczone metodą przemnażania charakterystyk

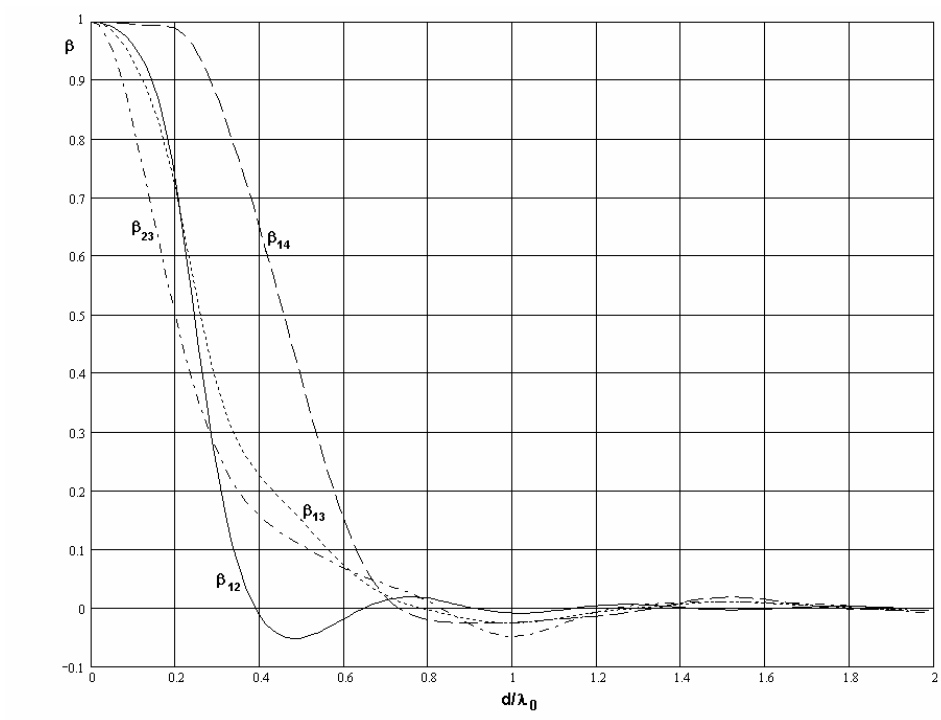


Rys. 4.42. Charakterystyki promieniowania układu antenowego złożonego z czterech kierunkowych elementów promieniujących o charakterystykach przedstawionych na rys. 4.21 i rozmieszczonych w odległościach $0,55\lambda_0$ zasilanych macierzą Butlera 4×4 . Wyniki obliczeń elektromagnetycznych

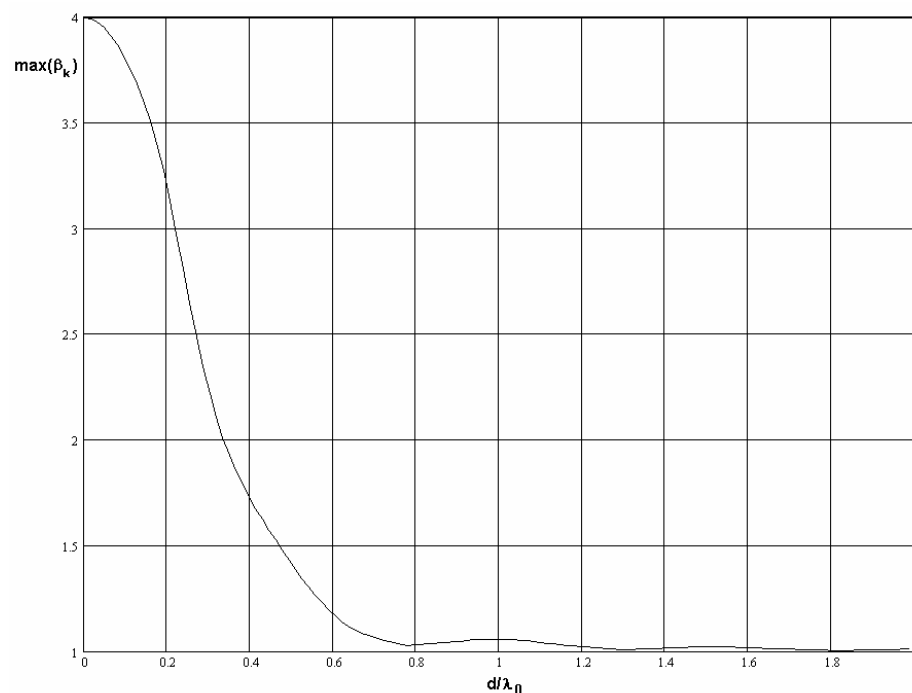


Rys. 4.43. Porównanie charakterystyk promieniowania pojedynczego kierunkowego elementu promieniującego z rys. 4.21 (kolor czerwony) z charakterystyką aproksymowaną funkcją (2.52) dla parametru a równego 1,3 (kolor niebieski)

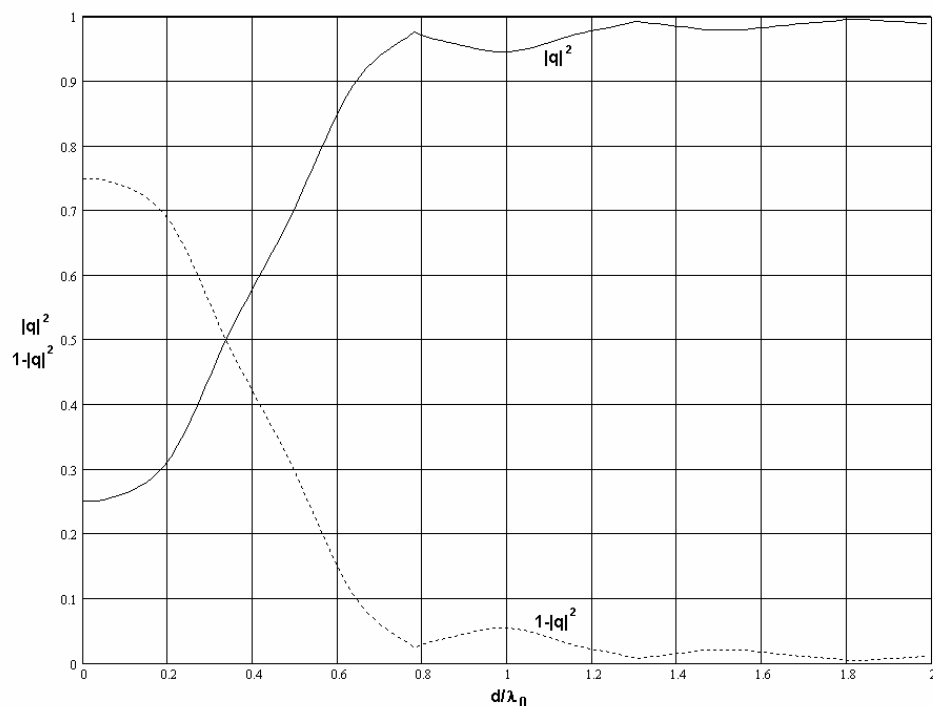
Rysunki 4.44, 4.45 oraz 4.46 przedstawiają odpowiednio współczynniki sprzężeń pomiędzy wiązkami w czteroelementowym układzie antenowym, maksymalną wartość własną macierzy sprzężeń pomiędzy wiązkami oraz sprawność układu antenowego i odpowiadające jej straty mocy w sieci formowania wiązki wyznaczone w zależności od odległości pomiędzy elementami promieniującymi. Można zauważyć, że dla takiego układu antenowego optymalna odległość pomiędzy elementami promieniującymi ze względu na maksymalną sprawność promieniowania jest większa niż pół długości fali, pierwsze minimum obserwuje się dla wartości $d \approx 0,8\lambda_0$. Należy podkreślić, że funkcja (4.1) dobrze aproksymuje jedynie charakterystykę amplitudową pojedynczego elementu promieniującego w jednej tylko płaszczyźnie przekroju. Uzasadnionym jest więc przeprowadzenie obliczeń mających na celu określenie mocy wyprowadzonej przez wszystkie wrota sieci formowania czterech wiązek rozpatrywanego układu antenowego. W obliczeniach tych wykorzystany został opis układu formowania wiązek w postaci idealnej macierzy Butlera 4 x 4 poprzez parametry rozproszenia. Sprawność układu antenowego określona została na podstawie wyników analizy elektromagnetycznej układu czterech elementów promieniujących rozmieszczonych w odległościach $d = 67,8$ mm ($0,55\lambda_0$ dla częstotliwości środkowej $f_0 = 2,4$ GHz), na podstawie której wyznaczona została macierz rozproszenia opisująca sprzężenia pomiędzy promiennikami, w której założone zostały idealne dopasowania impedancyjne elementów promieniujących. Na podstawie otrzymanych macierzy rozproszenia wyznaczona została moc wyprowadzona przez wszystkie wrota układu formowania wiązki przy pobudzeniu jednego z jej wrót oraz odpowiadająca jej sprawność promieniowania. Uzyskane wyniki przedstawione są na rys. 4.47, z których wynika, że projektowany układ antenowy cechuje się dużą sprawnością promieniowania większą niż 96% dla częstotliwości większej niż 2 GHz, co odpowiada odległości pomiędzy elementami $d > 0,46\lambda_0$. Rozbieżności pomiędzy wynikami powyższych analiz wynikają z uproszczenia polegającego na aproksymacji charakterystyki promieniowania pojedynczego elementu promieniującego funkcją (4.1). W celu dokładnego wyznaczenia sprawności promieniowania zdefiniowanej w [92] niezbędna jest znajomość amplitudowo-fazowej charakterystyki promieniowania pojedynczego elementu promieniującego określonej w całym przedziale zmienności kątów θ oraz φ .



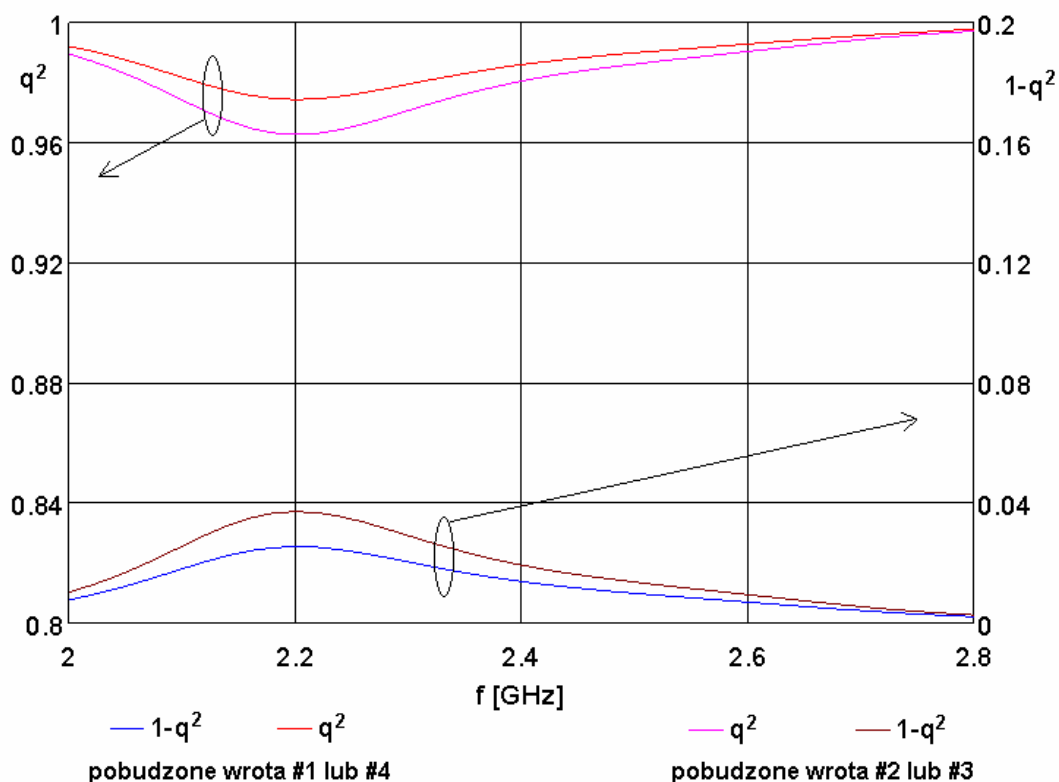
Rys. 4.44. Współczynniki sprzężenia wiązek β_{ij} obliczone dla anteny wielowiązkowej złożonej z czterech kierunkowych źródeł promieniujących o charakterystyce promieniowania opisanej zależnością $F(\theta) = \cos(\theta)^{1,3}$, zasilanych macierzą Butlera 4×4 , w zależności od odległości między elementami promieniującymi



Rys. 4.45. Maksymalna wartość własna macierzy β anteny wielowiązkowej złożonej z czterech kierunkowych źródeł promieniujących o charakterystyce promieniowania opisanej zależnością $F(\theta) = \cos(\theta)^{1,3}$, zasilanych macierzą Butlera 4×4 , w zależności od odległości między elementami promieniującymi



Rys. 4.46. Sprawność promieniowania $|q|^2$ oraz straty w sieci formowania wiązki $1 - |q|^2$ anteny wielowiązkowej złożonej z czterech kierunkowych źródeł promieniujących o charakterystyce promieniowania opisanej zależnością $F(\theta) = \cos(\theta)^{1,3}$, zasilanych macierzą Butlera 4×4 , w zależności od odległości między elementami promieniującymi



Rys. 4.47. Sprawność promieniowania $|q|^2$ oraz straty w sieci formowania wiązki $1 - |q|^2$ anteny wielowiązkowej złożonej z czterech kierunkowych elementów promieniujących o charakterystyce przedstawionej na rys. 4.21 i rozmieszczonych w odległościach 68,7 mm, zasilanych idealną macierzą Butlera 4×4 . Wyniki obliczeń elektromagnetycznych

Zaprojektowaną szerokopasmową macierz Butlera 4 x 4 wraz ze skompensowanym skrzyżowaniem linii transmisyjnych wykonanym w technice symetrycznych linii paskowych (przedstawionymi w rozdziale 2) zintegrowano z elementami promieniującymi zasilanymi symetrycznymi liniami paskowymi (przedstawionymi na rys. 4.25 [109]). Rysunek 4.48 przedstawia złożony 'layout' wielowarstwowej zintegrowanej anteny wielowiązkowej, w której odległości pomiędzy elementami promieniującymi wynoszą $d = 0,55\lambda_0$. Elementy promieniujące dołączone zostały do układu formowania wiązek odcinkami linii transmisyjnych o długościach dobranych tak, aby skompensować liniowy narost fazy wprowadzany przez skrzyżowanie linii transmisyjnych. Zdjęcie wykonanej anteny przedstawione jest na rys. 4.49. Rysunek 4.50 przedstawia wyniki pomiarów dopasowania impedancyjnego wykonanej anteny. Można zauważyć, że układ antenowy charakteryzuje się dopasowaniem impedancyjnym lepszym niż 15 dB w szerokim zakresie częstotliwości. Wyniki te nie świadczą o szerokopasmowości opracowanego układu antenowego, sygnały odbite od elementów promieniujących wytracane są w impedancjach zamykających pozostałe wrota wejściowe badanego układu antenowego. Na rys. 4.51 przedstawione zostały wyniki pomiarów izolacji pomiędzy poszczególnymi wrotami wejściowymi układu antenowego. W układzie tym pozyskano dużą izolację pomiędzy wrotami 1 i 2 oraz 1 i 3 lepszą niż 15 dB w paśmie pracy. Izolacja pomiędzy wrotami 1 i 4 oraz 2 i 3 ma charakter wąskopasmowy i odwzorowuje dopasowanie impedancyjne dołączonych elementów promieniujących. Takie własności układu można zilustrować na przykładzie macierzy Butlera 2 x 2, którą stanowi pojedynczy 3dB/90° sprzęgacz kierunkowy. Na rys. 4.52 przedstawiona została macierz Bulera 2 x 2, do której wrót 2 i 3 dołączone zostały dwa jednowrotniki o współczynniku odbicia Γ . Na podstawie macierzy rozproszenia (2.18) można wykazać, że:

$$S_{41} = \Gamma e^{-j\pi/2} \quad (4.2)$$

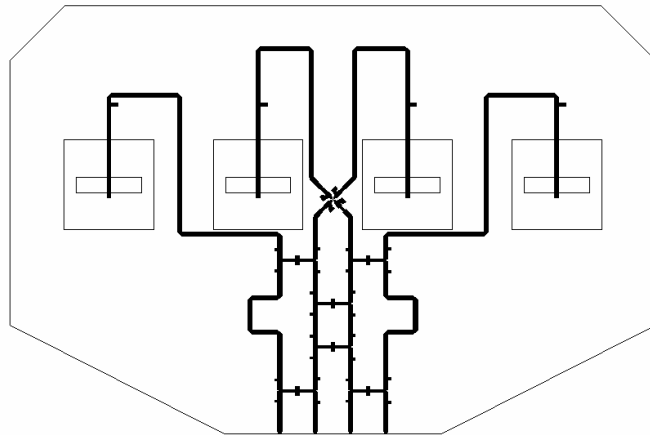
więc

$$|S_{41}| = |\Gamma| \quad (4.3)$$

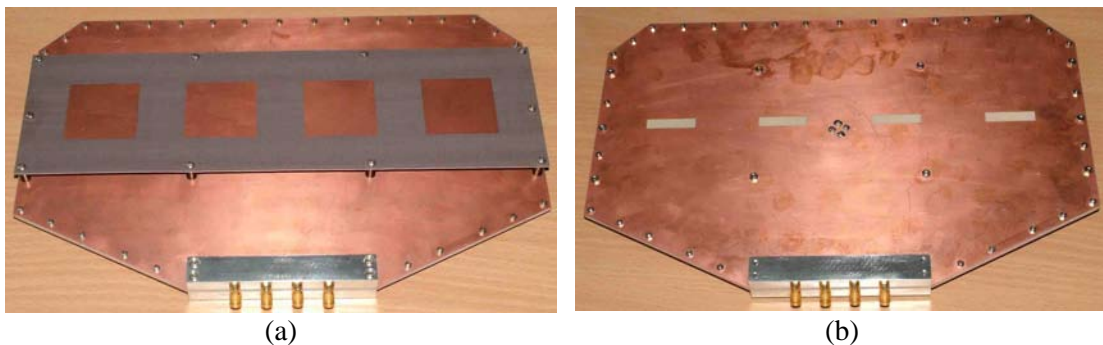
Podobnie właściwości wykazują układy antenowe z macierzami Butlera wyższych rzędów.

Na rys. 4.53 przedstawione zostały wyniki pomiarów zysku energetycznego poszczególnych wiązek promieniowania. Zmierzony zysk energetyczny jest lepszy niż 11 dBi dla wiązek 1R i 1L oraz lepszy niż 10 dBi dla wiązek 2R i 2L. Rysunek 4.54

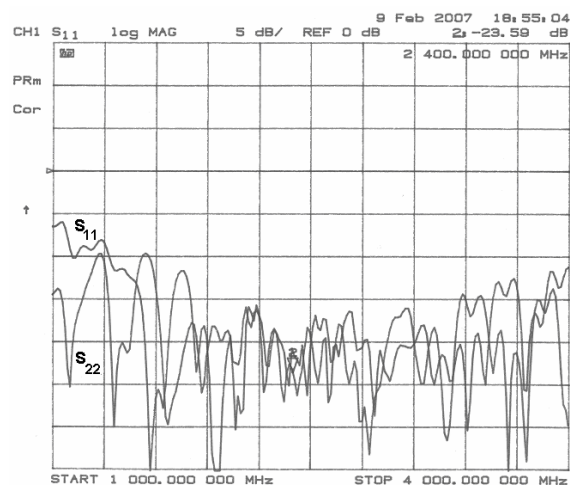
przedstawia zmierzone charakterystyki promieniowania przy częstotliwości środkowej $f_0 = 2,4$ GHz. Uzyskany poziom listków bocznych nie przekracza -8 dB dla wszystkich wiązek promieniowania, a kierunki maksymalnego promieniowania określają kąty $\pm 13^\circ$ dla wiązek 1R i 1L oraz $\pm 36^\circ$ dla wiązek 2R i 2L. Zmierzony poziom przecięcia się wiązek promieniowania wynosi -3 dB.



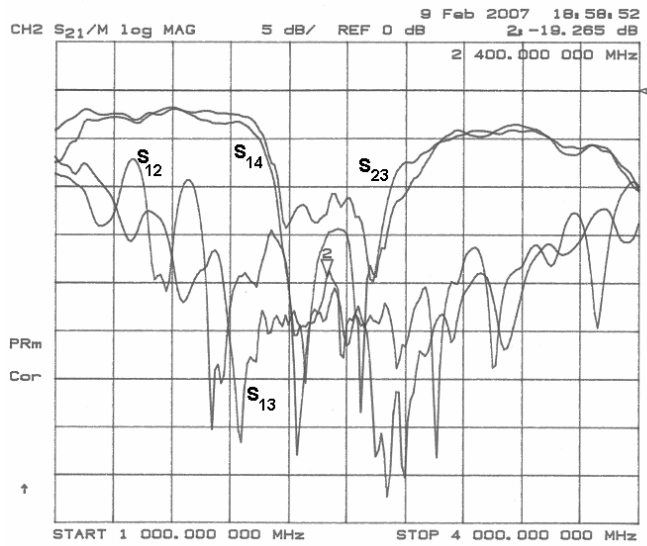
Rys. 4.48. Złożony 'layout' wielowarstwowej zintegrowanej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4×4



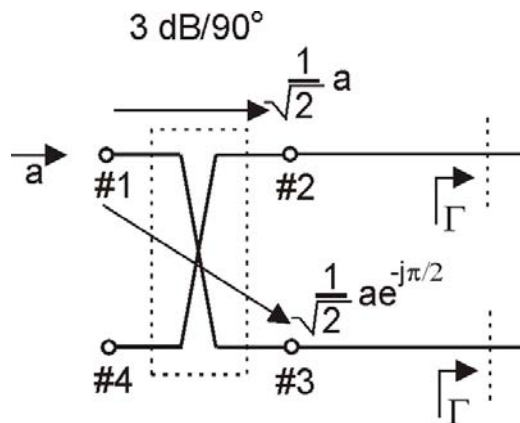
Rys. 4.49. Zdjęcia wykonanej zintegrowanej anteny wielowiązkowej. Widok z góry (a) oraz widok z dołu (b)



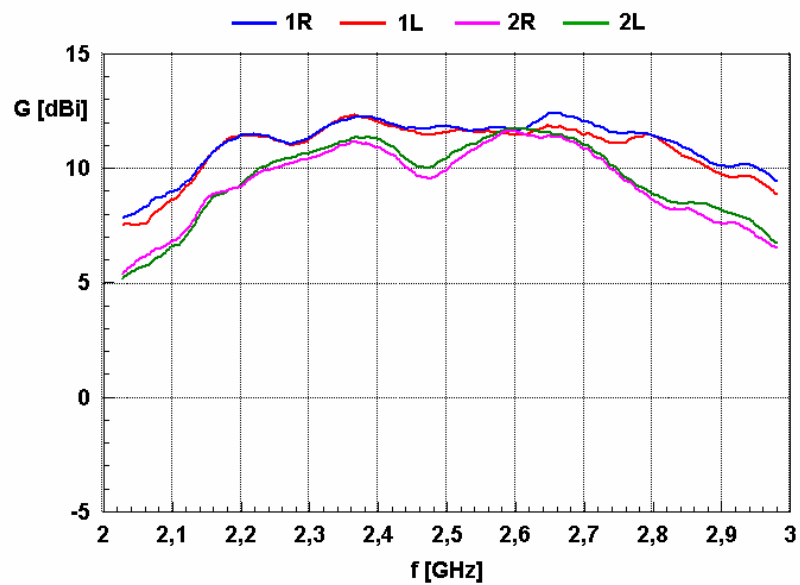
Rys. 4.50. Dopasowanie impedancyjne zintegrowanej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4×4 . Wyniki pomiarów



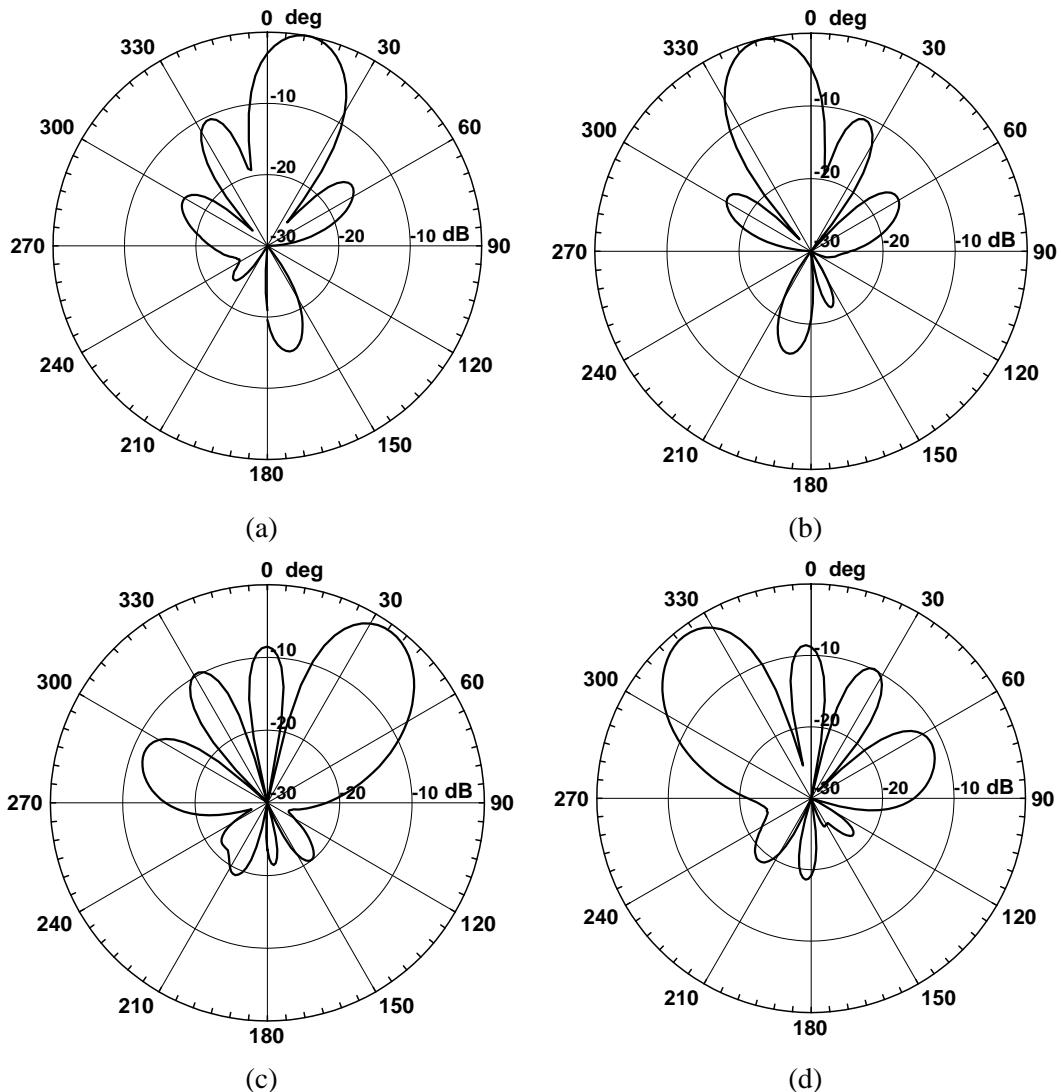
Rys. 4.51. Izolacje pomiędzy poszczególnymi wrotami zintegrowanej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Wyniki pomiarów



Rys. 4.52. Macierz Butlera 2 x 2 z dołączonymi jednowrotnikami o współczynniku odbicia Γ



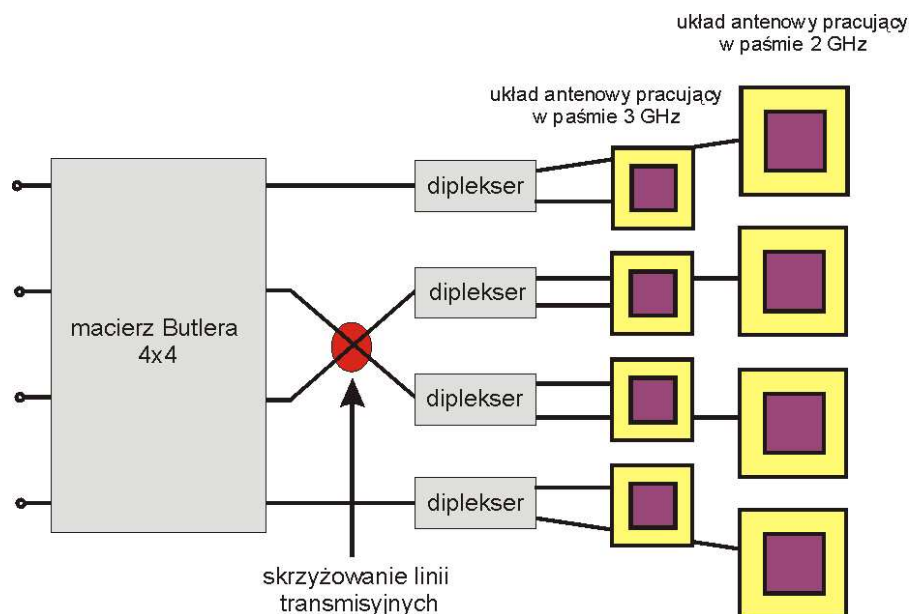
Rys. 4.53. Zysk energetyczny zintegrowanej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Wyniki pomiarów



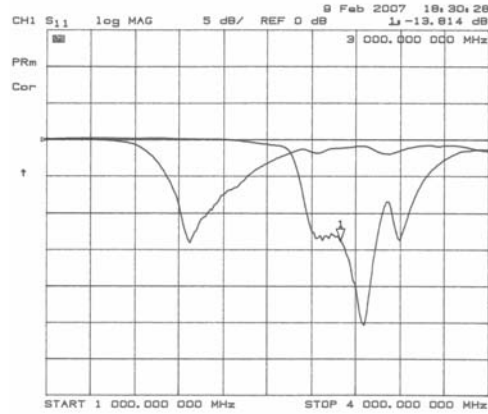
Rys. 4.54. Charakterystyki promieniowania zintegrowanej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Wiązki 1R (a), 1L (b), 2R (c) oraz 2L (d). Wyniki pomiarów przy częstotliwości środkowej $f_0 = 2,4$ GHz

Przedstawiona wyżej antena wykorzystuje szerokopasmową macierz Butlera 4 x 4, do której dołączone są elementy promieniujące o węższym paśmie pracy. Zastosowanie szerokopasmowych elementów promieniujących w celu poszerzenia pasma pracy układu antenowego nie jest możliwe ze względu na to, że wraz ze zmianą częstotliwości zmienia się odległość pomiędzy elementami promieniującymi wyrażona w długościach fali, co niekorzystnie wpływa na charakterystyki promieniowania rozpatrywanego układu. Rozwiązaniem tego problemu może być układ antenowy przedstawiony na rys. 4.55, który został zaproponowany w [100] i opisany w [105]. Układ ten składa się z dwóch wierszy antenowych pracujących w pasmach 2 i 3 GHz dołączonych do szerokopasmowej macierzy Butlera 4 x 4 poprzez układy 4 duplekserów częstotliwości zapewniających rozdział sygnałów do odpowiednich wierszy

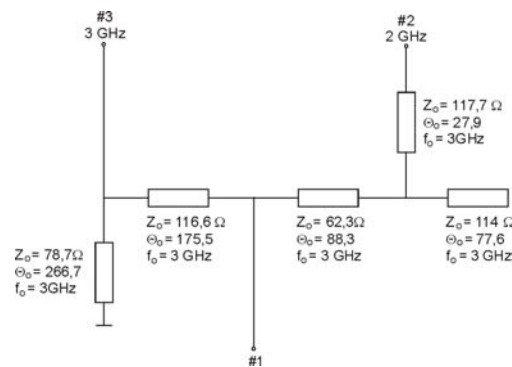
antenowych. Układ ten zaprojektowany został w technice symetrycznych linii paskowych z wykorzystaniem macierzy Butlera przedstawionej na rys. 3.76. W rozwiązaniu tym zastosowane zostały promienniki opisane w rozdziale 4.1, zaprojektowane na częstotliwości środkowe 2 i 3 GHz. Wyniki pomiarów dopasowania impedancyjnego wykonanych promienników przedstawione są na rys. 4.56. Schemat elektryczny zaprojektowanego dipleksera częstotliwości przedstawiony jest na rys. 4.57. Diplekser ten składa się z połączonych filtrów dolnoprzepustowego wydzielającego pasmo 2 GHz oraz pasmowprzepustowego wydzielającego pasmo 3 GHz. Wyniki pomiarów wykonanego dipleksera częstotliwości przedstawione są na rys. 4.58. Można zauważyć, że układ ten charakteryzuje się dobrym dopasowaniem impedancyjnym oraz małymi stratami w pasmach przepustowych. Zdjęcia wykonanych elementów anteny dwupasmowej - promienników na częstotliwości 2 i 3 GHz oraz dipleksera częstotliwości - przedstawione są na rys. 4.59. Poszczególne elementy promieniujące zostały zintegrowane z diplekserem częstotliwości tworząc dwupasmowy element promieniujący. Wyniki pomiarów dopasowania impedancyjnego oraz zysku energetycznego wykonanego promiennika przedstawione są na rys. 4.60 i 4.61. Wykonany promiennik charakteryzuje się dopasowaniem impedancyjnym lepszym niż 10 dB w paśmie 2 GHz i 15 dB w paśmie 3 GHz oraz zyskiem energetycznym lepszym niż 7 dBi w pasmach 2 i 3 GHz.



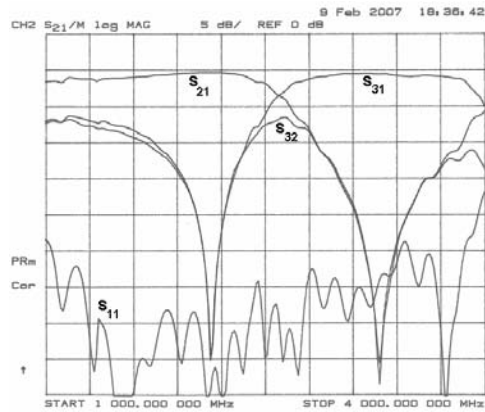
Rys. 4.55. Wielowiązkowa antena dwupasmowa zasilana jedną szerokopasmową macierzą Butlera 4 x 4



Rys. 4.56. Dopasowanie impedancyjne pojedynczych elementów promieniujących anteny dwupasmowej. Wyniki pomiarów



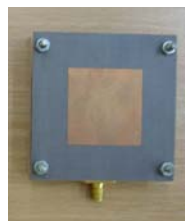
Rys. 4.57. Schemat elektryczny dupleksera częstotliwości



Rys. 4.58. Charakterystyki dupleksera częstotliwości. Wyniki pomiarów



(a)

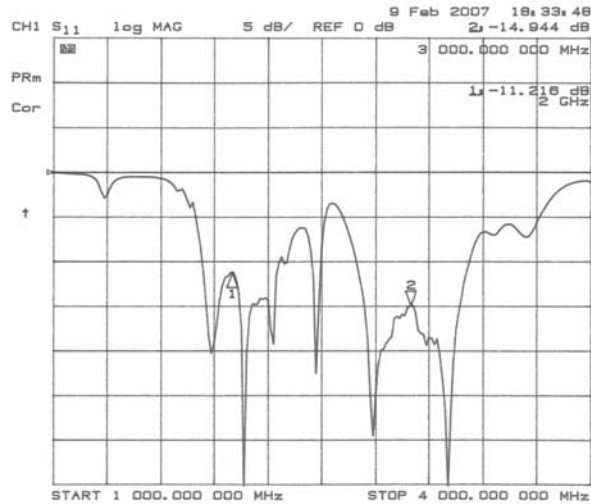


(b)

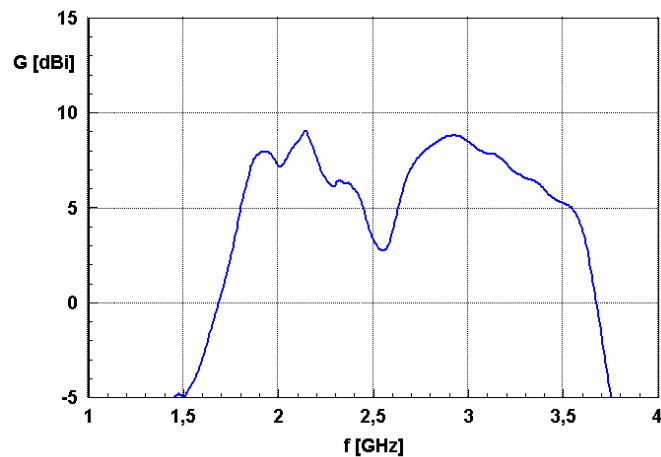


(c)

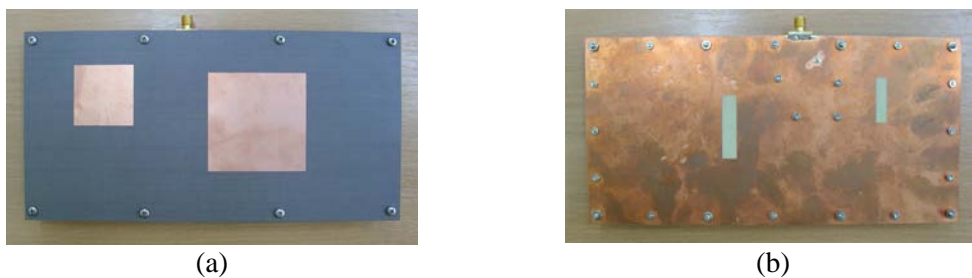
Rys. 4.59. Zdjęcia wykonanych elementów wielowiązkowej anteny dwupasmowej. Promiennik pracujący w paśmie 2 GHz (a), promiennik pracujący w paśmie 3 GHz (b) oraz duplekser częstotliwości (c)



Rys. 4.60. Dopasowanie impedancyjne zintegrowanego dwupasmowego promiennika złożonego z dwóch elementów promieniujących pracujących w różnych pasmach częstotliwości oraz dupleksera częstotliwości. Wyniki pomiarów



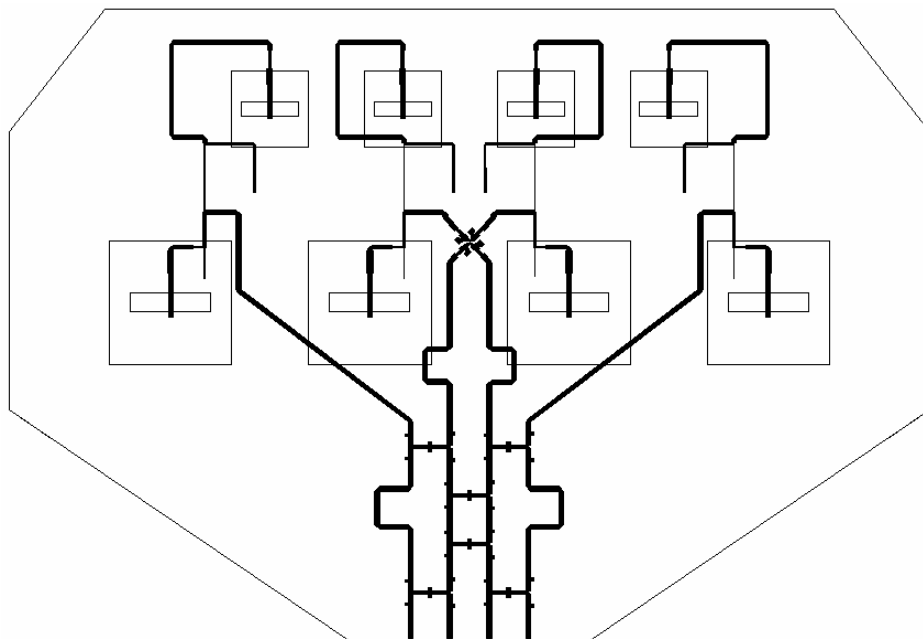
Rys. 4.61. Zysk energetyczny zintegrowanego dwupasmowego elementu promieniującego. Wyniki pomiarów



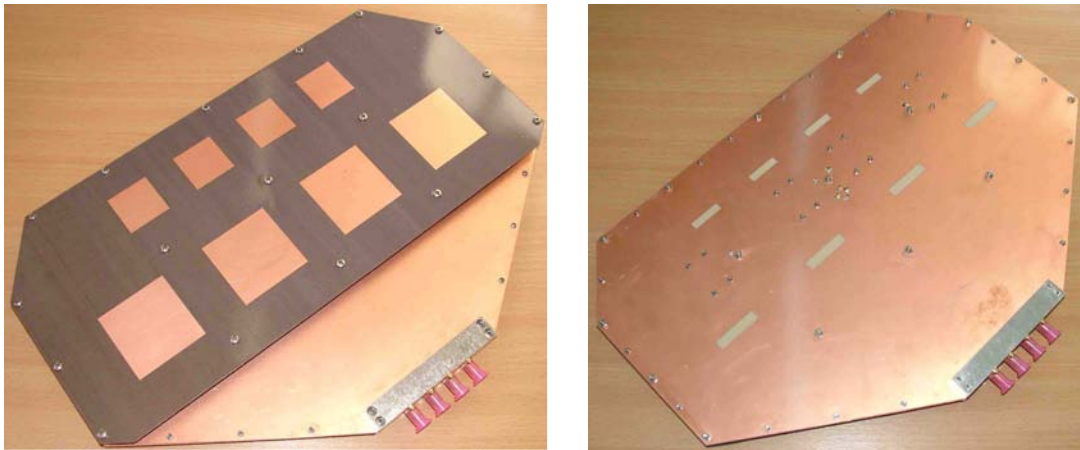
Rys. 4.62. Zdjęcia wykonanego zintegrowanego promiennika dwupasmowego. Widok z góry (a) oraz widok z dołu (b)

Zaprojektowane elementy dwupasmowego czterowiązkowego układu antenowego zostały zintegrowane z szerokopasmową macierzą Butlera 4 x 4. Rysunek 4.63 przedstawia złożony 'layout' wielowarstwowej dwupasmowej zintegrowanej anteny wielowiązkowej. Podobnie jak w przypadku zintegrowanej anteny pracującej w

paśmie 2,4 GHz, odległości pomiędzy elementami promieniującymi wynoszą $d = 0,55\lambda_0$ przy częstotliwościach środkowych odpowiednio 2 i 3 GHz. Zdjęcie wykonanej anteny jest przedstawione na rys. 4.64. Rysunek 4.65 przedstawia wyniki pomiarów dopasowania impedancyjnego wykonanej anteny dwupasmowej. Można zauważyć, że układ antenowy charakteryzuje się dopasowaniem impedancyjnym lepszym niż 15 dB w poszczególnych pasmach częstotliwości. Na rys. 4.66 przedstawione zostały wyniki pomiarów izolacji pomiędzy poszczególnymi wrotami opisywanego układu antenowego. Podobnie jak w przypadku anteny z rys. 4.49, izolacja pomiędzy wrotami 1 i 2 oraz 1 i 3 jest lepsza niż 15 dB w poszczególnych pasmach pracy, a izolacja pomiędzy wrotami 1 i 4 oraz 2 i 3 ma charakter wąskopasmowy i jest lepsza niż 10 dB. Na rys. 4.67 przedstawione zostały wyniki pomiarów zysku energetycznego poszczególnych wiązek promieniowania. Zmierzony zysk energetyczny jest lepszy niż 11 dBi dla wszystkich wiązek promieniowania w paśmie 2 GHz, a także dla wiązek 1R i 1L w paśmie 3 GHz oraz lepszy niż 10 dBi dla wiązek 2R i 2L w paśmie 3 GHz. Rysunki 4.68 i 4.69 przedstawiają zmierzone charakterystyki promieniowania przy częstotliwościach środkowych odpowiednio $f_0 = 2$ GHz i $f_0 = 3$ GHz. Uzyskany poziom listków bocznych nie przekracza -7 dB dla wszystkich wiązek, a kierunki maksymalnego promieniowania określają kąty $\pm 13^\circ$ dla wiązek 1R i 1L oraz $\pm 36^\circ$ dla wiązek 2R i 2L w obu pasmach częstotliwości. Zmierzony poziom przecięcia się wiązek wynosi -3 dB.



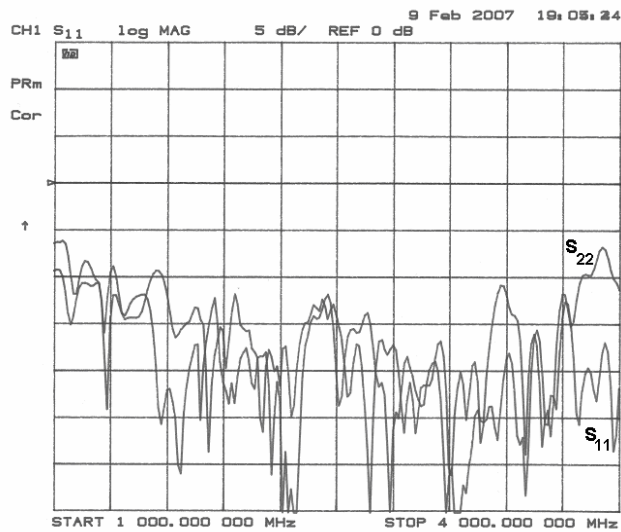
Rys. 4.63. Złożony 'layout' wielowarstwowej zintegrowanej dwupasmowej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4



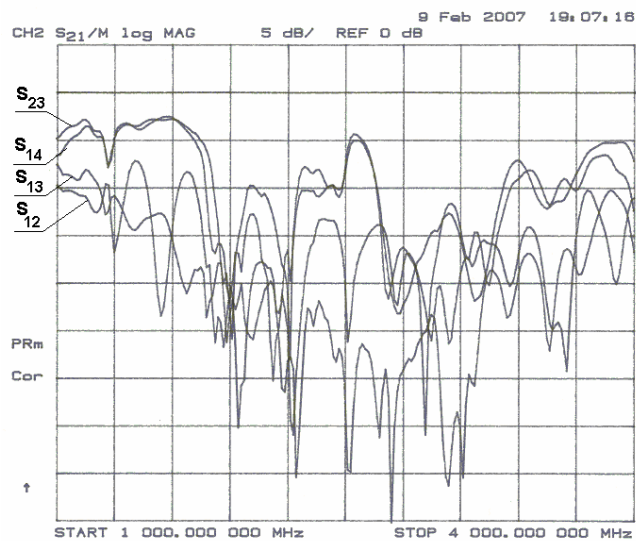
(a)

(b)

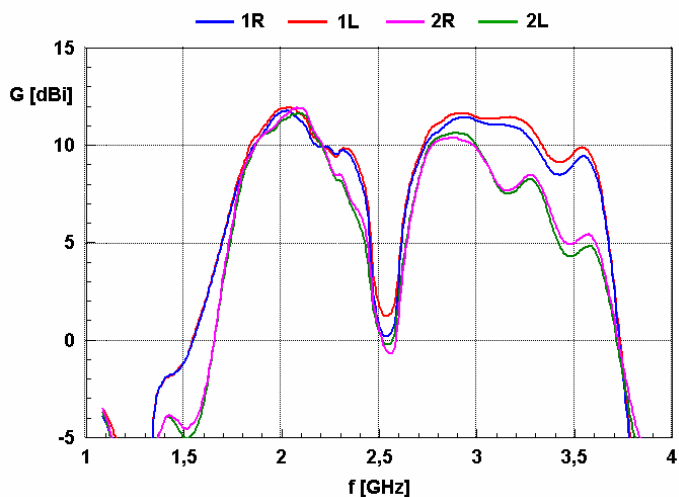
Rys. 4.64. Zdjęcia wykonanej zintegrowanej dwupasmowej anteny wielowiązkowej. Widok z góry (a) oraz widok z dołu (b)



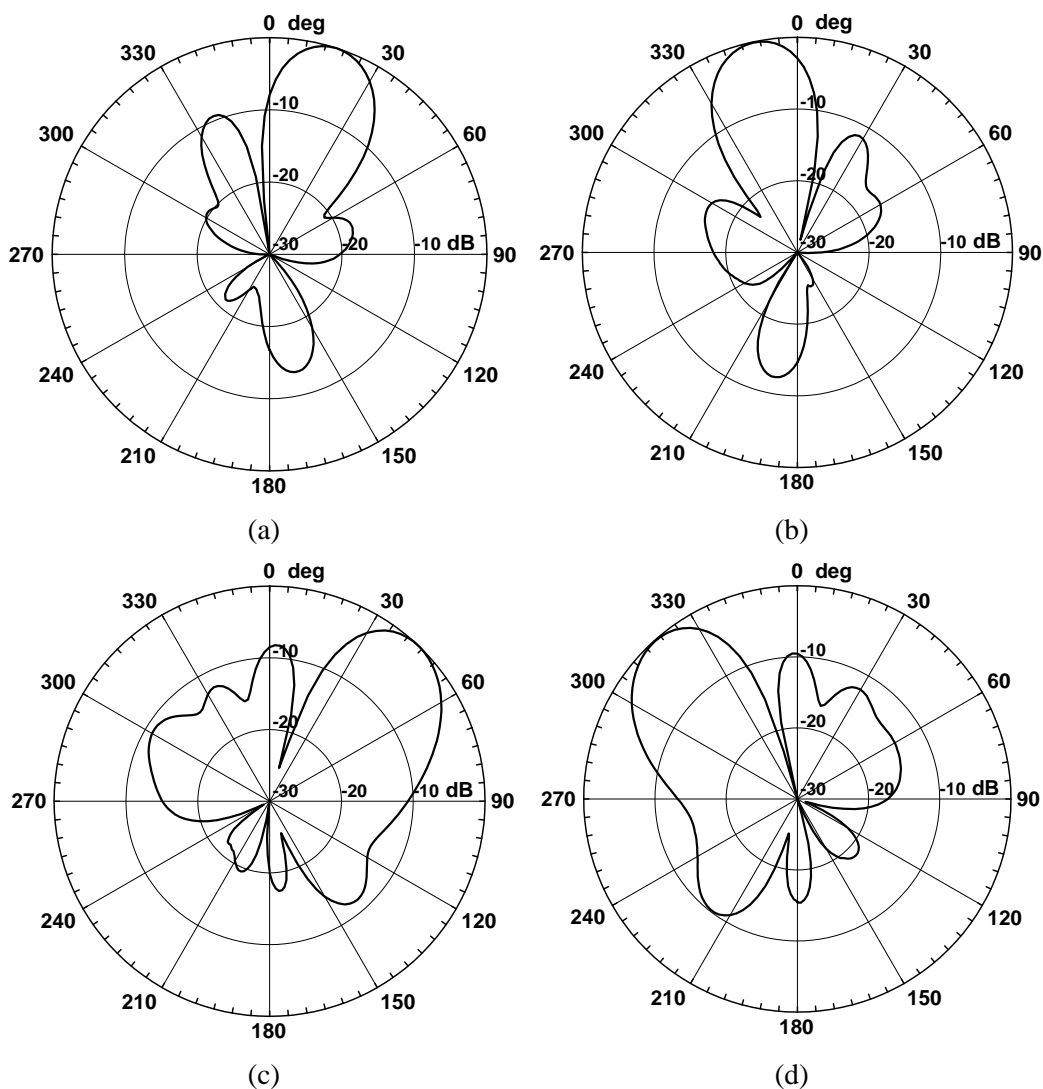
Rys. 4.65. Dopasowanie impedancyjne zintegrowanej dwupasmowej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Wyniki pomiarów



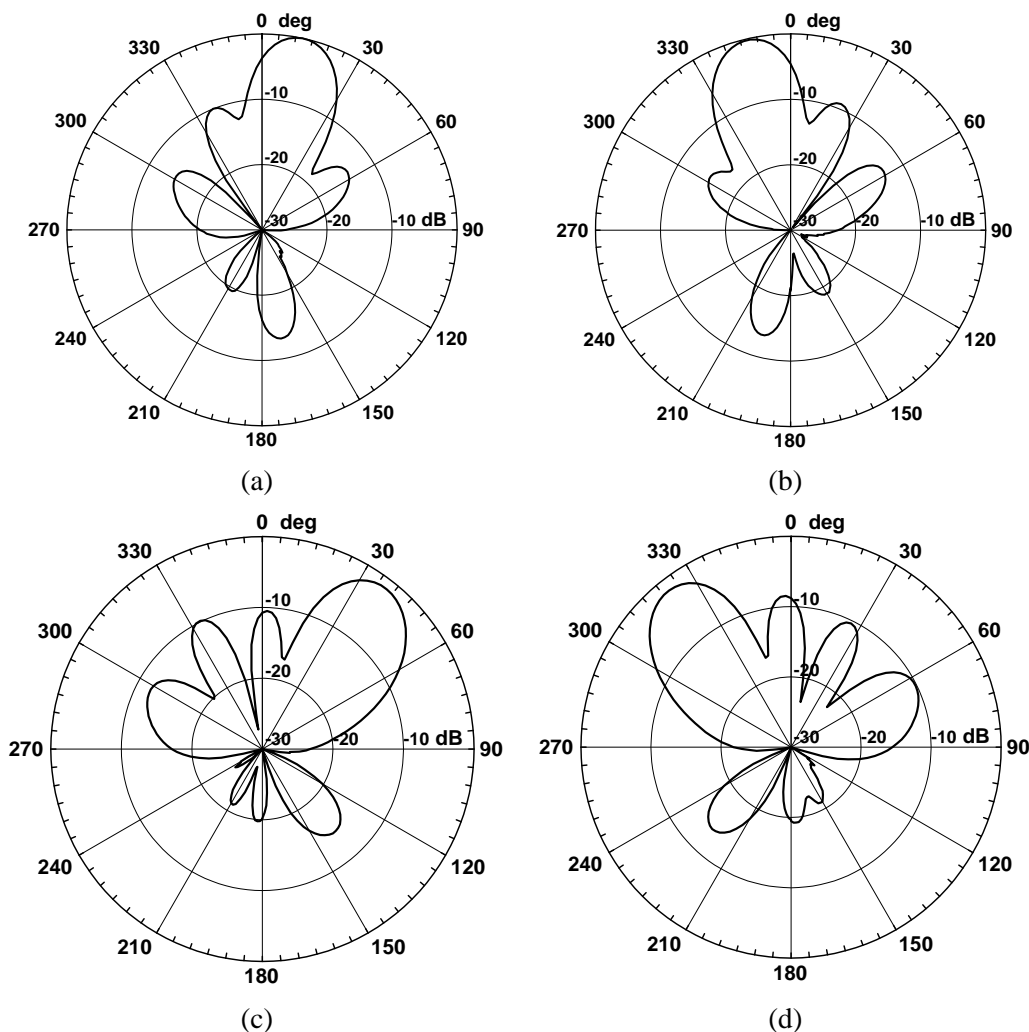
Rys. 4.66. Izolacje pomiędzy poszczególnymi wrotami zintegrowanej dwupasmowej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Wyniki pomiarów



Rys. 4.67. Zysk energetyczny zintegrowanej dwupasmowej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Wyniki pomiarów



Rys. 4.68. Charakterystyki promieniowania zintegrowanej dwupasmowej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Wiązki 1R (a), 1L (b), 2R (c) oraz 2L (d). Wyniki pomiarów wykonanych przy częstotliwości środkowej $f_0 = 2$ GHz

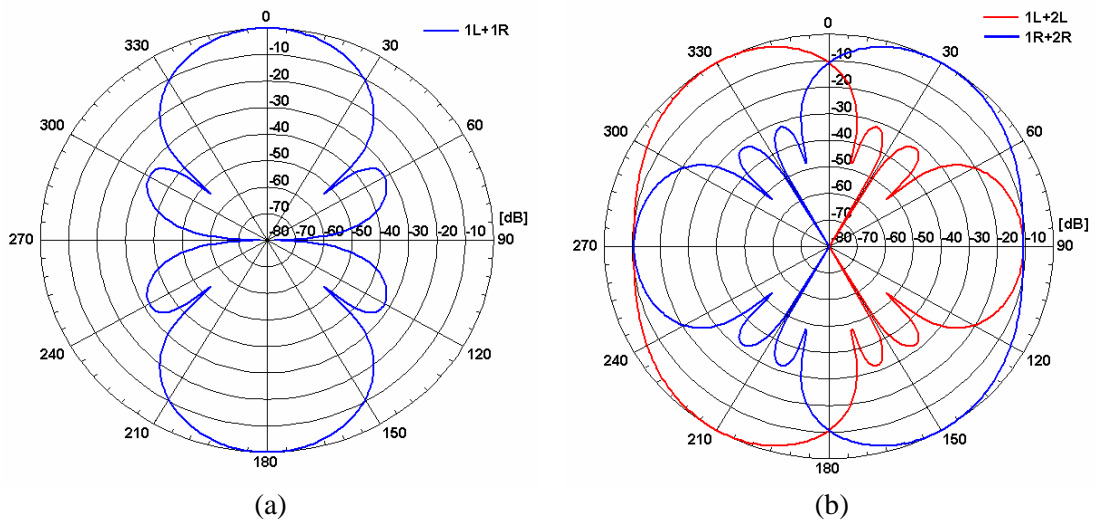


Rys. 4.69. Charakterystyki promieniowania zintegrowanej dwupasmowej anteny wielowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Wiązki 1R (a), 1L (b), 2R (c) oraz 2L (d). Wyniki pomiarów wykonanych przy częstotliwości środkowej $f_0 = 3 \text{ GHz}$

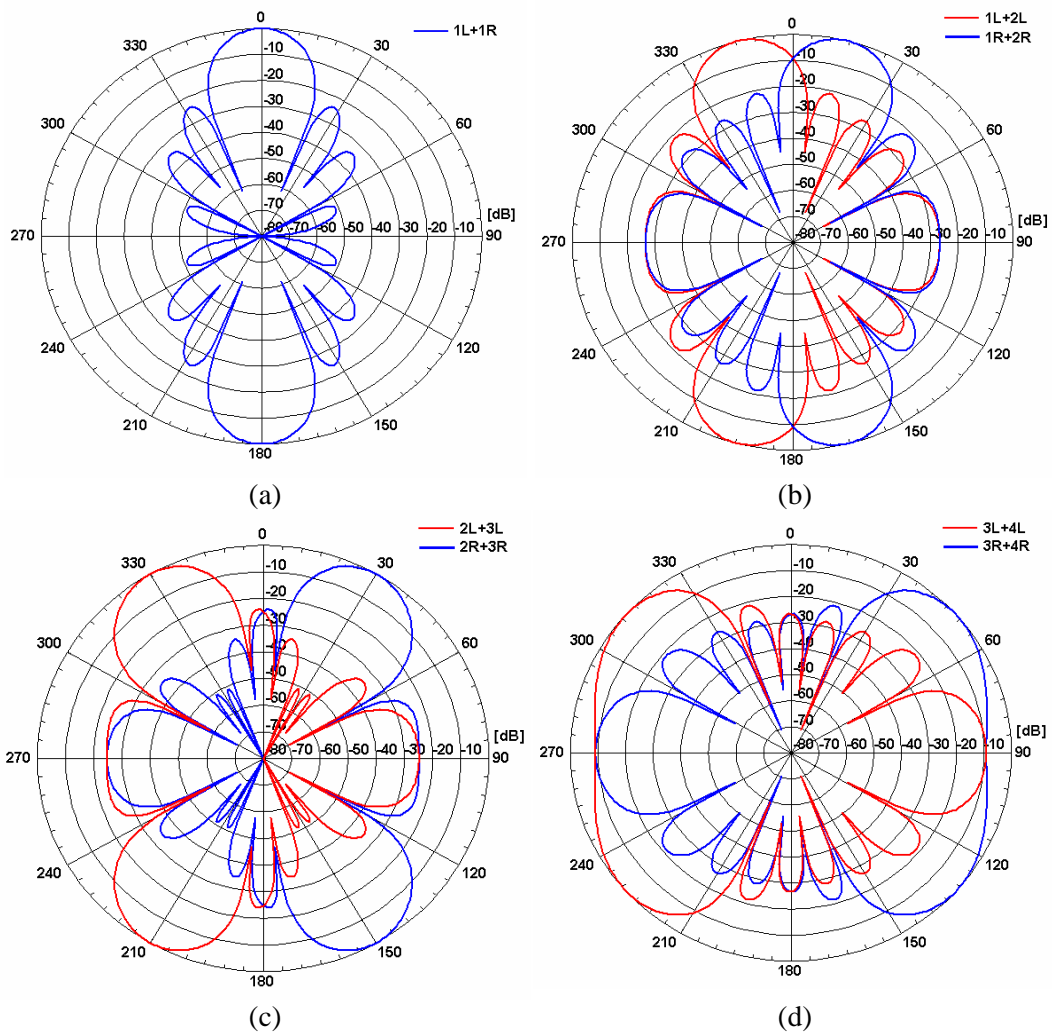
4.4. Układy antenowe ze zmodyfikowanymi macierzami Butlera

Obniżenie listków bocznych w liniowym szyku antenowym uzyskuje się dzięki nierównomiernemu rozkładowi amplitud sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące [78], [113]. W przypadku wielowiązkowych układów antenowych zasilanych macierzami Butlera nie jest możliwe pozyskanie nierównomiernego rozkładu amplitudowego identycznego dla wszystkich wiązek promieniowania przy założeniu bezstratności i odwracalności sieci formowania wiązki [46], [56], [87]. W pracy [95] wykazana została możliwość pozyskiwania nierównomiernego rozkładu amplitudowego poprzez pobudzenie więcej niż jednego wrotła sieci formowania wiązki będącej bezstratną macierzą Butlera. Zaproponowane zostały układy, które pozwalają na uzyskanie rozkładów typu \cos i \cos^2 przy stratach

mocy równych odpowiednio 3,01 i 4,26 dB. Przedstawione układy pozwalają na generowanie odpowiednio N-1 i N-2 wiązek promieniowania o obniżonych listkach bocznych, gdzie N – rząd macierzy Butlera. Na rys. 4.70 przedstawione zostały charakterystyki promieniowania układu antenowego o izotropowych elementach promieniujących rozmieszczonych w odległościach $0,5\lambda_0$, w których pobudzone zostały odpowiednie pary wrót wejściowych. Można zauważyć, że pozyskany w ten sposób rozkład kosinusowy pozwolił na uzyskanie listków bocznych nie większych niż -32 dB. Jednocześnie należy podkreślić, że listek dyfrakcyjny jest na poziomie -10 dB i wartość ta nie zależy od rozkładu amplitud sygnałów pobudzających elementy promieniujące. Listek ten może być zredukowany tylko poprzez zmniejszenie odległości między elementami promieniującymi oraz zastosowanie kierunkowych elementów promieniujących jak zostało to pokazane w rozdziale 4.2. Na rys 4.71 przedstawione zostały charakterystyki promieniowania ośmioelementowego układu antenowego, w którym pozyskano 7 wiązek promieniowania o obniżonych listkach bocznych dzięki zastosowaniu kosinusowego rozkładu amplitud sygnałów pobudzających elementy promieniujące. W tym przypadku pobudzenie odpowiednich par wrót wejściowych macierzy Butlera pozwoliło na uzyskanie listków bocznych na poziomie -24 dB. Inne rozwiązanie, w którym poprzez dołączenie stratnej sieci podziału mocy do wyjść macierzy Butlera uzyskuje się nierównomierny rozkład amplitudy, jest przedstawione w [30]. Analizę teoretyczną sieci formowania wiązki, w których nierównomierny rozkład amplitud sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące jest pozyskany dzięki dołączeniu stratnych elementów, można znaleźć w [27]. Obniżenie poziomu listków bocznych można uzyskać również poprzez dołączenie do wyjść macierzy Butlera dzielników o nierównomiernym podziale mocy, do wyjść których dołącza się elementy promieniujące. W rozwiązaniu tym liczba elementów promieniujących jest większa niż rząd macierzy Butlera. Analiza teoretyczna układów, w których macierz Butlera rzędu N zasila liniowy szereg antenowy o liczbie elementów promieniujących większej niż N, jest przedstawiona w [88]. Czterowiązkowa antena zasilana macierzą Butlera 4 x 4, do wyjść której dołączone zostały 3dB sprzęgacze pierścieniowe zasilające osiem elementów promieniujących jest przedstawiona w [62]. W [41] i [102] Autor rozprawy przedstawił – jako współautor wymienionych prac – analizę teoretyczną oraz badania eksperymentalne nad czterowiązkowymi układami antenowymi, w których do wyjść macierzy Butlera 4 x 4 dołączone zostały sprzęgacze/dzielniki o nierównomiernym podziale mocy.



Rys. 4.70. Charakterystyki promieniowania czteroelementowego układu antenowego o elementach izotropowych rozmieszczonych w odległościach $0,5\lambda_0$ zasilanego macierzą Butlera 4×4 przy jednoczesnym pobudzeniu wrót $1L + 1R$ (a) oraz $1L + 2L$ i $1R + 2R$ (b)



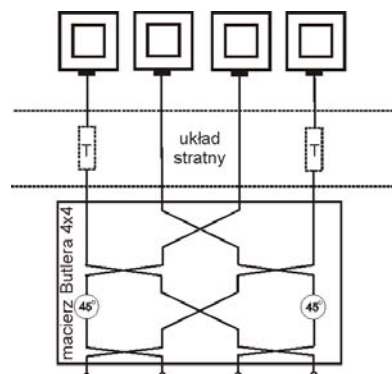
Rys. 4.71. Charakterystyki promieniowania ośmioelementowego układu antenowego o elementach izotropowych rozmieszczonych w odległościach $0,5\lambda_0$ zasilanego macierzą Butlera 8×8 przy jednoczesnym pobudzeniu wrót $1L + 1R$ (a), $1L + 2L$ i $1R + 2R$ (b), $2L + 3L$ i $2R + 3R$ (c) oraz $3L + 4L$ i $3R + 4R$ (d)

W celu wykazania możliwości obniżenia poziomu listków bocznych przy jednoczesnym obniżeniu poziomu listka dyfrakcyjnego przeprowadzona została analiza teoretyczna układu antenowego o czterech, sześciu, ośmiu i dziesięciu elementach promieniujących zasilanych odpowiednio zmodyfikowaną macierzą Butlera $4 \times N$. Dla każdego z rozpatrywanych układów antenowych charakterystyki promieniowania wyznaczone zostały z wykorzystaniem metody przemnażania charakterystyk zgodnie z równaniem (2.1). Dla celów analizy przyjęto charakterystykę promieniowania pojedynczego elementu promieniującego pokazaną na rys. 4.11, którą w płaszczyźnie wektora H można aproksymować zależnością:

$$F(\Theta) = \cos(\Theta)^{1,3} \quad (4.4)$$

dla $\Theta \in (-90^\circ; +90^\circ)$.

Charakterystyka promieniowania, poziom listków bocznych oraz poziom listka dyfrakcyjnego układu antenowego są zależne od odległości pomiędzy elementami promieniującymi. W antenach o elektronicznie sterowanej wiązce odległość pomiędzy elementami promieniującymi bezpośrednio decyduje o poziomie listka dyfrakcyjnego (przy założeniu kierunkowych elementów promieniujących) i powinna być odpowiednio mała w celu osiągnięcia niskiego poziomu listków bocznych. Z drugiej jednak strony, minimalna odległość pomiędzy elementami promieniującymi jest ograniczona fizycznymi rozmiarami elementów promieniujących oraz niekorzystnymi wzajemnymi sprzężeniami pomiędzy elementami. Dla celów analizy wybrana została odległość między elementami $d = 0,48\lambda_0$. Biorąc pod uwagę, że szerokość pojedynczego elementu promieniującego wykonanego w technice niesymetrycznych linii paskowych wynosi $0,35\lambda_0$, wybrana odległość pomiędzy elementami pozwala na fizyczną realizację analizowanych układów i zapewnia stosunkowo niski poziom sprzężenia pomiędzy elementami.



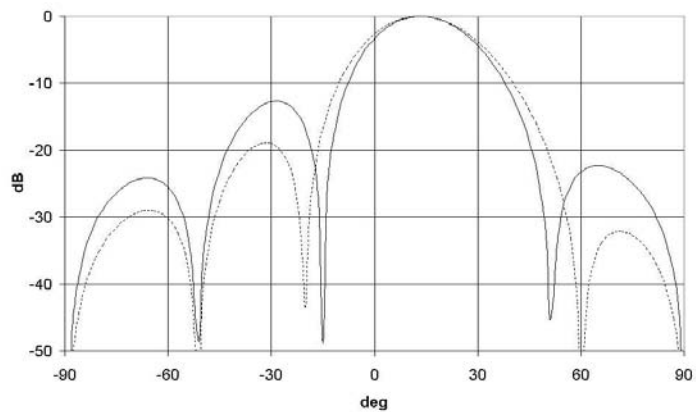
Rys. 4.72. Schemat czteroelementowej anteny czterowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4×4 . Dodatkowe tłumiki (linia przerywana) są wymagane tylko w przypadku sieci stratnej

Rozpatrywany czterowiązkowy układ antenowy, przedstawiony na rys. 4.72, składa się z macierzy Butlera 4×4 , do której dołączone zostały cztery elementy promieniujące. Układ ten nie pozwala na pozyskanie nierównomiernego rozkładu amplitudy przy użyciu bezstratnych elementów w sieci formownia wiązki. Jedynym rozwiązaniem pozwalającym na uzyskanie nierównomiernego rozkładu amplitudowego jest włączenie dodatkowych tłumików przed skrajnymi elementami promieniującymi. Rysunek 4.73 przedstawia obliczone charakterystyki promieniowania czteroelementowej anteny czterowiązkowej zasilanej zarówno stratną, jak i bezstratną siecią formowania wiązki. W przypadku bezstratnej sieci poziom listków bocznych zależy wyłącznie od odległości pomiędzy elementami promieniującymi i dla $d = 0,48\lambda_0$ wynosi $-7,3$ dB. Dołączenie tłumików o tłumieniu $T = 3,6$ dB umożliwia poprawę listków bocznych o 6 dB (współczynniki pobudzeń elementów promieniujących przedstawione zostały w tabeli 4.4). Dalszą poprawę listków bocznych można uzyskać zwiększając liczbę elementów promieniujących. Na rys. 4.74 przedstawiona została nowa koncepcja 6-elementowej anteny czterowiązkowej. Antena ta jest zmodyfikowaną wersją anteny z rys. 4.72, w której dwa dodatkowe dzielniki mocy zostały dołączone do zewnętrznych wyjść macierzy Butlera. Dołączenie dzielników mocy zwiększa liczbę wyjść układu formowania wiązek i pozwala na dołączenie dwóch dodatkowych elementów promieniujących. W celu zapewnienia odpowiedniego rozkładu fazy sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące wymagane jest dołączenie dwóch dodatkowych przesuwników fazy o przesunięciu $\varphi = 180^\circ$. W proponowanym rozwiązaniu wymagane przesunięcie fazy jest uzyskiwane poprzez obrót elementów promieniujących. W rozwiązaniu tym nierównomierny rozkład amplitudowy jest realizowany poprzez wybór współczynników podziału dzielników mocy. Oczywistym jest, że rozwiązanie takie wprowadza ograniczenie na możliwy do pozyskania rozkład amplitudowy wynikający z tego, że moc doprowadzona do dwóch zewnętrznych elementów promieniujących musi być równa mocy doprowadzonej do środkowego elementu promieniującego. Pomimo tego możliwe jest znaczące obniżenie listków bocznych. Układ bezstratny nie pozwala na osiągnięcie listków bocznych o równomiernym zafalowaniu. Aby to osiągnąć należy dołączyć dodatkowe tłumiki do zewnętrznych wyjść macierzy Butlera. Rysunek 4.75 przedstawia obliczone charakterystyki promieniowania wiązek 1R i 2R dla zaproponowanego układu antenowego. Można zauważyć, że w przypadku bezstratnej sieci formowania wiązki możliwy do uzyskania poziom listków bocznych wynosi -14 dB, a dla stratnej sieci, dla

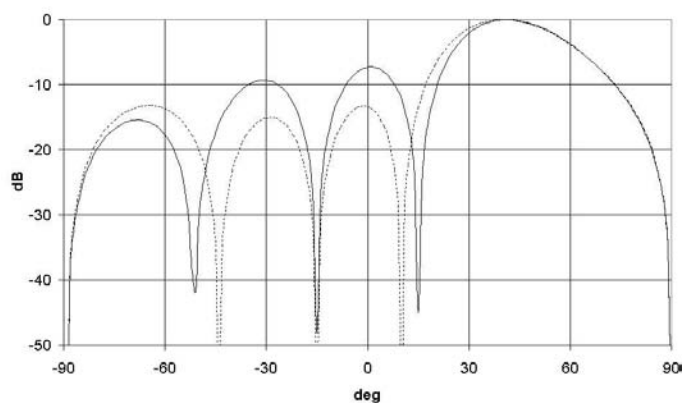
której tłumienie dodatkowych tłumików wynosi $T = 1,6$ dB, możliwy do uzyskania poziom listków bocznych wynosi -20 dB (współczynniki pobudzeń elementów promieniujących przedstawione zostały w tabeli 4.4). Tak niski poziom listków bocznych może zostać osiągnięty dzięki temu, że zwiększenie liczby elementów promieniujących dla ustalonej odległości pomiędzy elementami promieniującymi i ustalonej progresji fazy powoduje obniżenie poziomu listka dyfrakcyjnego. Warto dodać, że pozostałe parametry układu antenowego, takie jak szerokości wiązek i kąty maksymalnego promieniowania poszczególnych wiązek, nieznacznie się zmieniają przy zmianie liczby elementów promieniujących. Porównanie parametrów rozważanych układów antenowych jest przedstawione w tabeli 4.4.

Tabela 4.4. Parametry czterowiązkowych N -elementowych układów antenowych obliczone przy założeniu odległości między elementami promieniującymi $d = 0,48\lambda_0$ [41]

		liczba promienników			
		4	6	8	10
szerokość wiązki 1R,L [deg]		30	22	17	16,5
szerokość wiązki 2R,L [deg]		31,5	25	22	21,5
przecięcie się wiązek [dB]		-3	-6	-10	-10,5
kierunek maksymalnego promieniowania dla wiązek 1R,L [deg]		13	14	15	14,5
kierunek maksymalnego promieniowania dla wiązek 2R,L [deg]		40	44	46	46,5
poziom listków bocznych anteny z bezstratną siecią formowania wiązki [dB]		-7	-14	-22	-27
poziom listków bocznych anteny ze stratną siecią formowania wiązki [dB]		-13	-20	-28	-35
współczynniki pobudzeń elementów promieniujących anteny z bezstratną siecią formowania wiązki		1	1	1	1
		1	0,895 0,447	0,891 0,524 0,260	0,887 0,530 0,251 0,065
sprężenie sprzęgaczy kierunkowych/dzielników mocy C w bezstratnej sieci formowania wiązki [dB]	a	-	7	12	12
	b	-	-	5,9	5,8
	c	-	-	-	12
zysk układu antenowego zasilanego bezstratną siecią formowania wiązki [dBi]	1R,L	13,1	14,25	15,07	15,25
	2R,L	12,7	13,40	14,01	14,14
współczynniki pobudzeń elementów promieniujących anteny ze stratną siecią formowania wiązki		1	1	1	1
		0,66	0,732 0,395	0,800 0,492 0,220	0,839 0,580 0,315 0,125
sprężenie sprzęgaczy kierunkowych/dzielników mocy C w stratnej sieci formowania wiązki [dB] oraz tłumienie T [dB]	a	-	6,5	13,4	9,9
	b	-	-	5,6	4,9
	c	-	-	-	8,7
	T	3,6	1,6	0,75	0,3
zysk układu antenowego zasilanego bezstratną siecią formowania wiązki [dBi]	1R,L	11,40	13,41	14,60	15,44
	2R,L	10,92	12,63	13,58	14,24
spadek zysku związany z tłumieniem w stratnej sieci formowania wiązki [dB]		1,43	0,73	0,36	0,15

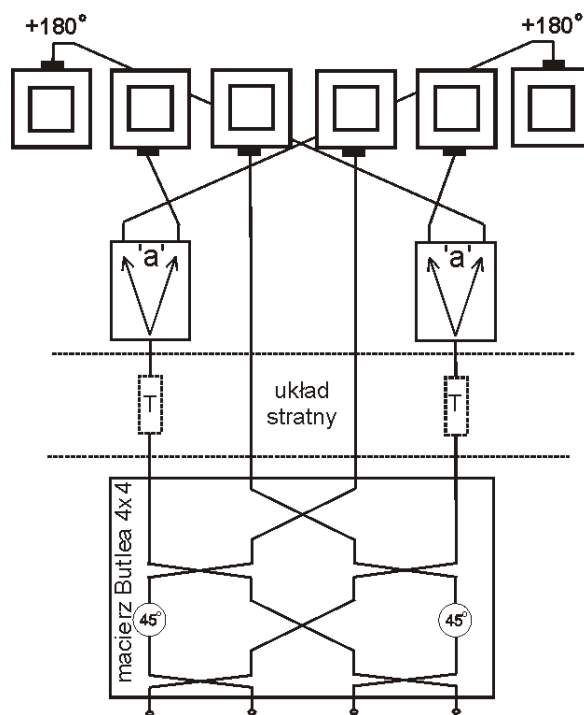


(a)

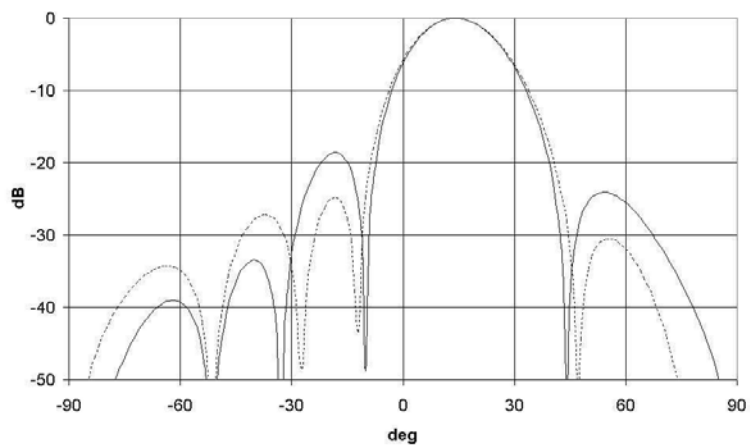


(b)

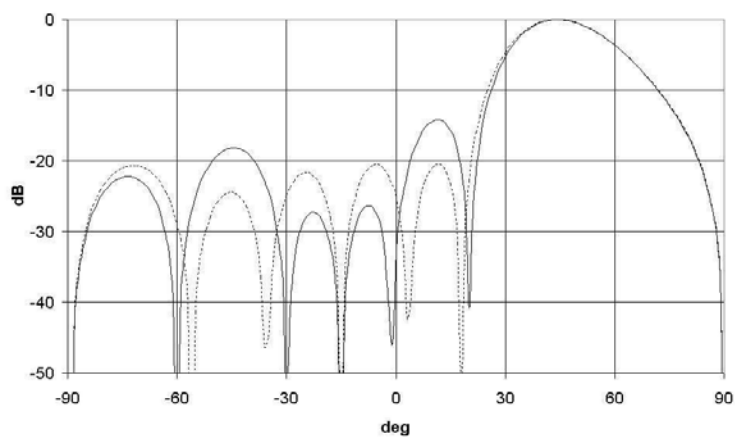
Rys. 4.73. Obliczone charakterystyki promieniowania 4-elementowej anteny wielowiązkowej zasilanej bezstratną (linia ciągła) i stratną (linia przerywana) siecią formowania wiązek. Wiązki 1R (a) i 2R (b)[41]



Rys. 4.74. Schemat sześćoelementowej anteny czterowiązkowej zasilanej macierzą Butle'a 4 x 6. Dodatkowe tłumiki (linia przerywana) są wymagane tylko w przypadku sieci stratnej [41]

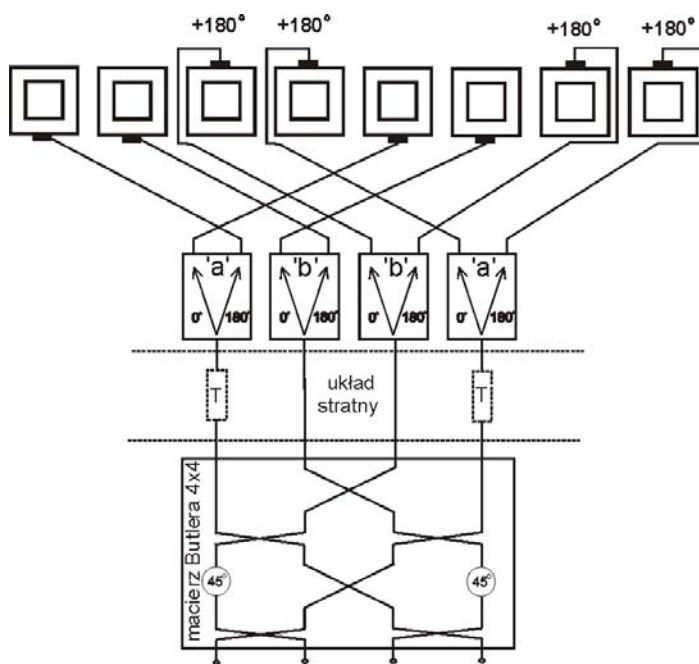


(a)



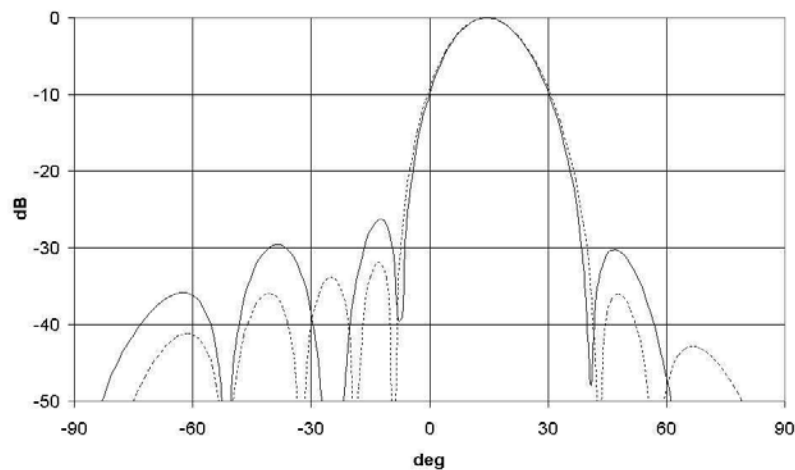
(b)

Rys. 4.75. Obliczone charakterystyki promieniowania 6-elementowej anteny wielowiązkowej zasilanej bezstratną (linia ciągła) i stratną (linia przerywana) siecią formowania wiązek. Wiązki 1R (a) i 2R (b)[41]

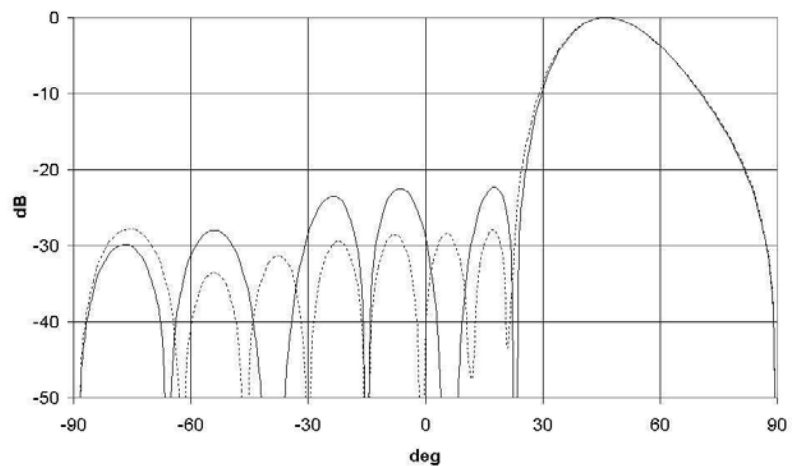


Rys. 4.76. Schemat ośmioelementowej anteny czterowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 8. Dodatkowe tłumiki (linia przerywana) są wymagane tylko w przypadku sieci stratnej [102]

Przedstawiona koncepcja 6-elementowej anteny czterowiązkowej może być rozszerzona na bardziej złożone układy antenowe posiadające więcej elementów promieniujących. Rysunek 4.76 przedstawia schemat anteny 8-elementowej opisanej w [102]. W rozwiązaniu tym dwie pary sprzęgaczy kierunkowych $0/180^\circ$ zostały dołączone do wyjść macierzy Butlera, co pozwoliło na obniżenie listków bocznych do poziomu co najmniej -22 dB (rys. 4.77). Tak jak w poprzednim przypadku, dołączenie dodatkowych tłumików o tłumieniu $T = 0,75$ dB do zewnętrznych kanałów macierzy Butlera pozwala na uniknięcie ograniczeń rozkładu amplitudowego sygnałów pobudzających elementy promieniujące i osiągnięcie poziomu listków bocznych co najmniej -28 dB.

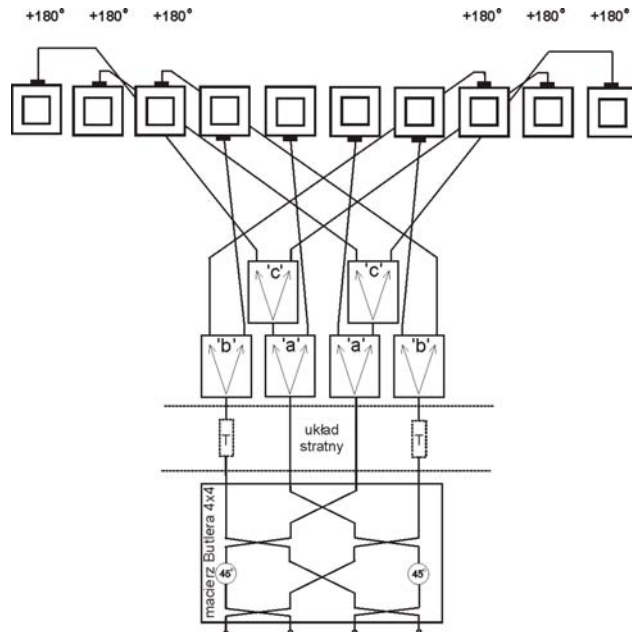


(a)

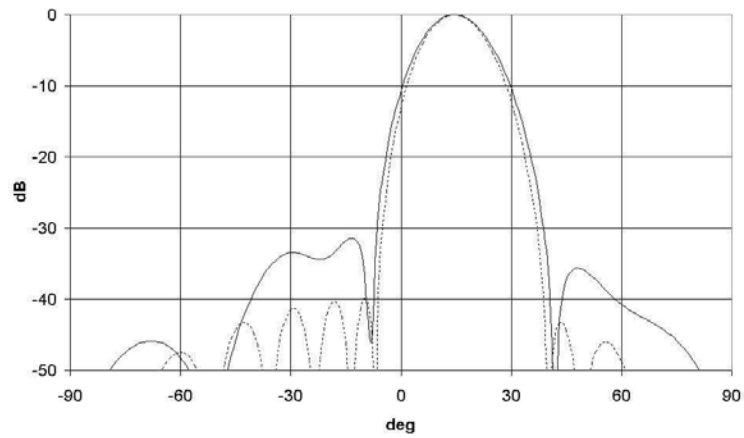


(b)

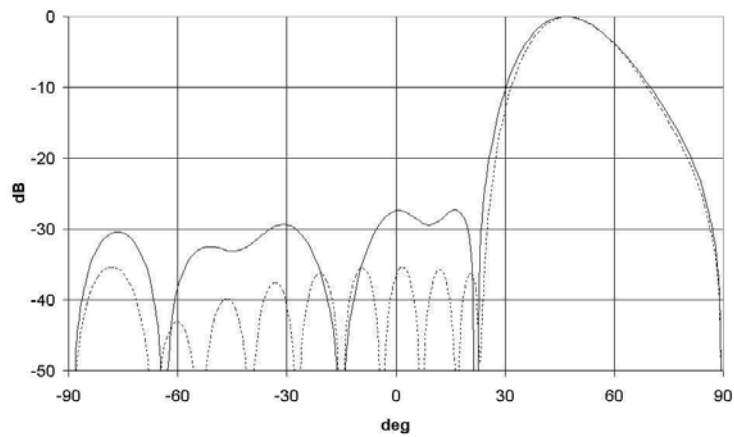
Rys. 4.77. Obliczone charakterystyki promieniowania 8-elementowej anteny wielowiązkowej zasilanej bezstratną (linia ciągła) i stratną (linia przerywana) siecią formowania wiązek. Wiązki 1R (a) i 2R (b)[102]



Rys. 4.78. Schemat dziesięcioelementowej anteny czterowiązkowej zasilanej macierzą Butlera 4 x 10. Dodatkowe tłumiki (linia przerywana) są wymagane tylko w przypadku sieci stratnej [41]



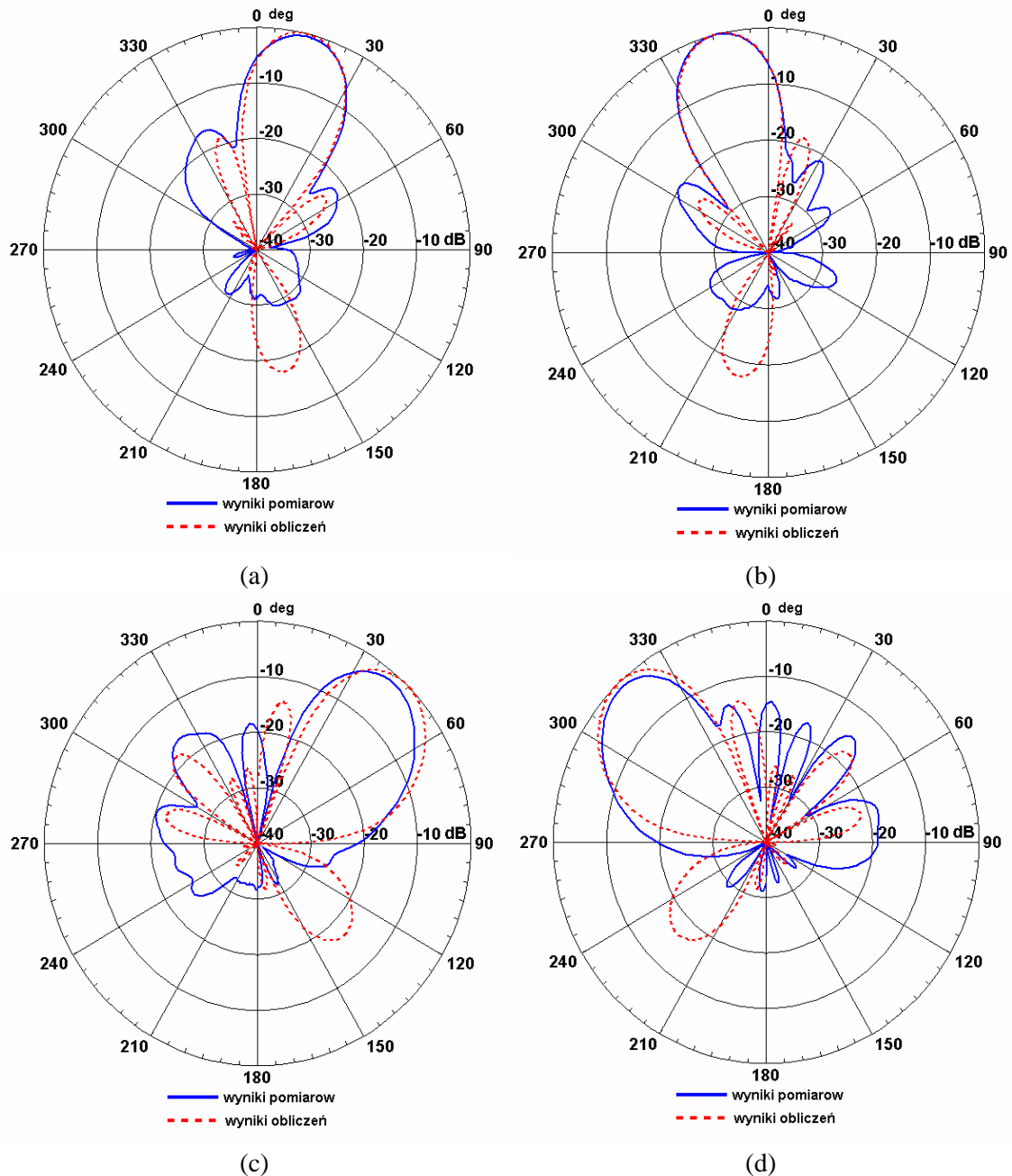
(a)



(b)

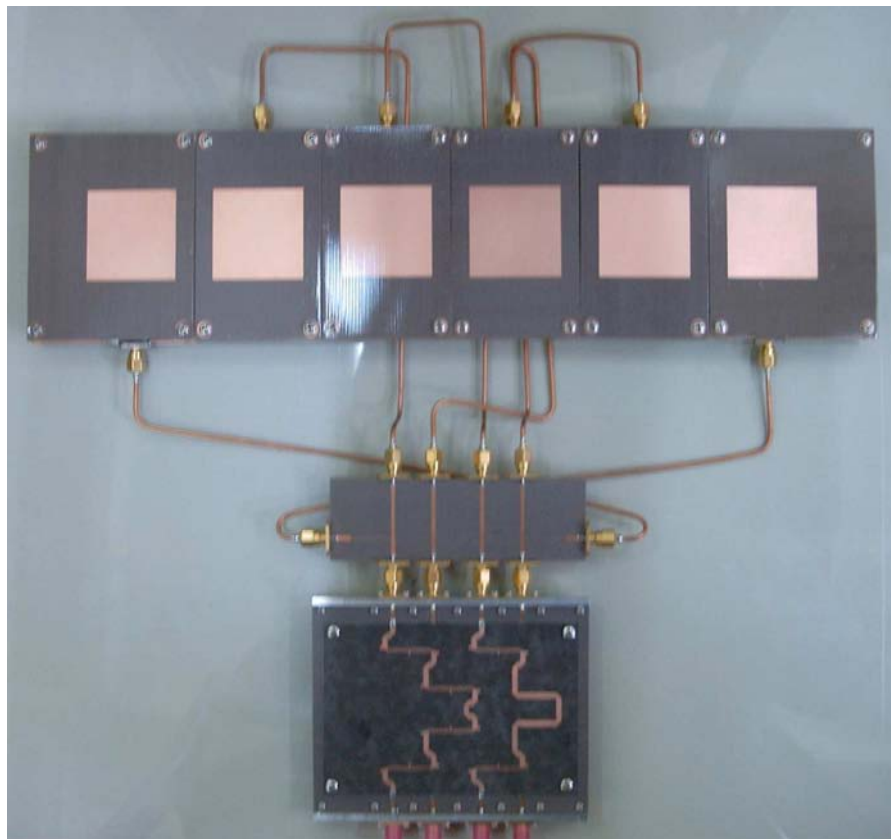
Rys. 4.79. Obliczone charakterystyki promieniowania 10-elementowej anteny wielowiązkowej zasilanej bezstratną (linia ciągła) i stratną (linia przerywana) siecią formowania wiązek. Wiązki 1R (a) i 2R (b) [41]

Ostatnim analizowanym przykładem jest nowa koncepcja 10-elementowej anteny czterowiązkowej, której schemat został przedstawiony na rys. 4.78, a obliczone charakterystyki promieniowania dla wiązek 1R i 2R – na rys. 4.79. Możliwy do osiągnięcia poziom listków bocznych w przypadku anteny bezstratnej wynosi -28 dB, a w przypadku anteny stratnej, która zawiera dodatkowe tłumiki o tłumieniu $T = 0,3$ dB – aż -35 dB.

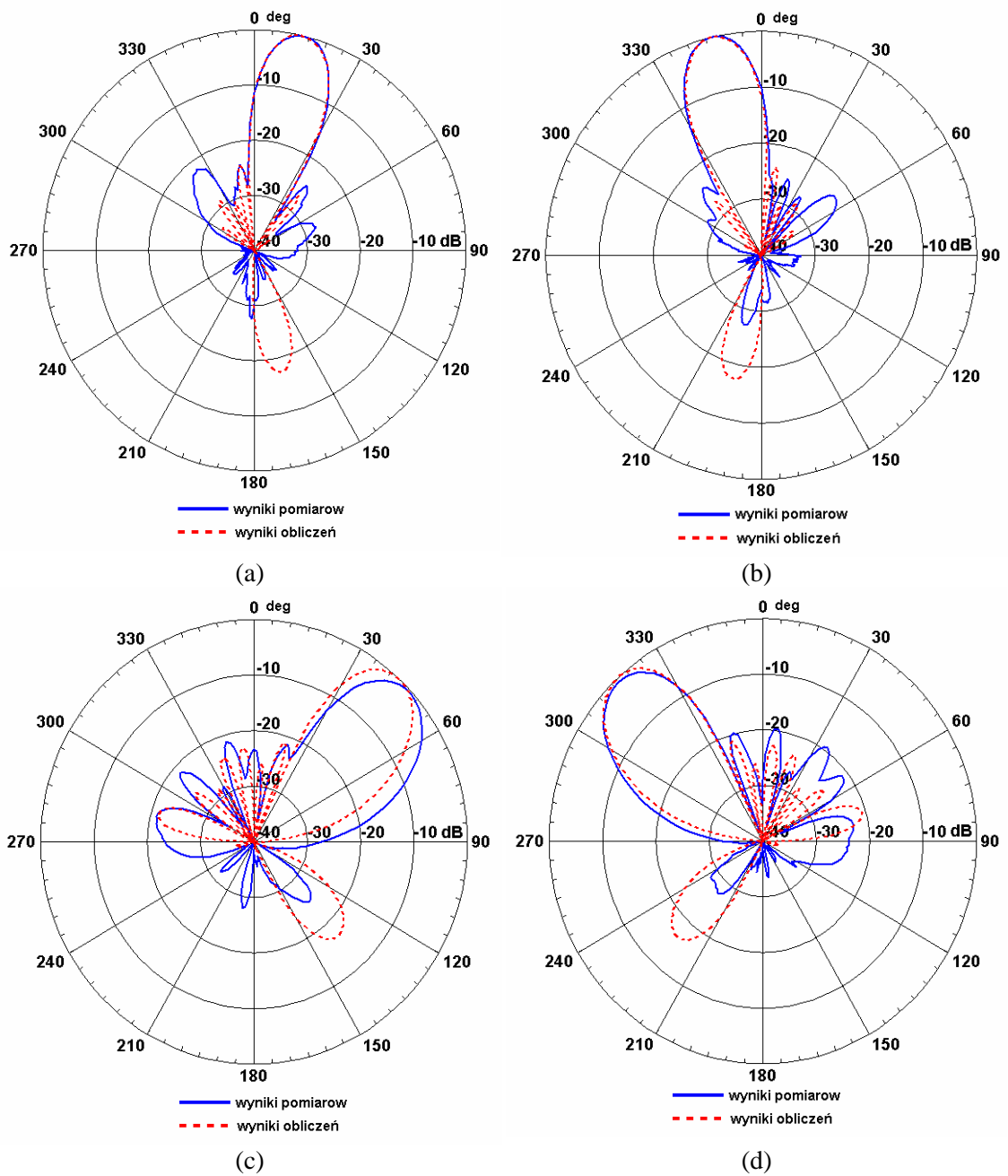


Rys.4.80. Charakterystyki promieniowania układu antenowego o obniżonych listkach bocznych zasilanego zmodyfikowaną macierzą Butlera 4×6 . Wiązki 1R (a), 1L (b), 2R (c) oraz 2L (d). Wyniki pomiarów wykonanych przy częstotliwości środkowej $f_0 = 2,4$ GHz [41]

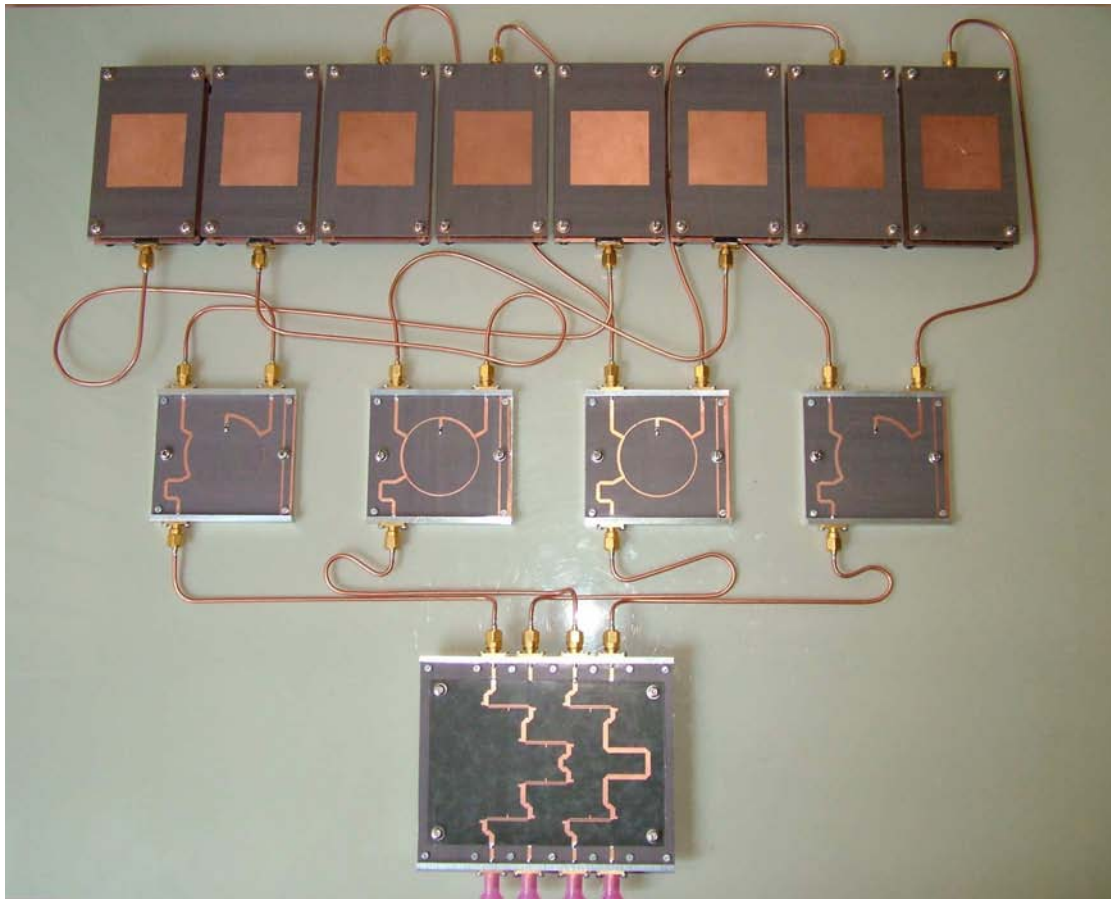
W celu wykazania możliwości praktycznej realizacji wielowiązkowych anten o obniżonych listkach bocznych zaprojektowany i wykonany został układ antenowy złożony z 6 elementów promieniujących oraz układu formowania wiązki zawierającego macierz Butlera 4 x 4 i 2 dzielniki mocy o nierównomiernym podziale. Wyniki pomiarów charakterystyk promieniowania przedstawione są na rys. 4.80, a zdjęcie wykonanej anteny - na rys. 4.81. Uzyskany poziom listków bocznych wynosi -14 dB i jest zgodny z przedstawionymi wyżej obliczeniami teoretycznymi. Podobnie wykonana została antena o ośmiu elementach promieniujących zasilana zmodyfikowaną macierzą Butlera 4 x 8. W rozwiązaniu tym zastosowane zostały sprzęgacze pierścieniowego o sprzężeniu odpowiednio 5,2 dB i 10 dB. Zmierzone charakterystyki promieniowania przedstawione są na rys. 4.82, a zdjęcie wykonanej anteny – na rys. 4.83. Uzyskany poziom listków bocznych wynosi -20 dB i jest zgodny z wynikami analizy teoretycznej. Porównanie parametrów poszczególnych układów antenowych zostało przedstawione w tabeli 4.4.



Rys. 4.81. Zdjęcie wykonanej 6-elementowej anteny wielowiązkowej o obniżonym poziomie listków bocznych



Rys. 4.82. Charakterystyki promieniowania układu antenowego o obniżonych listkach bocznych zasilanego zmodyfikowaną macierzą Butlera 4×8 . Wiązki 1R (a), 1L (b), 2R (c) oraz 2L (d). Wyniki pomiarów wykonanych przy częstotliwości środkowej $f_0 = 2,4 \text{ GHz}$ [102]



Rys. 4.83. Zdjęcie wykonanej 8-elementowej anteny wielowiązkowej o obniżonym poziomie listków bocznych

4.5. Numeryczna optymalizacja charakterystyk promieniowania wielowiązkowych układów antenowych

Przedstawione w rozdziale 4.4 układy antenowe o obniżonym poziomie listków bocznych zasilane zmodyfikowanymi macierzami Butlera wymagają wyznaczenia współczynników pobudzeń poszczególnych elementów promieniujących. Dla układów antenowych charakteryzujących się jedną, tylko wiązką promieniowania istnieją metody analityczne pozwalające na wyznaczenie szukanych współczynników pobudzeń dla zadanej wartości poziomu listków bocznych. Metody te jednakże nie pozwalają na uwzględnienie charakterystyki promieniowania pojedynczego elementu promieniującego, a także nie pozwalają na uwzględnienie w procesie syntezy poziomu listka dyfrakcyjnego.

W celu rozwiązania problemu znajdowania współczynników pobudzeń elementów promieniujących układu antenowego, którego charakterystyka spełnia określone kryteria, zaproponowana została przy znaczącym udziale Autora rozprawy

numeryczna metoda optymalizacji charakterystyk promieniowania [43]. Metoda ta pozwala na uwzględnienie charakterystyki promieniowania pojedynczego elementu promieniującego oraz poziomu listka dyfrakcyjnego, ponadto, optymalizacji podlegać mogą takie wielkości jak: odległości pomiędzy elementami promieniującymi oraz współczynniki podziału mocy w bezstratnych sieciach zasilania wykorzystujących zmodyfikowane macierze Butlera.

Charakterystykę promieniowania N-elementowego układu antenowego można przedstawić jako:

$$F(\Theta, a) = F_{elem}(\Theta) \left| \sum_{n=1}^N a_{n-1} e^{jn \left(kd \cos(\Theta - \frac{\pi}{2}) + \alpha \right)} \right| \quad (4.5)$$

gdzie: a_n – amplituda sygnału pobudzającego n-ty element promieniujący,

α - progresja fazy,

$F_{elem}(\Theta)$ – charakterystyka promieniowania pojedynczego elementu promieniującego.

Pożądana charakterystyka promieniowania może być definiowana w postaci funkcji okna $W(\Theta)$, która w najprostszym przypadku okna prostokątnego może być zapisana jako:

$$W(\Theta) = \begin{cases} 1 & \text{dla } \frac{\pi}{2} - w < \Theta < \frac{\pi}{2} + w \\ SLL & \text{- poza przedziałem} \end{cases} \quad (4.6)$$

W celu wykazania skuteczności opracowanej metody optymalizacji rozpatrzmy liniowy układ antenowy składający się z ośmiu izotropowych elementów promieniujących, dla którego obliczmy opracowaną metodą optymalizacji współczynniki rozkładu amplitud zapewniające poziom listków bocznych $SLL = -20$ dB. Na rys. 4.84a przedstawiona została przykładowa charakterystyka promieniowania liniowego rozpatrywanego układu na tle wykreślonej funkcji okna $W(\Theta)$. Widać, że w prezentowanym przykładzie listki boczne charakterystyki układu antenowego przekraczają założony poziom listków bocznych. W celu optymalizacji charakterystyki promieniowania definiuje się funkcję błędu $E(\Theta, a)$ jako różnicę pomiędzy funkcją $W(\Theta)$, a charakterystyką promieniowania $F(\Theta, a)$ (rys. 4.84b) w sposób następujący:

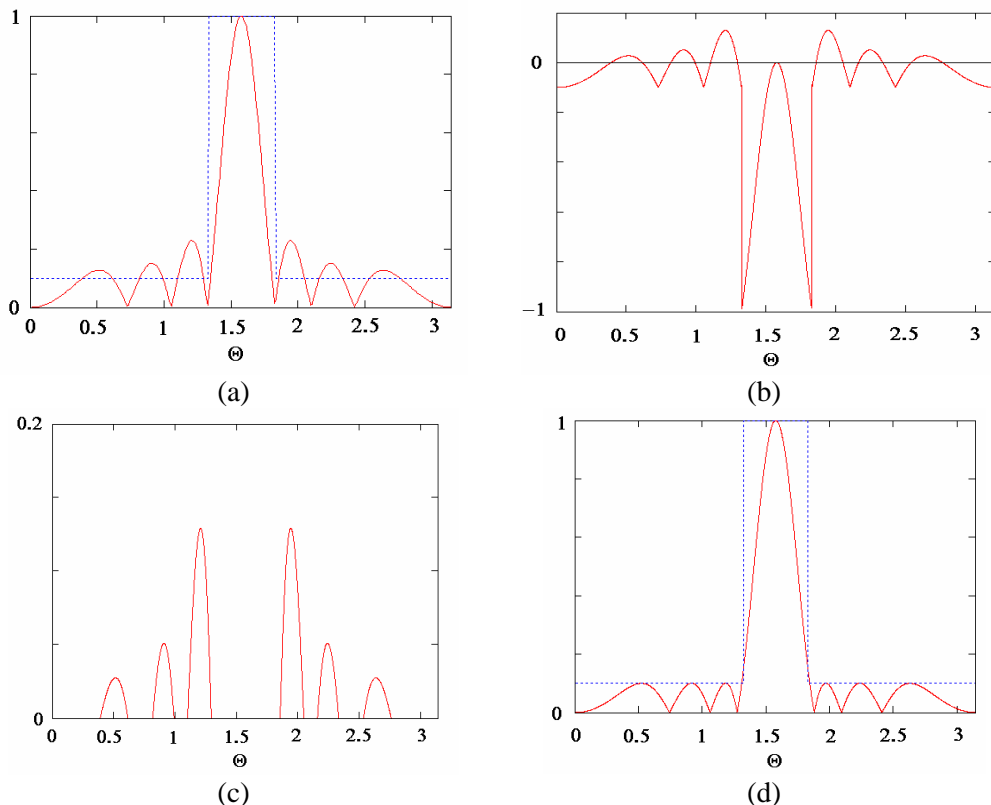
$$E(\Theta, a) = \begin{cases} W(\Theta) - F(\Theta, a) & \text{dla } W(\Theta) - F(\Theta, a) > 0 \\ 0 & \text{- poza przedziałem} \end{cases} \quad (4.7)$$

Funkcja błędu przyjmuje wartości niezerowe w przedziałach Θ , w których charakterystyka $F(\Theta, a)$ przekracza założony poziom listków bocznych. Funkcja błędu

dla przykładu przedstawionego na rys. 4.84a i 4.84b została przedstawiona na rys. 4.84c. W celu uzyskania pożądanej charakterystyki promieniowania należy znaleźć wartości a_n , dla których spełniona jest jedna z zależności:

$$\int_0^{\frac{\pi-w}{2}} |E(\Theta, a)| d\Theta = 0 \quad \text{lub} \quad \int_0^{\frac{\pi-w}{2}} |E(\Theta, a)| d\Theta \rightarrow \min \quad (4.8)$$

Funkcja błędu przedstawiona na rys. 4.84c została zminimalizowana metodą gradientów sprzężonych. Rysunek 4.84d przedstawia charakterystykę promieniowania układu antenowego, w którym elementy promieniujące pobudzone zostały sygnałami o amplitudach wyznaczonych na podstawie (4.8). Metoda ta pozwoliła na uzyskanie równomiernie falistej charakterystyki promieniowania, w której poziom listków bocznych wynosi -20 dB. Wyznaczone numerycznie współczynniki pobudzeń w prezentowanym przykładzie powinny być zgodne ze współczynnikami uzyskanymi metodą Dolpha-Czebyszewa. Porównanie współczynników otrzymanych dwiema metodami znajduje się w tabeli 4.5.

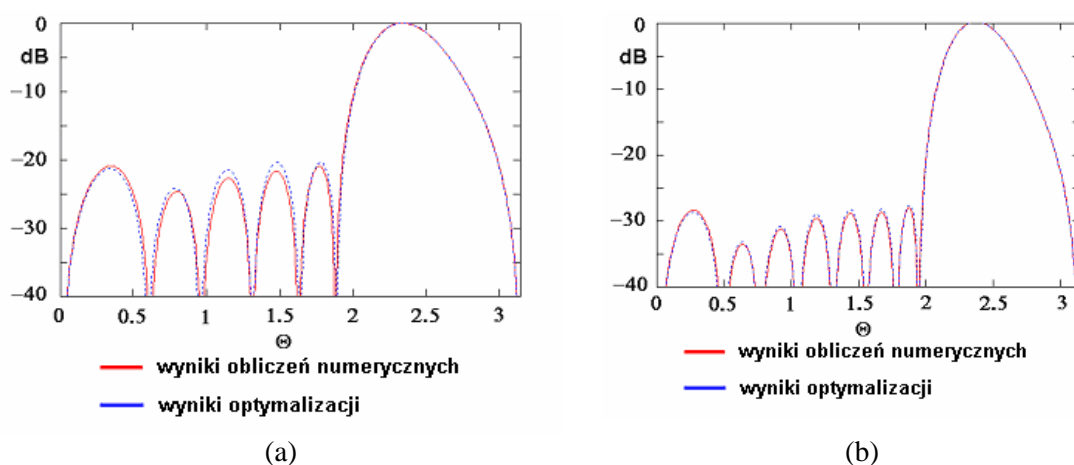


Rys. 4.84. Charakterystyki promieniowania $F(\Theta, a)$ ośmioelementowego układu antenowego o elementach izotropowych pobudzonych sygnałami o jednakowych amplitudach (a), różnica pomiędzy funkcją okna $W(\Theta)$ a charakterystyką promieniowania $F(\Theta, a)$ (b), funkcja błędu $E(\Theta, a)$ (c) oraz numerycznie zoptymalizowana charakterystyka promieniowania przy założeniu poziomu listków bocznych $SLL \leq -20$ dB (d)

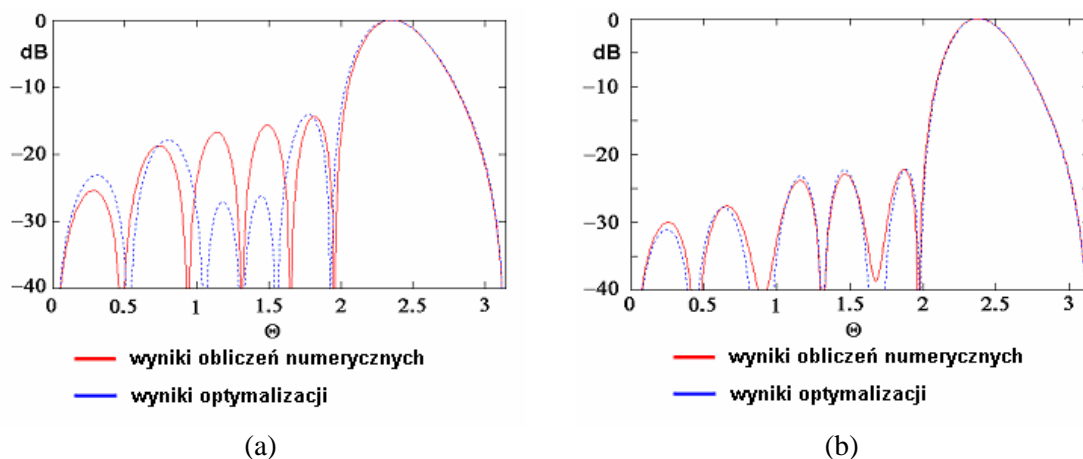
Tabela 4.5. Porównanie unormowanych współczynników pobudzeń elementów promieniujących uzyskanych dla ośmioelementowego układu antenowego przy założeniu poziomu listków bocznych $SLL \leq -20$ dB

współczynniki pobudzeń	metoda Czebyszewa	metoda numeryczna
a_1	1	1
a_2	0,875	0,875
a_3	0,660	0,662
a_4	0,580	0,581

Przedstawiona metoda została zastosowana do optymalizacji czterowiązkowych N-elementowych układów antenowych, której celem było pozyskanie minimalnego poziomu listków bocznych. Przeprowadzone zostały obliczenia dla sześć i ośmioelementowych anten zasilanych zmodyfikowanymi macierzami Butlera odpowiednio 4×6 i 4×8 . Obliczenia zostały przeprowadzone dla stratnych sieci zasilających, w których wartości współczynników pobudzeń nie są ograniczone jej właściwościami i bezstratnych sieci cechujących się ograniczeniami wynikającymi z wykorzystania dodatkowych dzielników mocy [41]. W przeprowadzonych obliczeniach założona została charakterystyka promieniowania pojedynczego elementu promieniującego opisana zależnością (4.4). Na rys. 4.85 przedstawione zostały wyniki obliczeń charakterystyk promieniowania sześć- i ośmioelementowych układów antenowych zasilanych z wykorzystaniem stratnych sieci formowania wiązki. Dla porównania przedstawione zostały również charakterystyki zaprezentowane w [41], które zostały otrzymane na drodze „prób i błędów”. Jak widać, różnice w otrzymanych wynikach są nieznaczne.



Rys. 4.85. Skrajne wiązki promieniowania układów antenowych o obniżonym poziomie listków bocznych dla sześć- (a) i ośmioelementowych (b) układów antenowych zasilanych stratnymi zmodyfikowanymi macierzami Butlera



Rys. 4.86. Skrajne wiązki promieniowania układów antenowych o obniżonym poziomie listków bocznych dla sześć- (a) i ośmioelementowych (b) układów antenowych zasilanych bezstratnymi zmodyfikowanymi macierzami Butlera

Tabela 4.6. Porównanie poziomu listków bocznych SLL, współczynników podziału mocy oraz unormowanych współczynników pobudzeń elementów promieniujących sześć- i ośmioelementowych układów antenowych o obniżonym poziomie listków bocznych uzyskanych na drodze obliczeń numerycznych z wynikami optymalizacji przedstawionej w [41]

liczba elementów	metoda	antena zasilana bezstratną siecią			antena zasilana stratną siecią				
		SLL* [dB]	C ₁ [dB]	C ₂ [dB]	SLL* [dB]	a ₁	a ₂	a ₃	a ₄
6	numeryczna	-14,4	4,8	-	-21	1	0,729	0,374	-
6	na podstawie [41]	-14	7,0	-	-20	1	0,732	0,395	-
8	numeryczna	-22,3	6,1	12,7	-28	1	0,798	0,487	0,214
8	na podstawie [41]	-22	5,9	12,0	-28	1	0,8	0,492	0,220

^{*)}SLL jest wyznaczony dla skrajnych wiązek promieniowania.

Podobnie wyznaczone zostały charakterystyki promieniowania sześć- i ośmioelementowych układów antenowych zasilanych bezstratnymi sieciami formowania wiązki (rys. 4.86). W obliczeniach tych nałożone zostały dodatkowe warunki na rozkład amplitudowy sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące i wyznaczone zostały współczynniki podziału w dzielnikach mocy/sprzęgaczach kierunkowych tworzących sieci formowania wiązek. Również w tym przypadku obliczone charakterystyki porównane zostały z charakterystykami przedstawionymi w [41]. Porównanie poziomów listków bocznych, współczynników sprzężeń i unormowanych współczynników amplitudowych dla przypadku sześć- i ośmioelementowych układów antenowych otrzymanych na drodze numerycznej optymalizacji z wartościami uzyskanymi w [41] jest zamieszczone w tabeli 4.6. Należy podkreślić, że o ile w przypadku prostej anteny o sześciu elementach promieniujących

znalezienie optymalnej charakterystyki promieniowania nie jest kłopotliwe, to wraz ze wzrostem liczby elementów promieniujących problem optymalizacji charakterystyk staje się bardziej złożony i w takim przypadku przedstawiona metoda optymalizacji staje się coraz efektywniejsza i niezastąpiona.

* * *

W rozdziale tym przedstawione zostały wyniki badań wykonanych przy zasadniczym, niekwestionowanym udziale Autora rozprawy nad wybranymi czterowiązkowymi układami antenowymi, ich analizą, projektowaniem i badaniami eksperymentalnymi. Zaproponowany został nowy element promieniujący zasilany symetryczną linią paskową, w którym – poprzez wykonanie dodatkowej szczeliny w dolnym ekranie – można pozyskać efektywne sprzężenie pomiędzy elementem promieniującym, a symetryczną linią paskową, a przez to dobre dopasowanie impedancyjne. Opracowany sposób sprzężenia symetrycznej linii paskowej z mikropaskowym elementem promieniującym został zastosowany w dwóch zaprojektowanych i wykonanych, w pełni zintegrowanych, planarnych układach antenowych: (i) czterowiązkowym układzie antenowym pracującym w paśmie 2,4 GHz oraz (ii) dwupasmowym czterowiązkowym układzie antenowym pracującym w pasmach 2 i 3 GHz. Należy podkreślić, że sieć formowania ośmiu wiązek antenowych tworzy jedna tylko szerokopasmowa macierz Butlera 4 x 4 wraz z czterema diplexerami częstotliwości wykorzystywanymi do doprowadzenia sygnału do odpowiednich wierszy antenowych. Zaprezentowane układy antenowe charakteryzują się poziomem listków bocznych nie gorszym niż -8 dB. W rozdziale tym przedstawione zostały również zaproponowane przez Autora rozprawy czterowiązkowe układy antenowe o obniżonych listkach bocznych. Układy te tworzy się poprzez dołączenie do wyjść macierzy Butlera dzielników mocy o nierównomiernym podziale oraz przez zwiększenie liczby elementów promieniujących. W celu zachowania wymaganych relacji fazowych sygnałów pobudzających odpowiednie elementy promieniujące zaproponowany został sposób wzajemnego ułożenia elementów promieniujących wprowadzający dodatkowe niezbędne przesunięcia fazy 180°. Przeprowadzona została dyskusja możliwości obniżania listków bocznych w czterowiązkowych wieloelementowych układach antenowych wykorzystujących zarówno stratne, jak i bezstratne sieci formowania wiązek. Zaprezentowane zostały dwa nowe układy

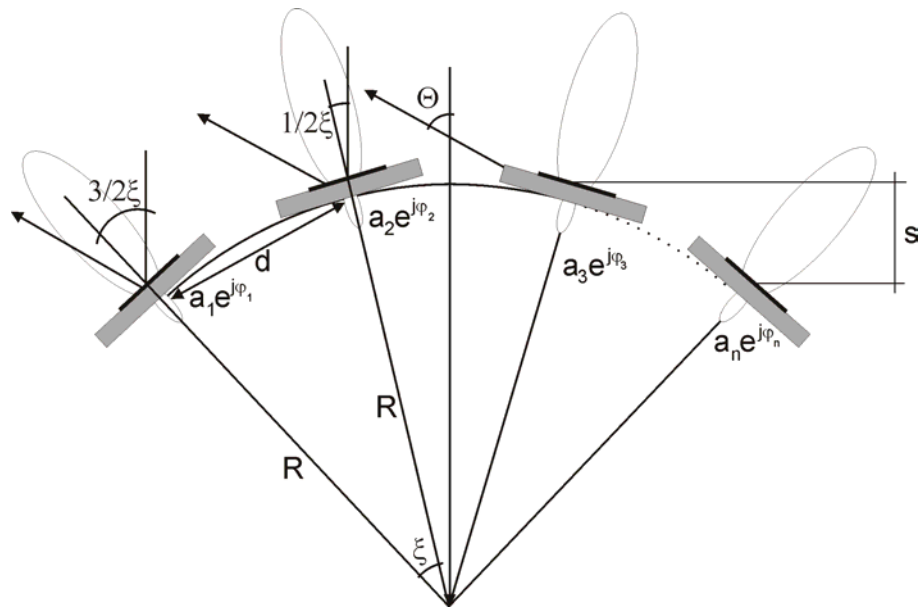
antenowe: (i) sześćoelementowy czterowiązkowy układ antenowy, w którym zmierzony poziom listków bocznych jest nie gorszy niż -14 dB oraz (ii) ośmioelementowy czterowiązkowy układ antenowy, w którym listki boczne wytłumione są co najmniej o 20 dB. Przedstawiona została ponadto metoda numerycznej optymalizacji charakterystyk promieniowania wielowiązkowych układów antenowych, umożliwiająca wyznaczenie współczynników pobudzeń poszczególnych elementów promieniujących układu antenowego lub współczynników podziału mocy dzielników stosowanych w sieci formowania wiązki. Metoda ta pozwala na uwzględnienie w procesie optymalizacji poziomu listka dyfrakcyjnego oraz charakterystyki promieniowania pojedynczego elementu promieniującego.

Rozdział 5. Konforemne wielowiązkowe układy antenowe

W niniejszym rozdziale przedstawiona została analiza konforemnych układów antenowych z macierzą Butlera jako siecią formowania wielu wiązek. Zaproponowana została metoda kompensacji fazowej polegająca na dołączeniu do wejść odpowiednich elementów promieniujących przesuwników fazy kompensujących zmiany fazy, które wynikają z krzywizny układu antenowego. Przeprowadzone zostały również obliczenia elektromagnetyczne mające na celu określenie wpływu promienia krzywizny elementu promieniującego na szerokość wiązki promieniowania oraz określenie wpływu sprzężeń pomiędzy elementami promieniującymi na charakterystyki promieniowania konforemnej anteny wielowiązkowej. Opisane zostały zaprojektowane i wykonane dwa konforemne wielowiązkowe układy antenowe: (i) czteroelementowy czterowiązkowy układ antenowy zintegrowany z macierzą Butlera 4×4 wykonaną w technice niesymetrycznych wielowarstwowych linii paskowych oraz (ii) w pełni zintegrowany sześćelementowy czterowiązkowy układ antenowy o obniżonym poziomie listków bocznych.

5.1. Czteroelementowy konforemny układ antenowy

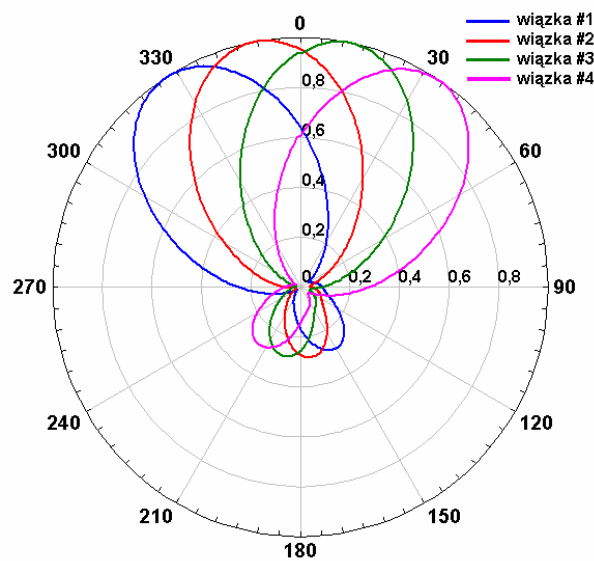
Konforemny wielowiązkowy układ antenowy, jak wspomniano w rozdziale 2, składa się z elementów promieniujących rozłożonych na niepłaskiej powierzchni. W analizie takiego układu antenowego można wykorzystać metodę przemnażania charakterystyk promieniowania, podobnie jak w przypadku płaskiego układu antenowego. Charakterystykę promieniowania układu źródeł punktowych rozłożonych na okręgu o promieniu R opisuje zależność (2.57) [104], w której odległości pomiędzy elementami promieniującymi opisuje kąt ξ . Analiza wielowiązkowego układu konforemnego złożonego z kierunkowych źródeł promieniowania wymaga uwzględnienia zmian amplitudy sygnałów wypromieniowanych w określonym kierunku przez poszczególne promienniki. Jest to związane z tym, że w przypadku konforemnego układu antenowego o znacznej krzywiznie kierunki maksymalnego promieniowania



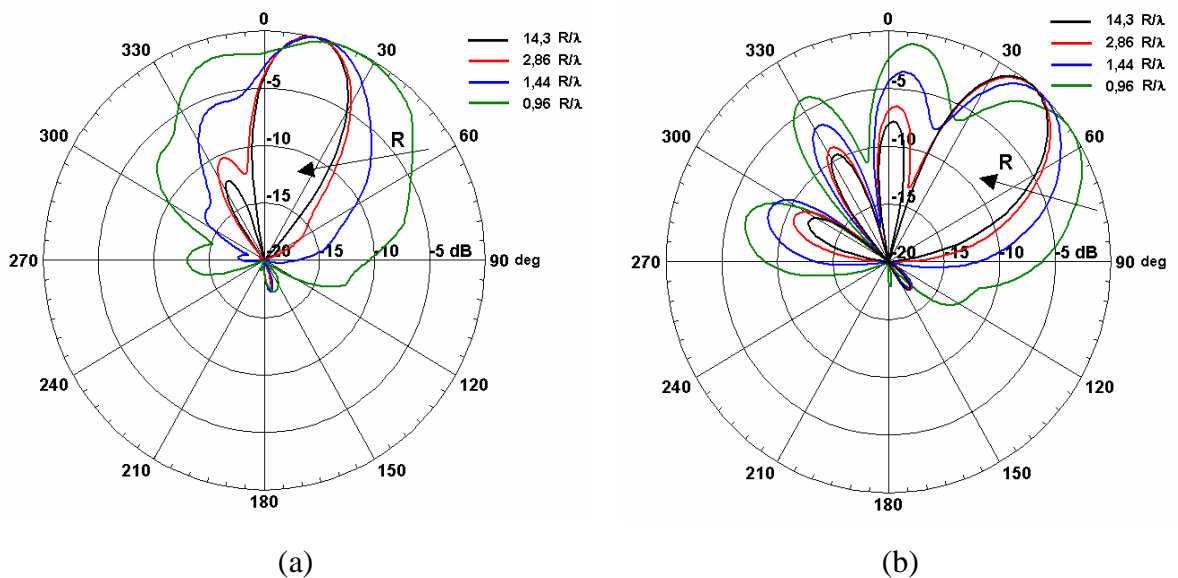
Rys. 5.1. Geometria konforemnego układu antenowego o elementach kierunkowych

poszczególnych promienników są obrócone względem siebie się o kąt ξ . Zmiany amplitud sygnałów promieniowanych przez poszczególne elementy antenowe można uwzględnić przemnażając sygnał pochodzący z każdego ze źródeł izotropowych przez charakterystykę promieniowania pojedynczego elementu promieniującego obróconą o odpowiedni kąt wynikający z geometrycznego rozmieszczenia elementów promieniujących. Na rys. 5.1 przedstawiona została geometria konforemnego układu antenowego ze schematycznie zaznaczonymi kierunkami promieniowania pojedynczych elementów promieniujących. Rysunek 5.2 przedstawia przykładowe charakterystyki promieniowania układu czterech promienników obróconych względem siebie o kąt $\xi = 22^\circ$. Można zauważyć, że wartość amplitudy a sygnału przychodzącego z kierunku promieniowania jednego ze skrajnych elementów promieniujących jest tłumiona do wartości $0,2a$ amplitudy sygnału otrzymanego na drugim skrajnym elemencie promieniującym. Innym istotnym czynnikiem wynikającym z krzywizny układu jest dodatkowe przesunięcie fazy sygnałów wypromieniowanych przez poszczególne elementy promieniujące na danym kierunku. W przypadku konforemnego układu antenowego o współfazowanym zasilaniu, a więc o nieskanowanej wiązce, dodatkowe przesunięcie fazy wynikające z krzywizny układu wynosi $2\pi s/\lambda_0$ i rośnie wraz ze zmniejszaniem się promienia krzywizny anteny. Rysunek 5.3 przedstawia obliczone charakterystyki promieniowania konforemnego czterowiązkowego układu antenowego zasilanego macierzą Butlera 4×4 . Można zauważyć, że czym mniejszy promień krzywizny anteny, tym bardziej zniekształcona jest charakterystyka

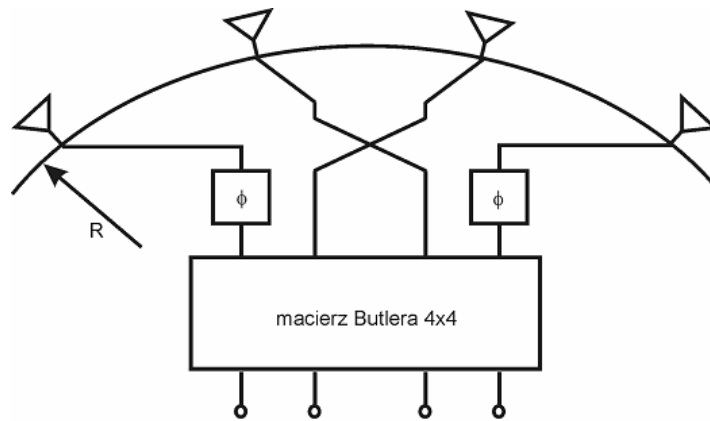
promieniowania. Ponadto można zauważyć, że maksimum promieniowania wiązki 1R (a także wiązki 1L ze względu na symetrię układu) zmienia się, a jednocześnie poszerza się jej 3dB szerokość. Ten sam efekt zmiany kierunku maksymalnego promieniowania występuje w przypadku wiązek 2R i 2L, dla których dodatkowo obserwuje się znaczny wzrost poziomu listków bocznych. Przykładowo, dla promienia krzywizny układu antenowego $R = 0,96\lambda_0$ i odległości pomiędzy elementami promieniującymi wynoszącej $d = 0,52\lambda_0$, poziom listków bocznych jest jedynie o 1 dB niższy od poziomu listka głównego.



Rys. 5.2. Charakterystyki promieniowania kierunkowych elementów antenowych rozmieszczonych w odległości kątowych $\varphi = 26^\circ$



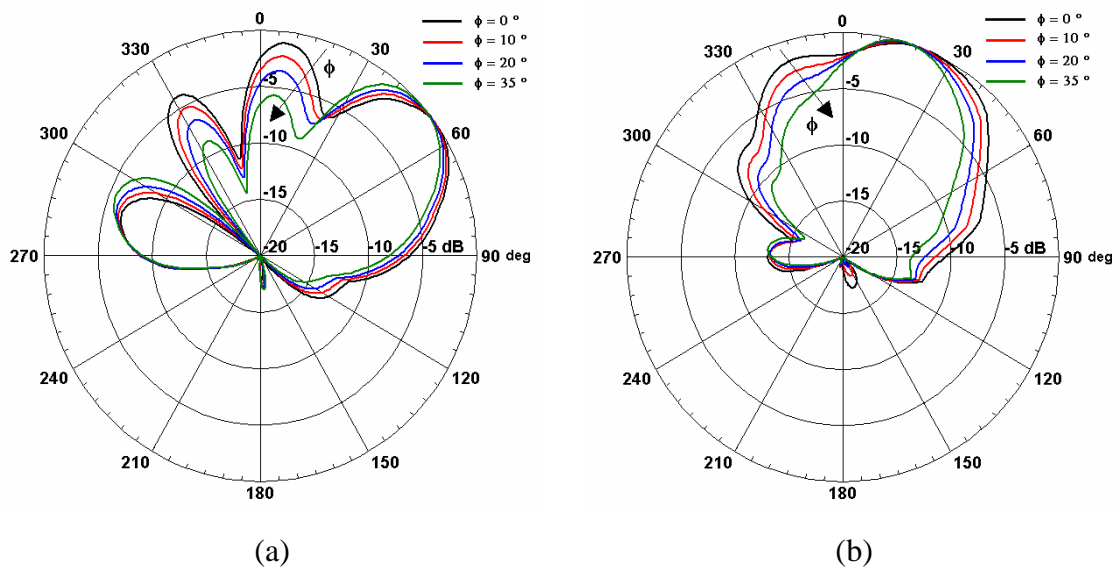
Rys. 5.3. Wiązki 1R (a) i 2R (b) konforemnego układu antenowego obliczone dla odległości pomiędzy elementami antenowymi równej $0,52\lambda_0$ i dla czterech wartości promienia krzywizny



Rys. 5.4. Konforemny układ antenowy zasilany macierzą Butlera 4 x 4, skompensowany dodatkowymi przesuwnikami fazy ϕ

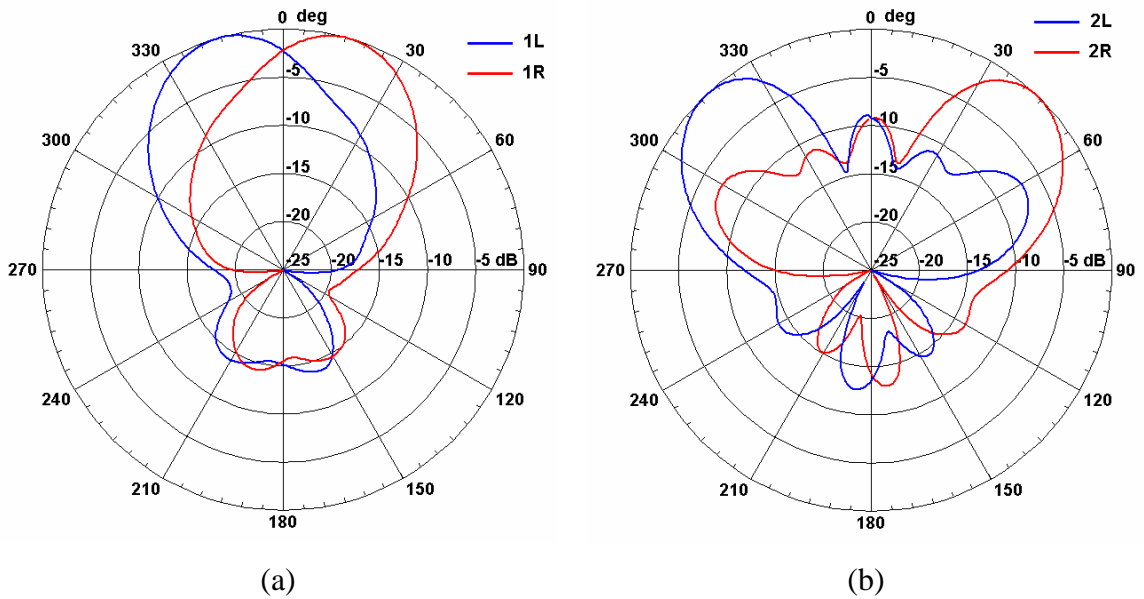
Poprawę charakterystyk promieniowania można uzyskać stosując kompensujące przesuwniki fazy dołączane do wejść odpowiednich elementów promieniujących [84], [98]. Metoda ta polega na „sprowadzeniu” konforemnego układu antenowego do płaskiego układu antenowego, czyli wprowadzeniu takich dodatkowych przesunięć fazy sygnałów ϕ w liniach zasilających zewnętrzne elementy promieniujące (rys. 5.4), aby fazy sygnałów otrzymanych na wyjściu każdego z elementów promieniujących konforemnego układu antenowego były takie same (przy założeniu, że fala płaska pada z kierunku wyznaczanego przez oś symetrii anteny). Metoda ta jest skuteczna pod warunkiem, że zmiana amplitudy sygnałów wynikająca z obrotu elementów promieniujących względem siebie jest niewielka. W praktycznych rozwiązaniach, w których wykorzystuje się mikropaskowe elementy promieniujące o szerokości wiązki z zakresu $60 - 80^\circ$, wpływ zmiany amplitudy wynikającej z obrotu elementów na charakterystyki promieniowania konforemnego wielowiązkowego układu antenowego jest mniejszy niż wpływ zmian fazy. Na rys. 5.4 przedstawiony został czterowiązkowy konforemny układ antenowy zasilany macierzą Butlera 4 x 4, w którym dwa dodatkowe przesuwniki fazy dołączone zostały w liniach zasilających zewnętrzne elementy promieniujące. Jak już wspomniano, wartość przesunięcia fazy ϕ w przypadku anteny o nieksanowanej wiązce może być określona jako $\phi = 2\pi s/\lambda_0$; w przypadku konforemnych anten wielowiązkowych kierunek maksymalnego promieniowania jest jednak inny i korygujące przesunięcie fazy otrzymuje się w wyniku optymalizacji charakterystyk promieniowania układu. Oczywiście jest, że wartości przesunięcia fazy przesuwników fazy dołączonych do zewnętrznych promienników muszą być identyczne, aby zachować symetrię anteny. Obliczone charakterystyki promieniowania konforemnego układu

antenowego dla czterech przykładowych wartości przesunięcia fazy ϕ zostały przedstawione na rys. 5.5. Widać, że poprzez zastosowanie dodatkowych przesuwników fazy charakterystyki promieniowania ulegają poprawie. Zmniejsza się zarówno 3dB szerokość wiązki głównej, jak i poziom listków bocznych. Przykładowo, dla anteny o promieniu krzywizny $R = 0,96\lambda_0$ i odległości pomiędzy elementami promieniującymi $0,52\lambda_0$ optymalna wartość przesunięcia fazy ϕ wynosi 35° , co pozwala na obniżenie listków bocznych do poziomu -6 dB.



Rys. 5.5. Wiązki 1R (a) i 2R (b) konforemnego układu antenowego obliczone dla odległości pomiędzy elementami antenowymi równej $0,52\lambda_0$, promienia krzywizny $R = 0,96\lambda_0$ i czterech wartości kompensujących przesuwników fazy

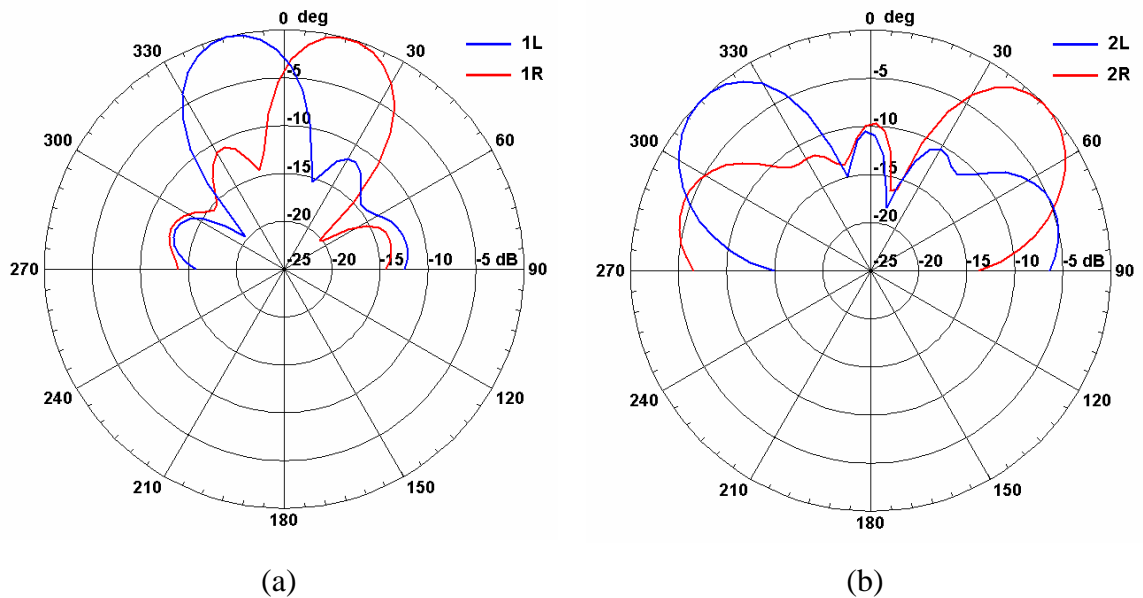
Wykorzystując zależność (2.57), zaprojektowany został czterowiązkowy konforemny układ antenowy, w którym cztery promienniki rozłożone są na okręgu o promieniu $R = 130$ mm. W obliczeniach przyjęto charakterystykę pojedynczego elementu promieniującego wyrażoną zależnością (4.4), dla którego 3dB szerokość wiązki wynosi 80° . Obliczone charakterystyki promieniowania zaprojektowanej konforemnej anteny wielowiązkowej przedstawione są na rys. 5.6. W wyniku optymalizacji mającej na celu uzyskanie minimalnego poziomu listków bocznych wyznaczona została optymalna odległość pomiędzy elementami promieniującymi $d = 0,47\lambda_0$, dla której $\phi = 26^\circ$ oraz wartość kompensującego przesunięcia fazy $\phi = 35^\circ$. Zaprojektowana antena charakteryzuje się poziomem listków bocznych $SLL = -7$ dB, szerokościami wiązek 1R i 1L wynoszącymi 40° , dla których $\Theta_{\max} = \pm 16^\circ$ oraz szerokościami wiązek 2R i 2L wynoszącymi 35° , dla których $\Theta_{\max} = \pm 44^\circ$.



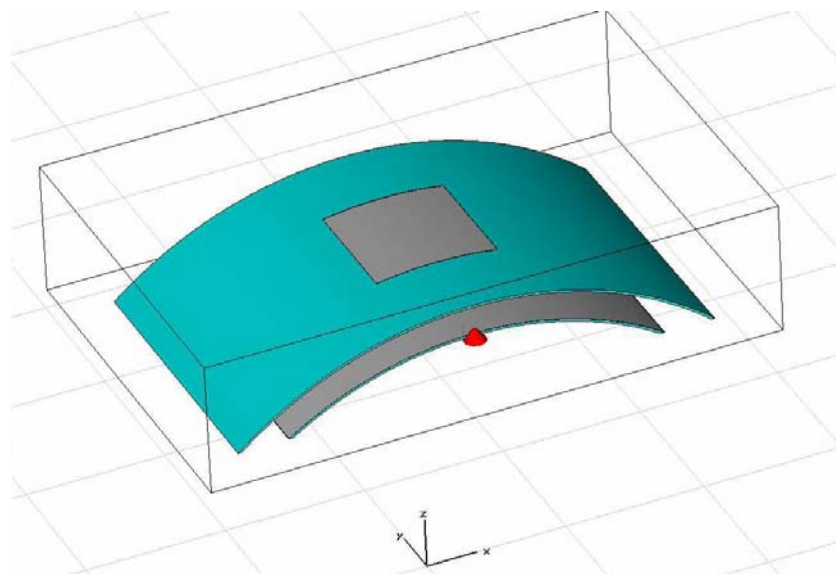
Rys. 5.6. Wiązki 1R,L (a) i 2R,L (b) konforemnego układu antenowego obliczone dla odległości pomiędzy elementami antenowymi równej $0,47\lambda_0$, promienia krzywizny $R = 0,96\lambda_0$ oraz kompensującego przesunięcia fazy $\phi = 35^\circ$

Zaprojektowana konforemna antena wielowiązkowa została wykonana i zmierzona. Wyniki pomiarów charakterystyk promieniowania przedstawione są na rys. 5.7. Można zauważyć, że zmierzony poziom listków bocznych (listka dyfrakcyjnego) jest wyższy niż poziom wyznaczony teoretycznie i wynosi -4 dB. Jak wynika z rozważań przedstawionych w rozdziale 4, poziom listka dyfrakcyjnego może być obniżony poprzez zmniejszenie odległości pomiędzy elementami promieniującymi, co odpowiada obniżeniu częstotliwości pracy. Charakterystyki promieniowania wykonanej anteny zostały więc zmierzone w zakresie niższych częstotliwości. Na podstawie wyników pomiarów stwierdzono, że poprawne charakterystyki promieniowania uzyskane zostały dla częstotliwości $f_0 = 2,16$ GHz, co odpowiada odległości pomiędzy elementami promieniującymi $\phi = 22^\circ$ ($d = 0,4\lambda_0$). W celu ustalenia przyczyn rozbieżności pomiędzy wynikami pomiarów, a wynikami analizy teoretycznej, wykonane zostały obliczenia elektromagnetyczne charakterystyki promieniowania pojedynczego konforemnego elementu antenowego przedstawionego na rys. 5.8. Obliczone charakterystyki promieniowania w pełnym zakresie kątowym przedstawione są na rys. 5.9, a na rys. 5.10 przedstawione zostało porównanie obliczonych elektromagnetycznie charakterystyk promieniowania konforemnego i płaskiego elementu antenowego. Na podstawie otrzymanych wyników można stwierdzić, że krzywizna promiennika powoduje poszerzenie wiązki promieniowania. W analizowanym przypadku uzyskano poszerzenie wiązki o 16° mierzone na poziomie -3 dB. Dodatkowo można zauważyć, że

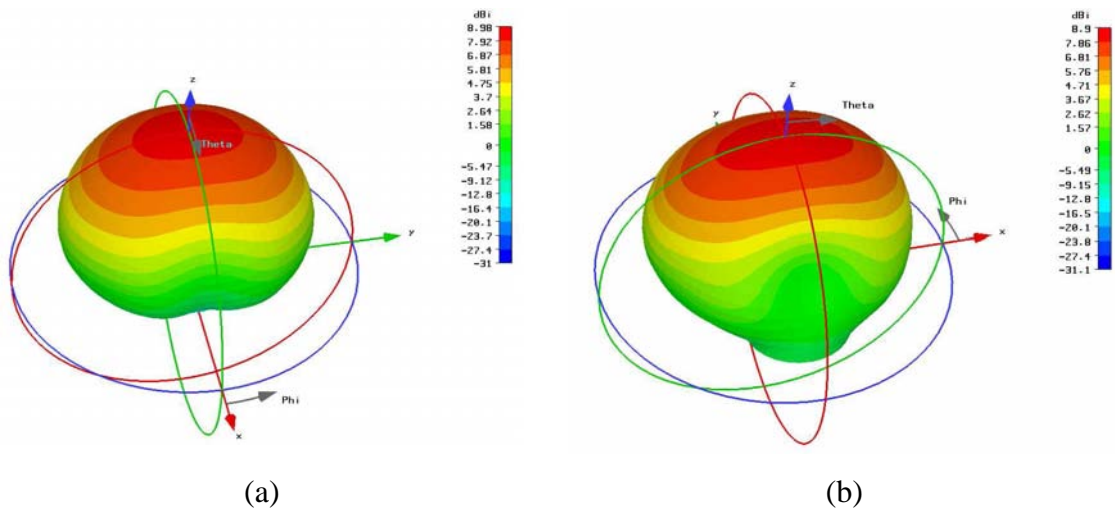
dla poziomów mniejszych niż -3 dB różnica w szerokościach wiązek zwiększa się, co niekorzystnie wpływa na poziom listka dyfrakcyjnego otrzymywanego w projektowanych układach antenowych.



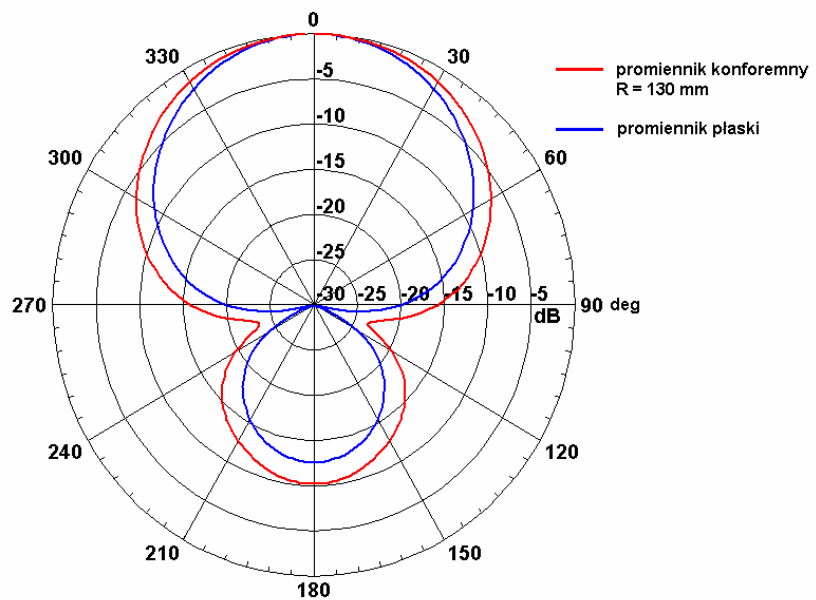
Rys. 5.7. Wiązki 1R, L (a) i 2R, L (b) konforemnego układu antenowego obliczone dla odległości pomiędzy elementami antenowymi równej $0,47\lambda_0$, promienia krzywizny $R = 0,96\lambda_0$ oraz kompensującego przesunięcia fazy $\phi = 35^\circ$. Wyniki pomiarów



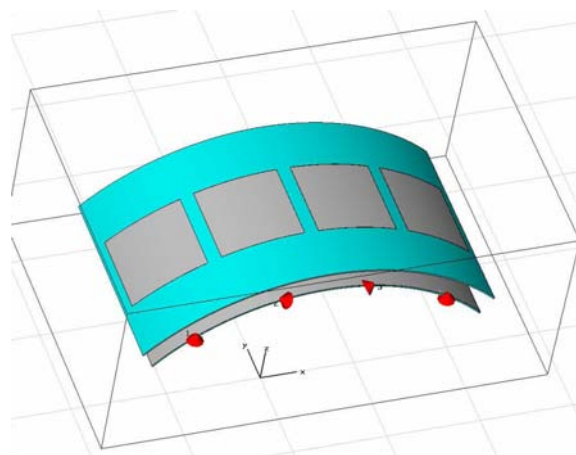
Rys. 5.8. Konforemny element promieniujący



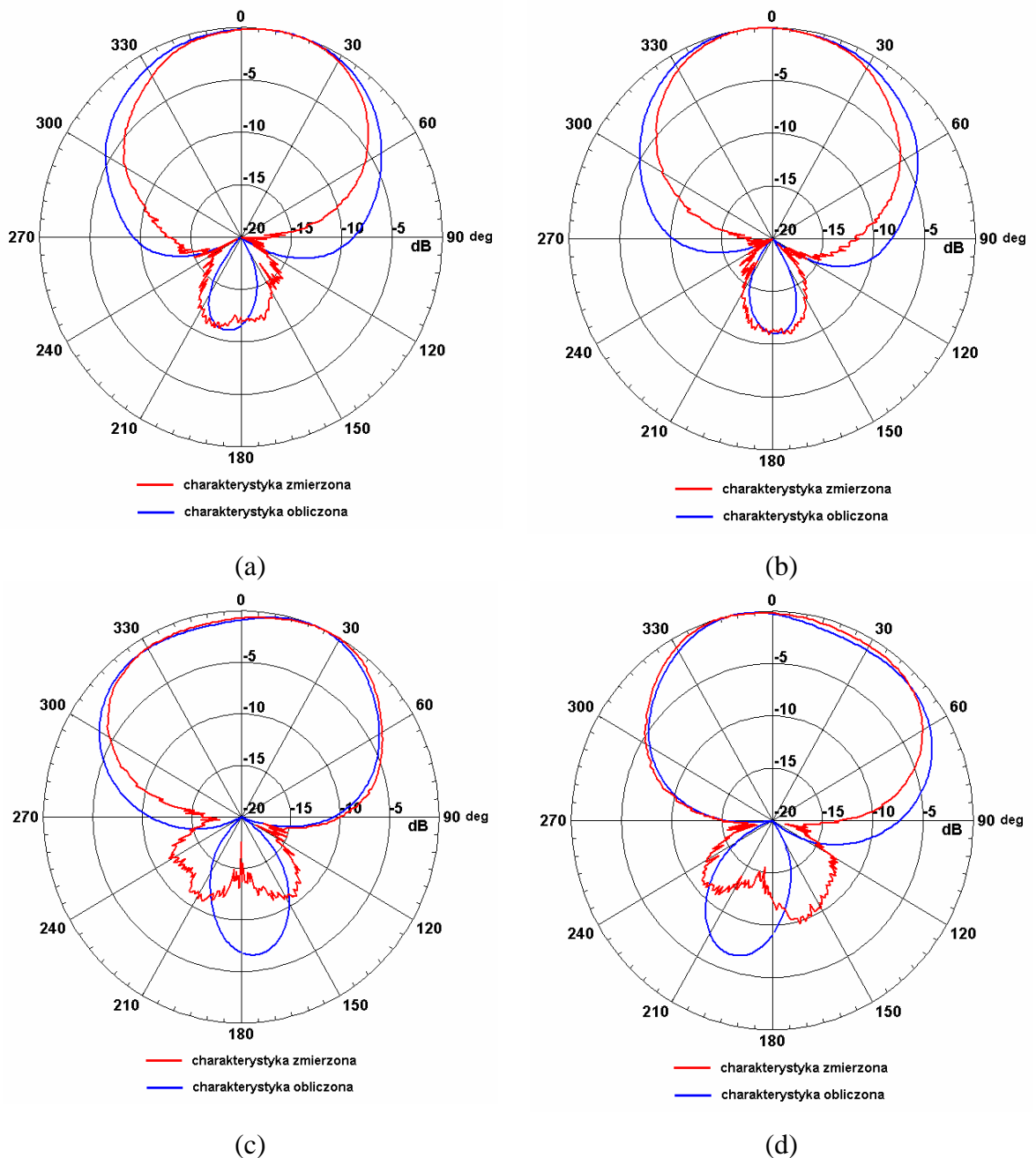
Rys. 5.9. Obliczone w pełnym zakresie kątowym charakterystyki promieniowania (a) płaskiego i (b) konforemnego elementu promieniującego



Rys. 5.10. Porównanie charakterystyk promieniowania płaskiego i konforemnego elementu promieniującego



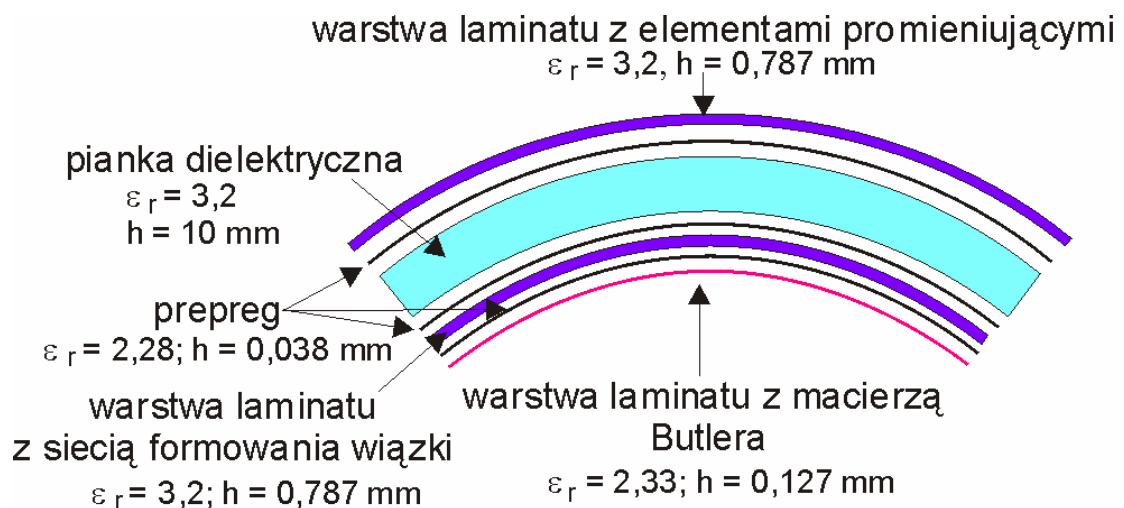
Rys. 5.11. Konforemny czteroelementowy układ antenowy



Rys. 5.12. Charakterystyki promieniowania poszczególnych elementów promieniujących czteroelementowego konforemnego wiersza antenowego. Promienniki skrajne (a) lewy i (b) prawy oraz promienniki środkowe (c) lewy i (d) prawy

Kolejnym istotnym problemem pojawiającym się w procesie projektowania konforemnych układów antenowych są sprzężenia pomiędzy elementami promieniującymi, które przy niewielkich odległościach pomiędzy promiennikami mogą być przyczyną pogarszania się charakterystyk promieniowania projektowanych anten. W celu oceny wpływu sprzężeń na charakterystyki promieniowania poszczególnych elementów promieniujących konforemnego układu antenowego przeprowadzone zostały zarówno obliczenia elektromagnetyczne, jak i pomiary zaprojektowanego

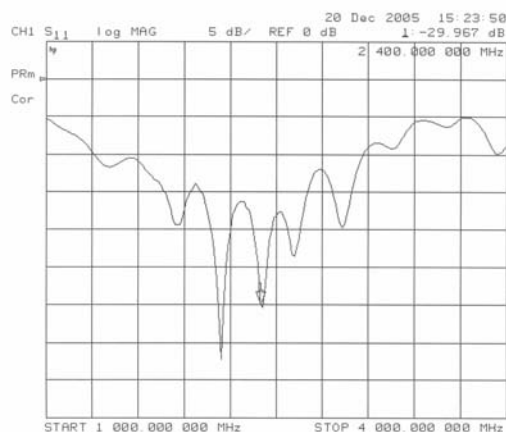
wiersza antenowego, przedstawionego schematycznie na rys. 5.11. Porównanie obliczonych i zmierzonych charakterystyk promieniowania poszczególnych elementów antenowych przedstawione jest na rys. 5.12. Widać dużą zbieżność wyników analizy elektromagnetycznej z wynikami pomiarów i jednocześnie można zauważyć, że charakterystyki promieniowania poszczególnych elementów promieniujących wiersza antenowego z rys. 5.11 odbiegają od charakterystyki promieniowania elementu promieniującego z rys. 5.8 i charakteryzują się znacznie większą szerokością wiązki głównej. Przeprowadzona analiza potwierdza, że otrzymane rozbieżności pomiędzy obliczeniami przeprowadzonymi na podstawie (2.57), a wynikami pomiarów czterowiązkowej anteny konforemnej są spowodowane wpływem krzywizny układu na charakterystykę pojedynczego elementu promieniującego oraz sprzężeniami pomiędzy promiennikami w układzie antenowym.



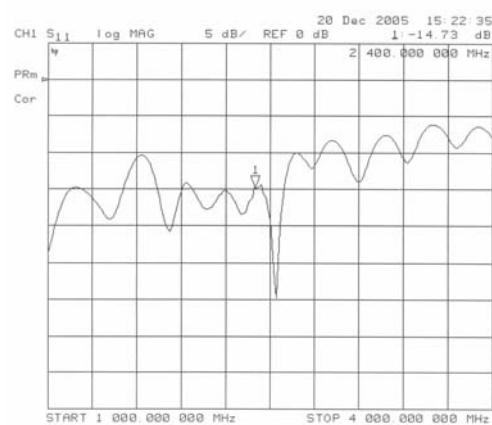
Rys. 5.13. Układ warstw dielektrycznych zintegrowanego konforemnego wielowiązkowego układu antenowego

Kierując się wynikami powyższych analiz, projektowany układ antenowy został zmodyfikowany tak, że odległości pomiędzy elementami promieniującymi zostały zmniejszone do wartości $\varphi = 22^\circ$ ($d = 0,4\lambda_0$). Zaprojektowany w ten sposób wiersz antenowy został zintegrowany z przedstawioną w rozdziale 3 szerokopasmową macierzą Butlera 4×4 wykonaną w technice niesymetrycznych linii paskowych oraz skompensowanym wielowarstwowym skrzyżowaniem linii transmisyjnych. Rysunek 5.13 przedstawia układ warstw dielektrycznych tworzących konforemny wielowiązkowy układ antenowy. Struktura złożona z trzech warstw laminatu oraz pianki dielektrycznej została uformowana i połączona w procesie klejenia termicznego z

wykorzystaniem dielektrycznych folii klejących (tzw. prepregów). Wyniki pomiarów dopasowania impedancyjnego przedstawione są na rys. 5.14, a izolacji pomiędzy poszczególnymi wrotami wejściowymi – na rys. 5.15. Można zauważyć, że antena ta charakteryzuje się dobrym dopasowaniem impedancyjnym $RL > 15$ dB oraz izolacją lepszą niż $I > 10$ dB. Zmierzone charakterystyki promieniowania przedstawione są na rys. 5.16. Uzyskany poziom listków bocznych $SLL = -7$ dB jest zgodny z teoretycznym, szerokości wiązek 1R i 1L wynoszą 42° , dla których $\Theta_{max} = \pm 21^\circ$, a szerokości wiązek 2R i 2L wynoszą 35° , dla których $\Theta_{max} = \pm 52^\circ$. Rysunek 5.17 przedstawia zdjęcie wykonanej zintegrowanej konforemnej anteny wielowiązkowej.

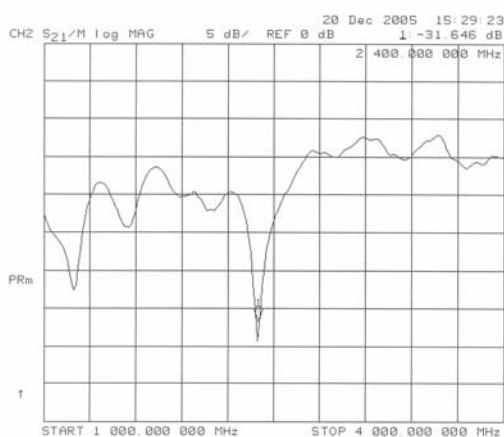


(a)

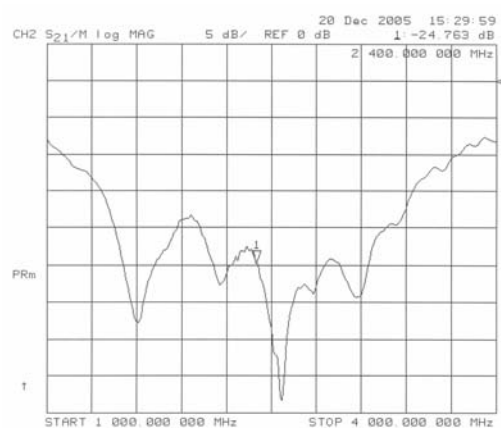


(b)

Rys. 5.14. Dopasowanie impedancyjne przy pobudzeniu wrót 1 (a) oraz wrót 2 (b) czterowiązkowego zintegrowanego konformnego układu antenowego. Wyniki pomiarów

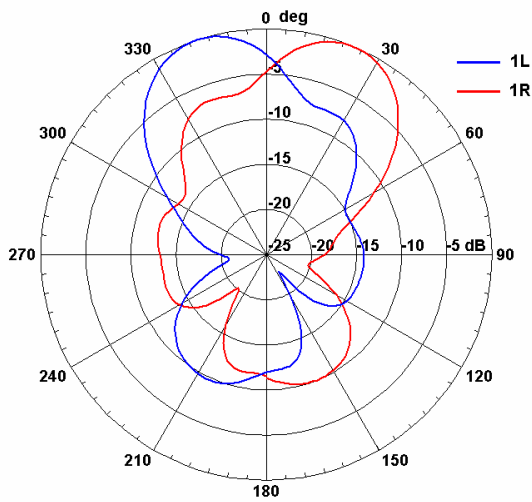


(a)

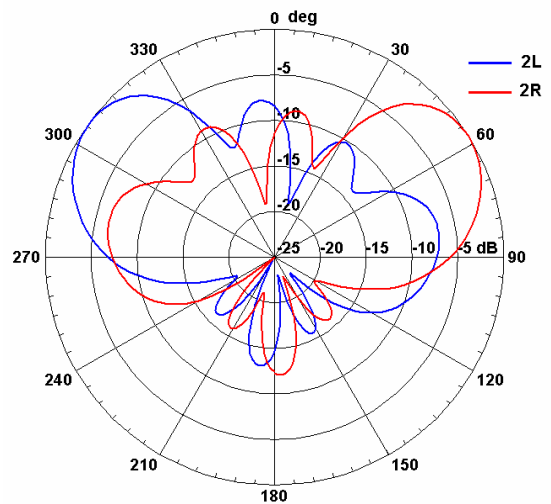


(b)

Rys. 5.15. Izolacje pomiędzy wrotami 1 i 2 (a) oraz wrotami 1 i 3 (b) czterowiązkowego zintegrowanego konformnego układu antenowego. Wyniki pomiarów

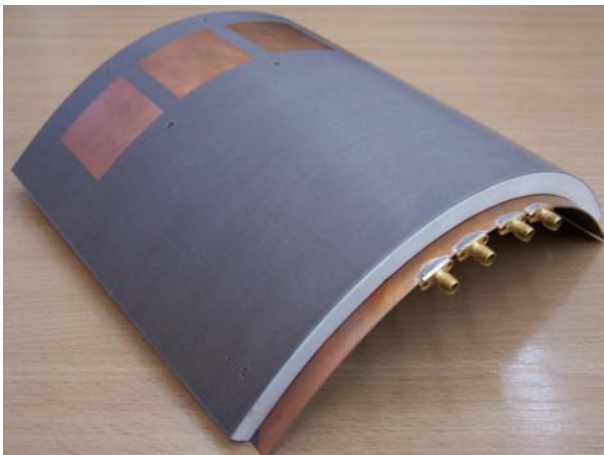


(a)

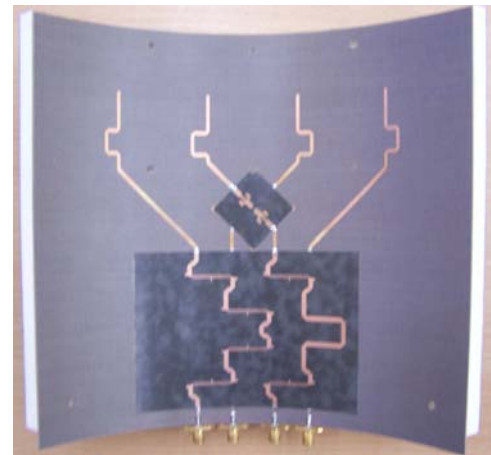


(b)

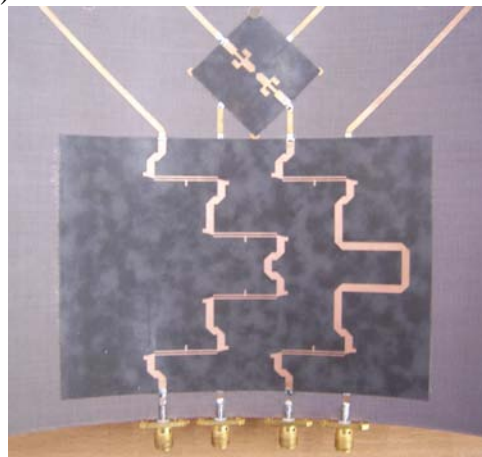
Rys. 5.16. Wiązki 1R,L (a) i 2R,L (b) konforemnej układu antenowego, w którym odległości pomiędzy elementami antenowymi $d = 0,4\lambda_0$, promień krzywizny $R = 0,96\lambda_0$ oraz kompensujące przesunięcia fazy $\phi = 35^\circ$. Wyniki pomiarów



(a)



(b)



(c)

Rys. 5.17. Zdjęcia wykonanej zintegrowanej czterowiązkowej anteny konforemnej. (a) Widok od strony elementów promieniujących. (b) Widok od strony sieci zasilającej. (c) Macierz Butlera wraz ze skompesowanym skrzyżowaniem linii transmisyjnych

5.2. Konforemne wielowiązkowe układy antenowe o obniżonych listkach bocznych

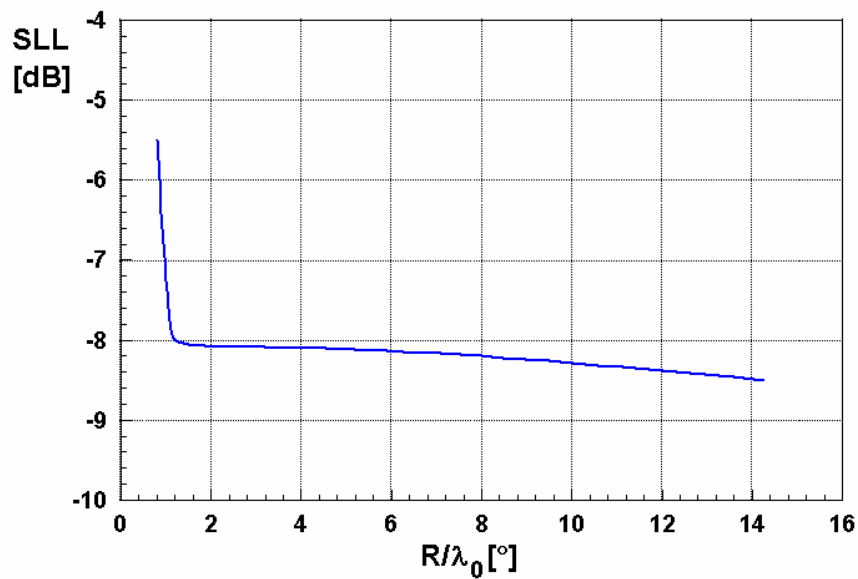
W rozdziale 4.4 przedstawione zostały płaskie układy antenowe o obniżonym poziomie listków bocznych zasilane zmodyfikowanymi macierzami Butlera. Istotnym zagadnieniem jest określenie możliwości obniżenia poziomu listków bocznych w przypadku wielowiązkowych wieloelementowych konforemnych układów antenowych. W tym celu zbadany został wpływ promienia krzywizny najprostszego, czteroelementowego układu antenowego na pozyskiwany poziom listków bocznych. Otrzymane wyniki są zestawione w tabeli 5.1. W obliczeniach tych przyjęta została charakterystyka pojedynczego elementu antenowego opisana funkcją (4.4), a także uwzględniona została metoda kompensacji fazowej przedstawiona w rozdziale 5.1. Wyznaczone zostały parametry czterowiązkowych układów antenowych tj.: szerokości wiązek Θ_{3dB} i poziomy przecięcia się wiązek dla minimalnego możliwego do uzyskania poziomu listków bocznych przy założonej wartości promienia krzywizny anteny R/λ_0 .

Tabela 5.1. Poziomy listków bocznych, szerokości wiązek oraz poziomy przecięcia się wiązek wyznaczone dla czterowiązkowych czteroelementowych konforemnych układów antenowych w zależności od promienia krzywizny R/λ_0

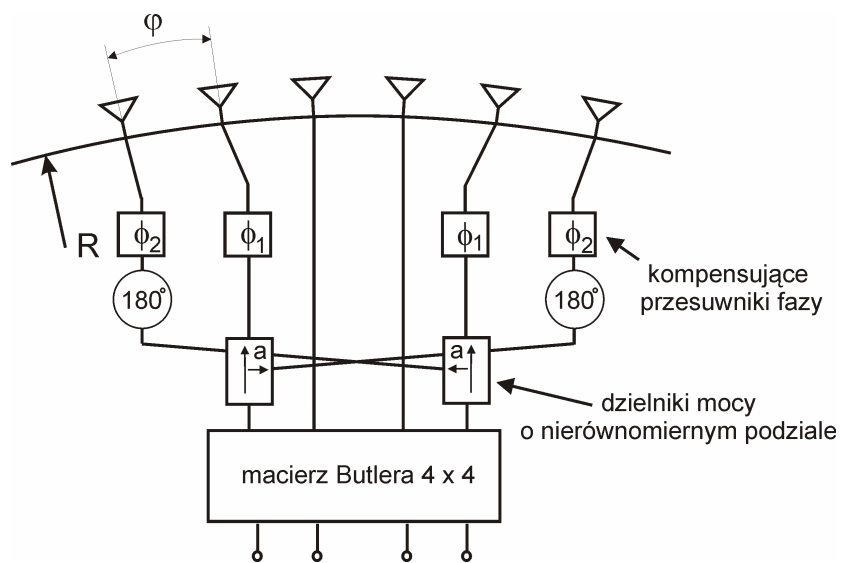
R/λ_0	ϕ [°]	SLL [dB]	ξ [°]	d/λ_0	Θ_{3dB} 1R,L [°]	Θ_{3dB} 2R,L [°]	przecięcie wiązek 1L i 1R [dB]	przecięcie wiązek 1R i 2R [dB]
14,24	0	-8,5	2,32	0,58	23	26	-3,4	-3,4
8	0	-8,2	4,15	0,58	23	26	-3,3	-3,3
4	8	-8	8,3	0,58	23	26	-3,4	-3,3
2,4	30	-8	12	0,5	26	29	-3,2	-3
2	30	-8	14	0,49	28	29,5	-3,2	-2,9
1,6	38	-8	16	0,46	30	31	-3,1	-2,75
1,44	40	-8	17	0,43	32	32	-3	-2,65
1,2	41	-8	19	0,4	34	34	-2,9	-2,5
1,04	35	-7,5	22	0,4	36,5	39	-2,8	-2,4
0,8	34	-5,5	20	0,28	44,5	36	-2,5	-2,2

Wartości dodatkowych przesunięć fazy ϕ oraz odległości kątowe pomiędzy elementami promieniującymi ξ zostały wybrane tak, aby zapewnić minimalny poziom listków bocznych przy założeniu równomiernego rozkładu amplitud sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące. Można zauważyć, że dla promienia krzywizny mniejszego od λ_0 pozyskiwany poziom listków bocznych zaczyna

rosnąć, a jednocześnie wymagane odległości między elementami promieniującymi stają się tak małe, że praktyczna realizacja takich układów antenowych staje się niemożliwa. Dodatkowo można zauważyć, że dla promieni krzywizny mniejszych od $4\lambda_0$ istotne staje się stosowanie kompensacji fazowej, co pozwala uniknąć znacznego zniekształcenia charakterystyk promieniowania układu antenowego, jak zostało to pokazane w rozdziale 5.1. Na rys. 5.18 przedstawiona została zależność poziomu listków bocznych od promienia krzywizny czteroelementowego układu antenowego.



Rys. 5.18. Zależność poziomu listków bocznych od promienia krzywizny wyznaczona dla konforemnych układów antenowych o czterech elementach promieniujących

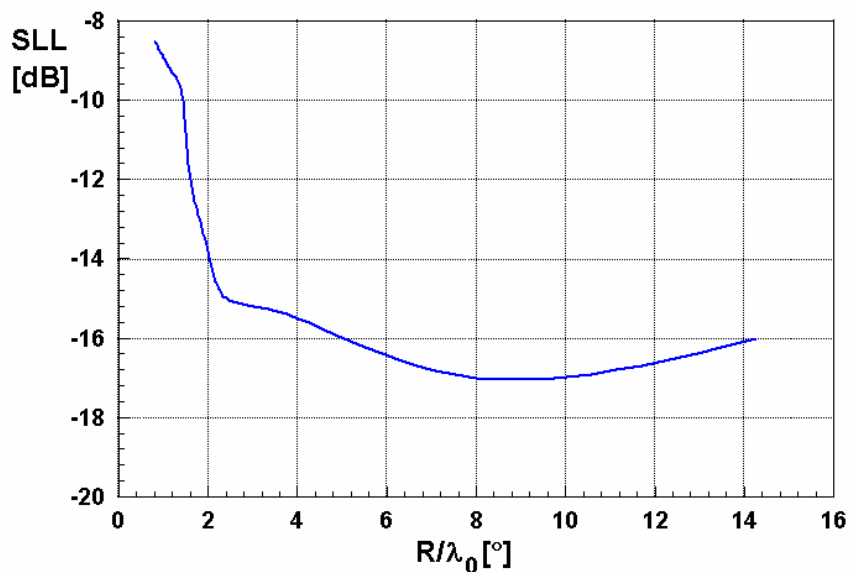


Rys. 5.19. Schemat sześcioelementowej konforemnej anteny czterowięzkowej o obniżonych listkach bocznych zasilanej zmodyfikowaną macierzą Butlera

Na rys. 5.19 przedstawiony został schematycznie sześcieelementowy konforemny wielowiązkowy układ antenowy o obniżonych listkach bocznych. W układzie tym, podobnie jak w przypadku anten płaskich, dzięki dodatkowym dzielnikom mocy o nierównomiernym podziale uzyskuje się nierównomierny rozkład amplitud sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące. Kompensacja fazy, w tym przypadku, realizowana jest poprzez zastosowanie dwóch przesuwników fazy ϕ_1 i ϕ_2 . Dla takiego układu antenowego obliczone zostały możliwe do pozyskania poziomy listków bocznych w zależności od promienia krzywizny układu R/λ_0 . Otrzymane wyniki zestawione są w tabeli 5.2, a zależność poziomu listków bocznych od promienia krzywizny układu antenowego przedstawiona jest na rys. 5.20. Możliwy do uzyskania poziom listków bocznych jest nie gorszy niż -15 dB dla promienia krzywizny większego od $2,5\lambda_0$. Należy podkreślić, że podobny poziom listków bocznych uzyskuje się w płaskich sześcieelementowych układach antenowych zasilanych bezstratnymi sieciami formowania wiązek. Dla promienia krzywizny mniejszego niż $2,5\lambda_0$ poziom listków bocznych zaczyna rosnąć i osiąga wartość -8,5 dB dla $R = 0,8\lambda_0$, przy czym podobnie jak w przypadku czteroelementowych układów antenowych wymagana odległość pomiędzy elementami promieniującymi wynosi $0,28\lambda_0$, co nie pozwala na fizyczną realizację takich układów antenowych.

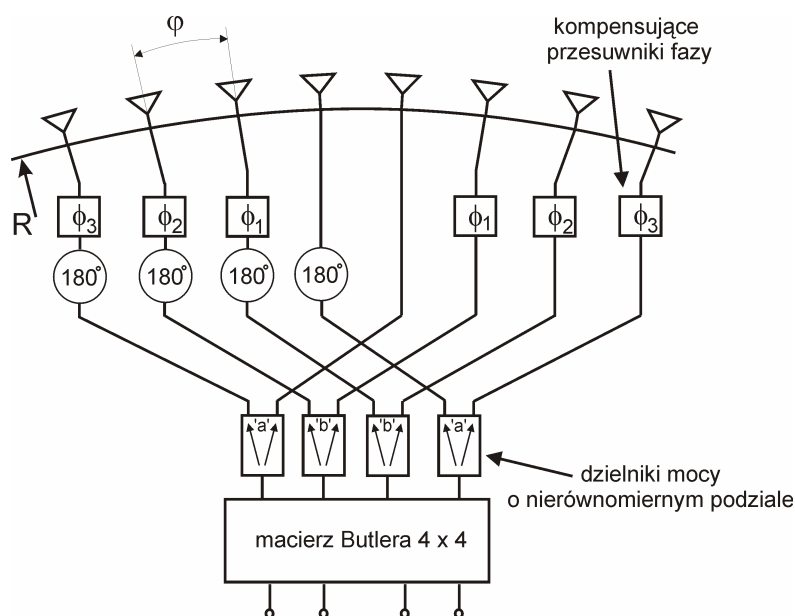
Tabela 5.2. Poziomy listków bocznych, szerokości wiązek oraz poziomy przecięcia się wiązek wyznaczone dla czterowiązkowych sześcieelementowych konforemnych układów antenowych o obniżonych listkach bocznych w zależności od promienia krzywizny R/λ_0

R/λ_0	ϕ_1 [°]	ϕ_2 [°]	C [dB]	SLL [dB]	ξ [°]	d/λ_0	Θ_{3dB} 1R,L [°]	Θ_{3dB} 2R,L [°]	przecięcie wiązek 1L i 1R [dB]	przecięcie wiązek 1R i 2R [dB]
14,24	4	10	5,5	-16	2,1	0,52	19	22	-6,75	-6,7
8	12	25	5,5	-17	3,55	0,5	20	24	-6,7	-6,6
4	18	34	7	-15,5	6,6	0,46	22,5	26,5	-5,8	-5,6
2,72	10	30	7	-15	9	0,43	22,5	28	-5,3	-5
2,4	12	33	7	-13,8	9,8	0,41	27	29	-5,2	-4,8
2	12	28	7	-12	11	0,38	30	31	-4,8	-4,4
1,44	14	29	7	-9	15	0,38	36	42	-3,75	-3,3
1,2	10	36	7	-9	16	0,33	38	38	-4	-3,2
1,04	8	40	7	-9	17,5	0,32	41	40	-3,9	-2,8
0,8	10	60	7	-8,5	20	0,28	45	30,5	-3,8	-2,8



Rys. 5.20. Poziom listków bocznych w zależności od promienia krzywizny. Wyniki obliczeń wykonanych dla konforemnego układu antenowego o sześciu elementach promieniujących

Podobną analizę można przeprowadzić dla układu antenowego o ośmiu elementach promieniujących przedstawionego schematycznie na rys. 5.21. W układzie tym zastosowane są dwie pary dzielników mocy ‘a’ i ‘b’ o nierównomiernym podziale oraz trzy różne przesuwniki fazy ϕ_1 , ϕ_2 i ϕ_3 realizujące kompensację fazową. Wyznaczone parametry opisywanego układu przedstawione są w tabeli 5.3, a zależność poziomu listków bocznych od promienia krzywizny anteny – na rys. 5.22.

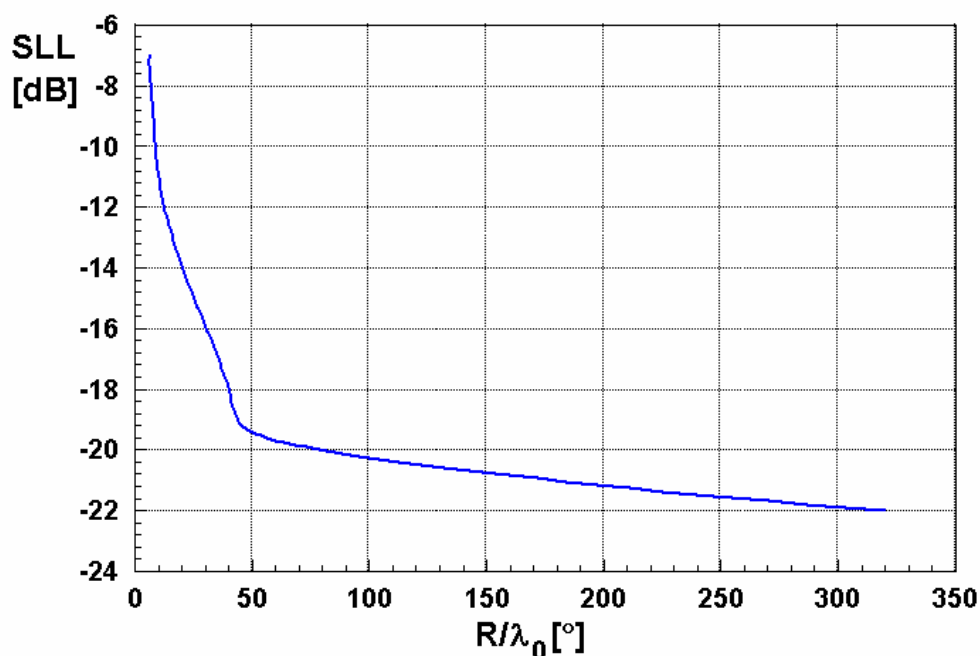


Rys. 5.21. Schemat ośmioelementowej konforemnej anteny czterowiązkowej o obniżonych listkach bocznych zasilanej zmodyfikowaną macierzą Butlera

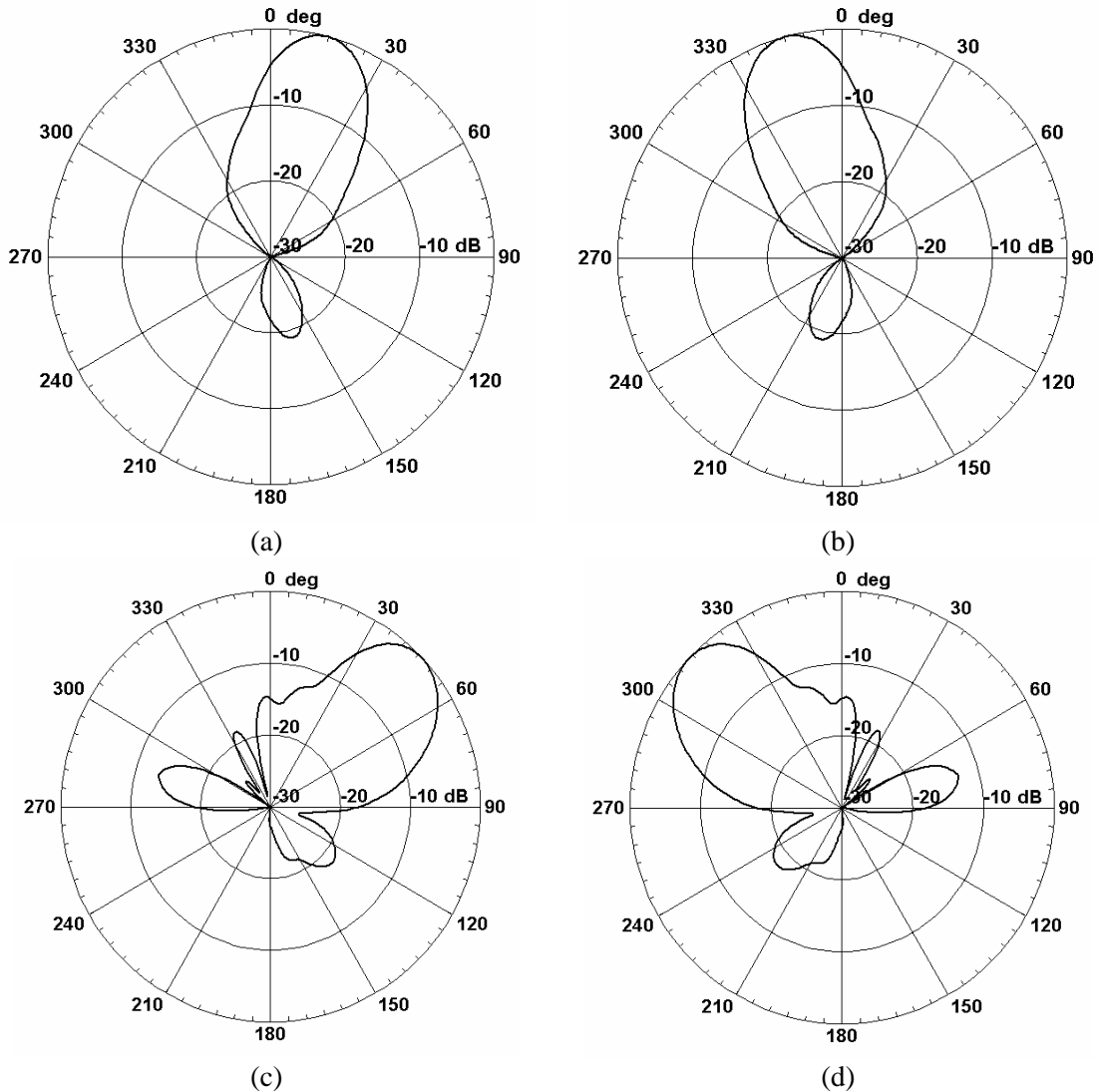
Widać, że w ośmioelementowej antenie konforemnej nieznaczna krzywizna układu powoduje znaczne pogorszenie się poziomu listków bocznych. Wzrost poziomu listków bocznych zaczyna się już dla promienia krzywizny $R \approx 50\lambda_0$, przy czym kompensacja fazowa nieznacznie tylko poprawia charakterystyki promieniowania analizowanego układu antenowego. Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić, że w konforemnych układach antenowych o liczbie elementów promieniujących większej niż 6, zasilanych zmodyfikowanymi macierzami Butlera $4 \times N$, nie jest możliwe skuteczne obniżenie poziomu listków bocznych.

Tabela 5.3. Poziomy listków bocznych, szerokości wiązek oraz poziomy przecięcia się wiązek wyznaczone dla czterowiązkowych ośmioelementowych konforemnych układów antenowych o obniżonych listkach bocznych w zależności od promienia krzywizny R/λ_0

R/λ_0	ϕ_1 [°]	ϕ_2 [°]	ϕ_2 [°]	C_1 [dB]	C_2 [dB]	SLL [dB]	ξ [°]	d/λ_0	Θ_{3dB} 1R,L [°]	Θ_{3dB} 2R,L [°]	przecięcie wiązek 1L i 1R [dB]	przecięcie wiązek 1R i 2R [dB]
320	0	0	0	5,9	12	-22	0,09	0,5	17	22	-10	-10
80	0	0	0	6	12	-20	0,36	0,5	17	21	-10,5	-9,7
40	0	0	0	6	12	-18	0,76	0,53	14	18	-11,2	-9,7
16	0	5	10	6	13	-13	1,9	0,53	16	20	-13	-8,5
8	0	15	30	6	13	-9	3	0,42	20	23	-14,5	-8,5
6,4	5	25	35	6	13	-7	3,9	0,44	20	23	-16	-8



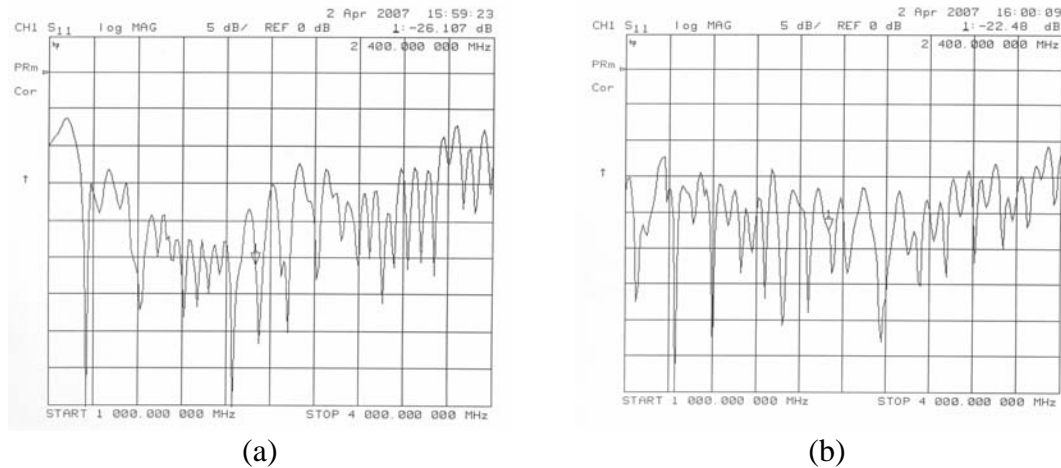
Rys. 5.22. Poziomy listków bocznych z zależności od promienia krzywizny. Wyniki obliczeń wykonanych dla konforemnego układu antenowego o ośmiu elementach promieniujących



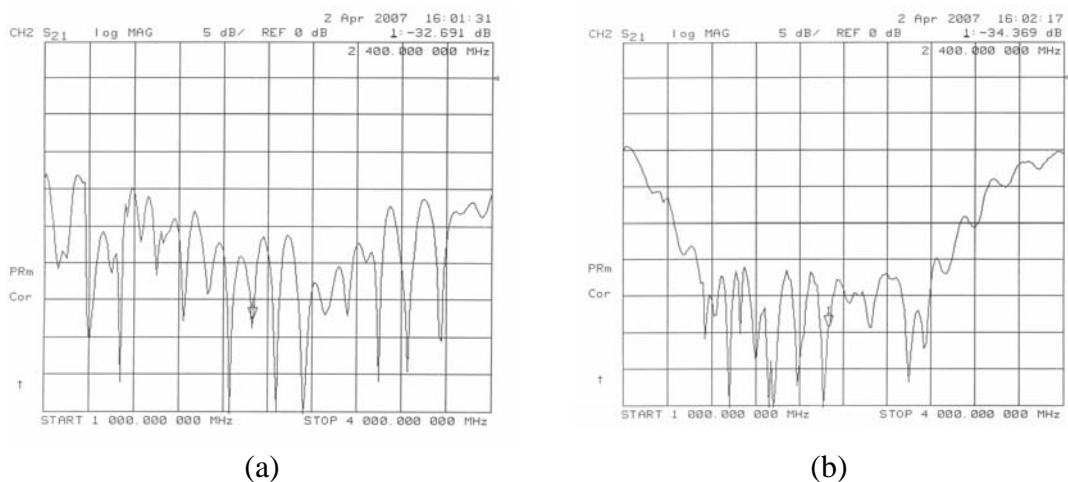
Rys. 5.23. Charakterystyki promieniowania czterowiązkowej sześćelementowej anteny konforemnej o obniżonych listkach bocznych zasilanej macierzą Butlera 4 x 6. Wiązki 1R (a), 1L (b), 2R (c) oraz 2L (d). Wyniki obliczeń wykonanych przy częstotliwości środkowej $f_0 = 2,4 \text{ GHz}$

Przeprowadzona analiza wieloelementowych konforemnych układów antenowych zasilanych zmodyfikowanymi macierzami Butlera 4 x N wykazała, że skuteczne obniżenie listków bocznych w antenach o stosunkowo małym promieniu krzywizny uzyskuje się jedynie w przypadku sześćelementowych układów antenowych. W celu wykazania możliwości praktycznej realizacji takich układów antenowych zaprojektowana i wykonana została w pełni zintegrowana antena konforemna o sześciu elementach promieniujących zasilana macierzą Butlera 4 x 6. Dla jej zaprojektowania przyjęty został promień krzywizny $R = 340 \text{ mm}$ ($2,72\lambda_0$ przy częstotliwości środkowej $f_0 = 2,4 \text{ GHz}$). Wyznaczone kompensujące przesunięcia fazy wynoszą odpowiednio $\phi_1 = 15^\circ$ i $\phi_2 = 28^\circ$. W celu uzyskania nierównomiernego

podziału mocy zastosowany został dzielnik reaktancyjny o podziale mocy 4:1. Obliczone charakterystyki promieniowania konforemnego układu antenowego przedstawione są na rys. 5.23. Zaprojektowana antena charakteryzuje się poziomem listków bocznych równym -15 dB.



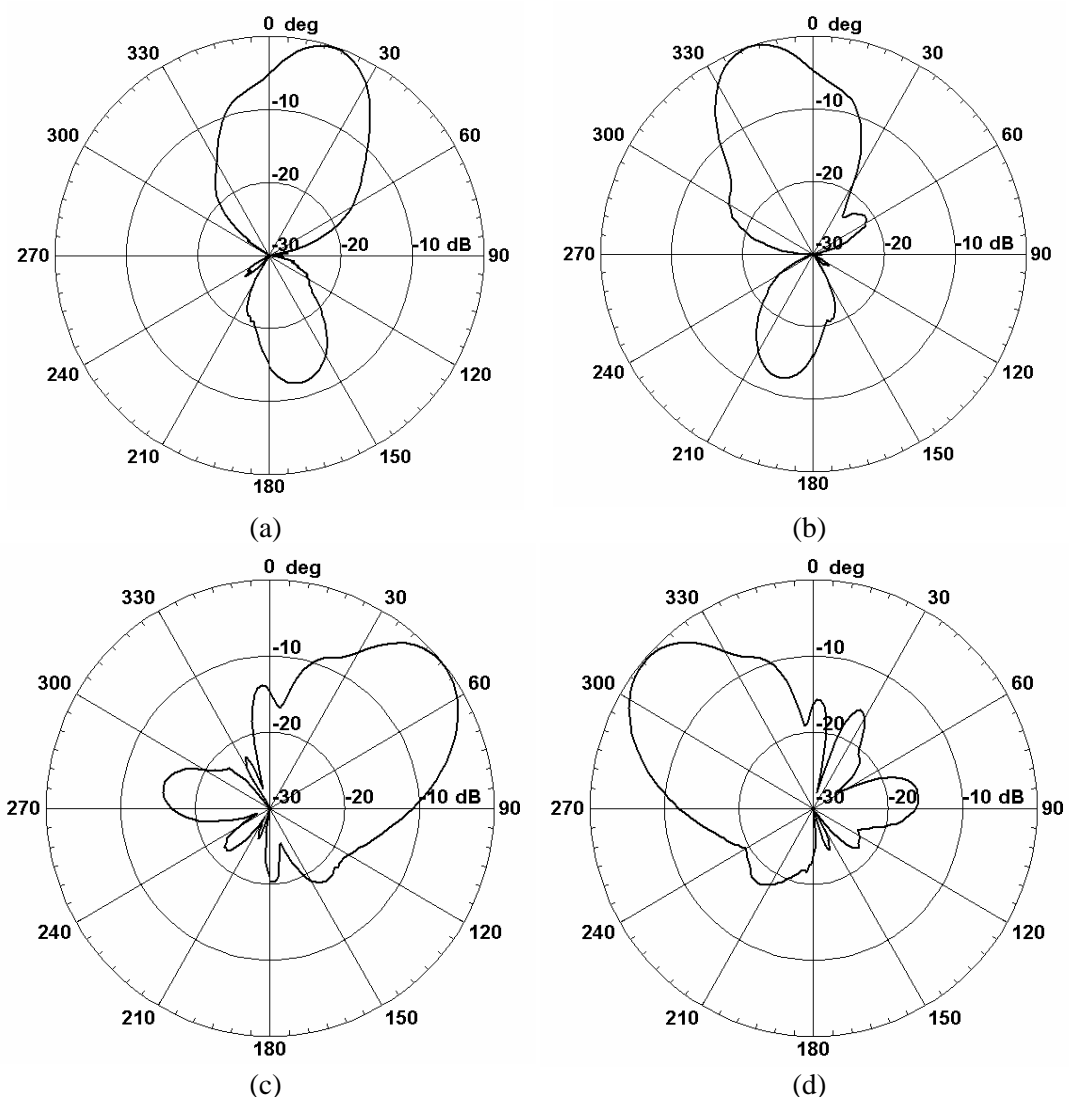
Rys. 5.24. Dopasowanie impedancyjne przy pobudzeniu wrót 1 (a) oraz wrót 2 (b) czterowiązkowego zintegrowanego konforemnego układu antenowego o sześciu elementach promieniujących i obniżonych listkach bocznych. Wyniki pomiarów



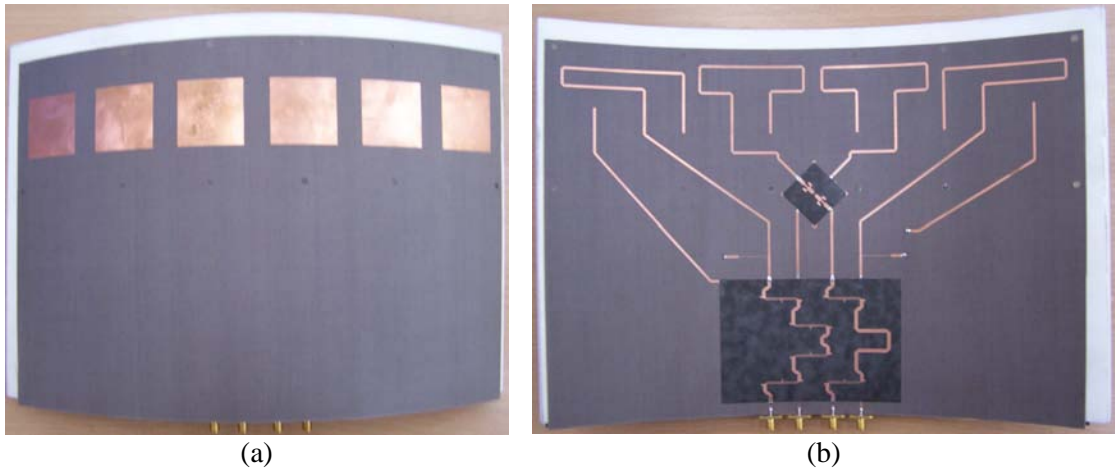
Rys. 5.25. Izolacje pomiędzy wrotami 1 i 2 (a) oraz wrotami 1 i 3 (b) czterowiązkowego zintegrowanego konforemnego układu antenowego o sześciu elementach promieniujących i obniżonych listkach bocznych. Wyniki pomiarów

Uzyskane szerokości wiązek wynoszą 24° dla wiązek 1R i 1L oraz 29° dla wiązek 2R i 2L, a kierunki maksymalnego promieniowania określone są kątami odpowiednio $\pm 15^\circ$ dla wiązek 1R i 1L oraz $\pm 46^\circ$ dla wiązek 2R i 2L. Zaprojektowana antena została wykonana w układzie warstw z rys. 5.13 z wykorzystaniem elementów sieci formowania wiązki przedstawionych w rozdziale 3. Wyniki pomiarów wykonanej anteny przedstawione są na rys. 5.24 - 5.26. Antena ta charakteryzuje się dopasowaniem

impedancyjnym lepszym niż 15 dB w szerokim zakresie częstotliwości oraz izolacją pomiędzy poszczególnymi wrotami nie gorszą niż 20 dB. Zmierzony poziom listków bocznych wynosi -14 dB, otrzymane szerokości wiązek wynoszą 25° dla wiązek 1R i 1L oraz 32° dla wiązek 2R i 2L, a kierunki maksymalnego promieniowania określone są kątami odpowiednio $\pm 18^\circ$ dla wiązek 1R i 1L oraz $\pm 50^\circ$ dla wiązek 2R i 2L i nieznacznie różnią się od wartości wyznaczonych teoretycznie. Zdjęcie wykonanej w pełni zintegrowanej konforemnej anteny wielowiązkowej o obniżonym poziomie listków bocznych przedstawione jest na rys. 5.27.



Rys. 5.26. Charakterystyki promieniowania czterowiązkowej sześćoelementowej anteny konforemnej o obniżonych listkach bocznych zasilanej macierzą Butlera 4 x 6. Wiązki 1R (a), 1L (b), 2R (c) oraz 2L (d). Wyniki pomiarów wykonanych przy częstotliwości środkowej $f_0 = 2,4 \text{ GHz}$



Rys. 5.27. Zdjęcia wykonanej czterowiązkowej sześćioelementowej anteny konforemnej o obniżonych listkach bocznych zasilanej macierzą Butlera 4 x 4. Widok od strony elementów promieniujących (a) oraz od strony sieci zasilającej (b)

* * *

W rozdziale tym przedstawione zostały konforemne czterowiązkowe układy antenowe z macierzą Butlera wykonaną w technice niesymetrycznych linii paskowych. Zaprezentowany został niekorzystny wpływ promienia krzywizny układu antenowego na pozyskiwane charakterystyki promieniowania oraz zaproponowana została metoda kompensacji fazowej pozwalająca na ich znaczną poprawę. Metoda ta polega na dołączeniu do wejść odpowiednich elementów promieniujących dodatkowych przesuwników fazy kompensujących przesunięcia fazy, które wywołane są krzywizną układu. Przeprowadzona została analiza elektromagnetyczna pojedynczego elementu promieniującego wykonanego na powierzchni cylindrycznej, która wykazała poszerzenie się wiązki promieniowania wraz ze zmniejszaniem się promienia krzywizny. Ponadto, przeprowadzone zostały obliczenia elektromagnetyczne układu czterech elementów promieniujących wykonanych na powierzchni cylindrycznej i rozmieszczonych w odległościach $0,4\lambda_0$, wykazujące zniekształcanie się charakterystyk promieniowania poszczególnych elementów promieniujących w wierszu antenowym wskutek sprzężeń wzajemnych pomiędzy tymi elementami. Wykonane obliczenia zostały potwierdzone wynikami pomiarów wykonanego konforemnego wiersza antenowego. Przeprowadzone badania pozwoliły na zaprojektowanie i wykonanie w pełni zintegrowanej czteroelementowej czterowiązkowej anteny konforemnej, w której sieć formowania czterech wiązek stanowi macierz Butlera 4 x 4 wykonana w technice niesymetrycznych wielowarstwowych linii paskowych, a elementy promieniujące rozłożone są na powierzchni cylindrycznej o promieniu $R = 130$ mm. Antena ta

charakteryzuje się poziomem listków bocznych nie większym niż -7 dB oraz zakresem pokrycia kąowego równym 140° . Podobnie zaprojektowana i wykonana została sześćoelementowa czterowiązkowa antena konforemna o promieniu krzywizny $R = 340$ mm, w której zastosowana została zarówno technika kompensacji fazowej, jak i metoda obniżania listków bocznych opisana w rozdziale 4.4. Antena ta charakteryzuje się poziomem listków bocznych nie gorszym niż -14 dB i zakresem pokrycia kąowego równym 130° . Ponadto, przeprowadzona została ocena możliwości obniżenia listków bocznych w konforemnych wieloelementowych czterowiązkowych układach antenowych o różnych promieniach krzywizny.

Rozdział 6. Podsumowanie

Przedmiotem niniejszej rozprawy są planarne i konforemne układy antenowe z macierzą Butlera jako siecią formowania wielu wiązek. Anteny te są obecnie przedmiotem licznych badań prowadzonych w różnych wiodących ośrodkach naukowych i przemysłowych ze względu na potencjalne ich zastosowania w nowoczesnych systemach telefonii bezprzewodowej i bezprzewodowej transmisji danych, radarach polarymetrycznych o syntezywanej aperturze oraz systemach rozpoznania elektronicznego. Wiele uwagi poświęcono projektowaniu macierzy Butlera, które stanowią podstawowy element sieci formowania ogólnie wielu wiązek generowanych przez rozpatrywane układy antenowe. Istotnym celem rozprawy było opracowanie szerokopasmowych układów formowania wiązek, które mogą być wykorzystane w antenach wielowiązkowych pracujących jednocześnie w różnych zakresach częstotliwości. Założone szerokie pasmo pracy przy jednoczesnym dążeniu do miniaturyzacji projektowanych układów skłoniło do realizacji macierzy Butlera w technice linii paskowych z wykorzystaniem sprzęgaczy o liniach sprzężonych. Zaprojektowane w technice zarówno symetrycznych, jak i niesymetrycznych linii paskowych sieci formowania wiązek w postaci macierzy Butlera 4×4 zastosowano w konstrukcjach w pełni zintegrowanych planarnych i konforemnych czterowiązkowych układów antenowych. Układy takie stwarzają możliwość łatwego ich wykonywania w seryjnej produkcji przy jednoczesnym niskim jednostkowym koszcie wytwarzania. Istotnym zagadnieniem poruszonym w rozprawie była optymalizacja charakterystyk promieniowania anten wielowiązkowych mająca na celu znaczne obniżenie poziomu listków bocznych dla efektywnego wyeliminowania sygnałów zakłócających dochodzących do anteny z różnych kierunków. Jednym z ważniejszych celów rozprawy było opracowanie wielowiązkowych zintegrowanych konforemnych układów antenowych i optymalizacja ich charakterystyk promieniowania. Konforemne anteny i układy antenowe stosowane są coraz częściej zwłaszcza w technice lotniczej, wojskowej i kosmicznej. Opracowane cylindryczne czterowiązkowe układy antenowe mogą stanowić podzespół wielowiązkowej anteny dookólnej o $4 \times M$ wiązkach promieniowania (M – liczba zastosowanych podzespółów rozłożonych na pełnej powierzchni cylindrycznej).

Do ważniejszych zagadnień poruszanych w rozprawie oraz ważniejszych osiągnięć Autora rozprawy zaliczyć należy:

- Zaprojektowanie jednosekcyjnych sprzęgaczy kierunkowych w technice zarówno symetrycznych, jak i niesymetrycznych linii paskowych o znacząco polepszonych parametrach. W projektowaniu sprzęgaczy o liniach sprzężonych wykorzystana została technika kompensacji reaktancji pasożytniczych powstających w miejscach dołączenia linii sygnałowych do linii sprzężonych przedstawiona w [40] i opracowana przy znaczącym udziale Autora rozprawy. Wyniki tych badań są przedmiotem dwuczęściowego artykułu opublikowanego w czasopiśmie IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques [39], [40], a zastosowanie opracowanej techniki kompensacji pojemnościowej w projektowaniu i optymalizacji sprzęgaczy o niesymetrycznych sprzężonych liniach paskowych jest przedmiotem artykułu opublikowanego ostatnio w Microwave and Optical Technology Letters [45]. Autor rozprawy wykorzystał również opracowaną technikę kompensacji do zaprojektowania i optymalizacji szerokopasmowego symetrycznego trójsekcyjnego sprzęgacza kierunkowego. W jego projektowaniu i optymalizacji ważnym zagadnieniem okazała się kompensacja reaktancji powstających w miejscach połączenia poszczególnych sekcji linii sprzężonych o różnych współczynnikach sprzężenia. Zaprojektowany i wykonany symetryczny trójsekcyjny 3dB/90° sprzęgacz kierunkowy odznacza się izolacją sięgającą 30 dB w całym blisko dwuoktawowym paśmie pracy.
- Opracowanie metody projektowania układów krzyżujących się linii transmisyjnych wykonywanych w technice symetrycznych i niesymetrycznych wielowarstwowych linii paskowych o znacznie polepszonych parametrach (dużych stratach powrotu, dużej izolacji oraz liniowych charakterystykach fazowych). Zaprojektowane i wykonane skrzyżowania linii transmisyjnych cechują się zwiększoną znacznie izolacją oraz dobrym dopasowaniem impedancyjnym pozyskanym dzięki krótkim elektrycznie odcinkom linii o dużej impedancji charakterystycznej oraz pojemnościowym elementom kompensującym. Wyniki tych prac prezentowane były na dwóch międzynarodowych konferencjach mikrofalowych: COMITE 2005 i MIKON 2006 [99], [103].
- Opracowanie szerokopasmowych układów macierzy Butlera 4 x 4 realizowanych w technice symetrycznych i niesymetrycznych linii paskowych. Układy te zostały

zaprojektowane z wykorzystaniem wcześniej opracowanych sprzęgaczy kierunkowych o polepszonych parametrach. Zastosowane sprzęgacze kierunkowe o liniach sprzężonych oraz przesuwniki fazy 45° wykonane w postaci tandemowego połączenia dwóch sprzęgaczy $3\text{dB}/90^\circ$ i linii odniesienia zapewniły szerokie pasmo pracy tak ze względu na dopuszczalne rozrównoważenie w podziale mocy, jak i odchyłkę fazy różnicowej pozyskiwaną dla czterech stanów pobudzenia macierzy Butlera. Opracowana macierz Butlera 4×4 zaprojektowana w technice symetrycznych linii paskowych charakteryzuje się rozrównoważeniem podziału mocy $\pm 0,4$ dB i odchyłką fazy nie większą niż $\pm 4^\circ$ w paśmie pracy 2 do 3 GHz, a opracowana macierz Butlera 4×4 w technice niesymetrycznych linii paskowych – rozrównoważeniem podziału mocy ± 1 dB i odchyłką fazy nie większą niż $\pm 6^\circ$ w paśmie pracy 1,5 do 3,1 GHz. Wyniki tych badań są przedmiotem artykułu opublikowanego w czasopiśmie Electronics Letters [42] oraz komunikatu konferencyjnego wygłoszonego na konferencji European Microwave Week, Paryż 2005 [100]. W rozprawie przedstawiona została również koncepcja realizacji szerokopasmowej macierzy Butlera 4×4 wykorzystującej opracowane i opisane w rozprawie symetryczne trójsekcyjne 3dB sprzęgacze kierunkowe. Autor rozprawy zaproponował też nowy sposób realizacji szerokopasmowych przesuwników fazy 45° o równomiernie falistych charakterystykach fazy różnicowej, które tworzy tandemowe połączenie dwóch wymienionych wyżej sprzęgaczy kierunkowych, odcinek linii transmisyjnej o odpowiedniej długości i odcinek linii sprzężonych w postaci tzw. sekcji C.

- Zaproponowanie nowego sposobu zasilania mikropaskowego elementu promieniującego sprzężonego elektromagnetycznie z linią wykonaną w technice symetrycznych linii paskowych o jednorodnym ośrodku dielektrycznym. Układ ten zapewnia silne sprzężenie symetrycznej linii paskowej z mikropaskowym elementem promieniującym, pozwalające w szczególności na uzyskanie dobrego dopasowania impedancyjnego mierzonego na wejściu jednowrotowego układu promiennik – linia zasilająca poprzez umieszczenie dodatkowej symetrycznej szczeliny w dolnym ekranie linii paskowej. Rozwiązanie to jest przedmiotem odrębnej publikacji w czasopiśmie Electronics Letters [101] oraz zgłoszenia patentowego w Urzędzie Patentowym RP.

- Opracowanie w pełni zintegrowanego planarnego czterowiązkowego układu antenowego oraz zaproponowanie nowego w pełni zintegrowanego planarnego dwupasmowego układu antenowego, w którym sieć formowania ośmiu wiązek tworzy pojedyncza szerokopasmowa macierz Butlera z dołączonymi do niej diplekserami częstotliwości. Opracowane anteny są przedmiotem komunikatu konferencyjnego zaprezentowanego na konferencji IEEE Antennas and Propagation Symposium, Honolulu, Hawaii 2007 [109] oraz artykułu w czasopiśmie Electronics Letters [105].
- Zaproponowanie układów zmodyfikowanych macierzy Butlera dla zastosowań w antenach wielowiązkowych o obniżonych listkach bocznych. W rozwiązaniach tych – dzięki dzielnikom mocy dołączonym do wyjść macierzy Butlera oraz zwiększeniu liczby elementów promieniujących – uzyskano nierównomierny rozkład amplitud sygnałów pobudzających poszczególne elementy promieniujące. Aby zapewnić wymaganą progresję fazy sygnałów pobudzających poszczególne promienniki, elementy promieniujące rozmieszczono tak, aby niezbędne dodatkowe przesunięcia fazy 180° pozyskiwane były odpowiednią rotacją elementów promieniujących. Ponadto przeprowadzona została wnikliwa analiza możliwości obniżania poziomu listków bocznych w wieloelementowych czterowiązkowych układach antenowych za pomocą zarówno stratnych, jak i bezstratnych sieci formowania wiązek. Wyniki tych badań są przedmiotem dwóch artykułów opublikowanych w czasopismach Electronics Letters [102] i IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters [41].
- Zaproponowanie numerycznej metody optymalizacji charakterystyk promieniowania anten wielowiązkowych uwzględniającej w procesie optymalizacji zarówno właściwości pojedynczego elementu promieniującego (jego charakterystyki promieniowania), jak i poziom listka dyfrakcyjnego. Wynikiem optymalizacji mogą być współczynniki pobudzeń poszczególnych elementów promieniujących, bądź współczynniki podziałów mocy pozyskiwanych w dodatkowych dzielnikach mocy o nierównomiernym podziale dołączonych do wrót wyjściowych macierzy Butlera 4×4 . Metoda ta została zaprezentowana ostatnio na międzynarodowej konferencji IEEE Antennas and Propagation Symposium, Honolulu, Hawaii 2007 [43].
- Przeprowadzenie analizy konforemnych wielowiązkowych układów antenowych oraz zaproponowanie metody kompensacji fazowej pozwalającej na minimalizację niekorzystnego wpływu krzywizny układu na ich charakterystyki promieniowania.

Metoda ta polega na dołączeniu dodatkowych przesuwników fazy do wejść odpowiednich elementów promieniujących, które pozwalają na kompensację opóźnienia sygnału wynikającego z krzywizny układu. Wyniki tych badań zaprezentowane zostały na konferencji European Microwave Week, Manchester 2006 [104].

- Opracowanie zintegrowanych konforemnych wielowiązkowych układów antenowych, w których macierz Butlera 4×4 wykonana została w technice niesymetrycznych wielowarstwowych linii paskowych. Wykonane zostały dwa w pełni zintegrowane czterowiązkowe konforemne układy antenowe zaprojektowane z wykorzystaniem opracowanej techniki kompensacji fazowej: (i) czteroelementowy układ antenowy, którego promienniki rozmieszczone zostały na powierzchni cylindrycznej o promieniu $R = 130$ mm oraz (ii) sześćelementowy układ antenowy o obniżonych listkach bocznych ($SLL = -14$ dB) wykorzystujący zaproponowane w rozdziale 4.4 zmodyfikowane macierze Butlera. Ponadto, przeprowadzona została ocena możliwości obniżania poziomu listków bocznych charakterystyki promieniowania konforemnych wieloelementowych czterowiązkowych układów antenowych.

Powyższe podsumowanie wyników pracy pozwala na stwierdzenie, że postawione we wstępie do rozprawy tezy zostały wykazane.

* * *

Autor wyraża przekonanie, że przedstawione w rozprawie wyniki badań będą pomocne w dalszych pracach nad nowymi układami antenowymi do zastosowań w nowoczesnych systemach bezprzewodowej transmisji danych oraz radarach polarymetrycznych o syntezywanej aperturze i różnych systemach rozpoznania elektronicznego, a także w pracach nad antenami adaptacyjnymi i rekonfigurowalnymi.

Literatura

- [1] Allen J., „A theoretical limitations on the formation of lossless multiple beams in linear arrays”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 4, pp. 350-352, July 1961.
- [2] Angelucci A., Audagnotto P., Corda P., Piovano B., „Multiport power amplifiers for mobile-radio systems using microstrip Butler matrices”, *IEEE AP International Symposium Dig.*, vol. 1, pp. 628-631, June 1994.
- [3] Angelucci A., Audagnotto P., Corda P., Obino P., Piarulli F., Piovano B., „High performance microstrip networks for multibeam and reconfigurable operation in mobile-radio systems”, *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 3, pp. 1717-1721, Nov. 1994.
- [4] Ansbro A. P., Crozzoli M., Fanigliulo A., „A thin planar microstrip multibeam antenna system for capacity improvement of cellular radio”, *IEEE AP International Symposium Dig.*, vol. 4, pp. 2131-2134, July 1997.
- [5] Ansbro A. P., Cazzatello G., Crozzoli M., Fanigliulo A., Donati M., „A GSM900 multibeam antenna system test bed for capacity and range improvement trial”, *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, pp. 239-243, Dec. 1997.
- [6] Bachman H. L., „Intelligent antennas – an emerging technology”, *Conference Record Southcon/96*, pp. 56-59, June 1996.
- [7] Balanis C. A., „Antenna Theory”, John Wiley & Sons INC., New York 1989.
- [8] Bhattacharyya A., Fortham O., Liu Y., „Analysis of stripline-fed slot-coupled patch antennas with vias for parallel-plate mode suppression”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 4, pp. 538-545, April 1998.
- [9] Blass J., „Multidirectional antenna – a new approach to stacked beams”, *IRE International Convention Record*, vol. 8, Part 1, pp. 48-50, March 1960.
- [10] Bona M., Manholm L., Starski J. P., „Low-loss compact Butler matrix for a microstrip antenna”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 9, pp. 2069-2075, Sept. 2002.
- [11] Brachat P., Baracco, J. M., „Dual-polarization slot-coupled printed antennas fed by stripline”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 7, pp. 738-742, July 1995.
- [12] Brookner E., „Practical Phased Array Antenna Systems”, Artech House, Boston 1991.
- [13] Butler J., Lowe R., „Beam-forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas”, *Electron. Des.*, vol. 9, pp. 170-173, April 1961.
- [14] Caldwell F., Kenney J. S., Ingram M. A., „Design and implementation of a swiched-beam smart antenna for an 802.11b wireless access point”, *IEEE Radio and Wireless Conference*, pp. 55-58, 2002.
- [15] Chang D. Ch., Jou S. H., „The study of Butler matrix BFN for four beams antenna systems”, *IEEE AP International Symposium Dig.*, vol. 4, pp. 176-179,

June 2003.

- [16] Chang Y. J. Hwang R. B., „Switched beam system for low-tier wireless communication systems”, Asia-Pacific Microwave Conference, vol. 2, pp. 946-949, Dec. 2001.
- [17] Chen C., McKinzie W. E., Alexopoulos N. G., „Stripline-fed arbitrarily shaped printed-aperture antennas”, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 45, no. 7, pp. 1186-1198, July 1997.
- [18] Collado C., De Flaviis F., „Dual-band Butler matrix for WLAN systems”, IEEE MTT-S International Symposium Dig., pp. 4-7, June 2005.
- [19] Collin R. E., „Prowadzenie fal elektromagnetycznych”, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1966.
- [20] Cristal E. G., Young L., „Theory and tables of optimum symmetrical TEM-mode coupled-transmission-line directional couplers”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 13, no. 5, pp. 544-558, Sept. 1965.
- [21] Dall’Omo C., Monediere T., Jecko B., Lamour F., Wolk I., Elkael M., „Design and realization of a 4 x 4 microstrip Butler matrix without any crossing in millimeter waves”, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 38, no. 6, pp. 462-465, Sept. 2003
- [22] Davis R. S., Schrank H. E., „Applications of the Butler matrix to high-power multichannel switching”, G-MTT Symposium Dig., vol. 65, no. 1, pp. 133-138, May 1965.
- [23] De Lillo R. A., „A high performance 8-input 8-output Butler matrix beamforming network for ultra-broadband applications”, IEEE AP International Symposium Dig., vol. 1, pp. 474-477, July 1993.
- [24] Denidni T. A., Libar T. E., „Wide band four-port Butler matrix for switched multibeam antenna arrays”, IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 3, pp. 2461-2464, Sept. 2003.
- [25] Derneryd A., Johannisson B., „Adaptive base-station antenna arrays”, Ericsson Review, no. 3, 1999.
- [26] Dobrowolski J. A., „Technika wielkich częstotliwości”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2001.
- [27] DuFort E., „Optimum low sidelobe high crossover multiple beam antennas”, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 33, no. 9, pp. 946-954, Sept. 1985.
- [28] DuHamel R. H., Armstrong M. E., „The tapered-line magic-T, a wide-band monopulse antenna”, Abstracts of the 15th Annual Symposium on the USAF Antenna R&D Program, Monticello, Illinois, October 12 – 14, 1965.
- [29] Foti S. J., Macnamara T., „Design of wideband Butler matrices using Schiffman lines”, IEE Colloquium on Multiple Beam Antennas and Beamformers, pp. 5/1-5/8, Nov. 1989.
- [30] Fragola A., Orefice M., Pirola M., „A modified Butler matrix for taper excitation of scanned arrays”, IEEE AP International Symposium Dig., vol. 4, pp. 784-787, July 2001.
- [31] Fu K. K., Lai A. K. Y., „FDTD optimization of beam forming network for

- multibeam antenna”, IEEE AP International Symposium Dig., vol. 4, pp. 2028-2031, June 1998.
- [32] Gao S. C., Li L. W., Leong M. S., Yeo T. S., „Integrated multibeam dual-polarised planar array”, IEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 148, no. 3, pp. 174-178, June 2001.
- [33] Gary Kwang T. K., Gardner P., „4 x 4 Butler matrix beam forming network using novel reduced size branchline coupler”, 31st European Microwave Conference, pp. 1-4, Oct. 2001.
- [34] Grau A., Romeu J., De Flaviis F., „On the diversity gain using a Butler matrix in fading MIMO environments”, IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, pp. 478-481, April 2005.
- [35] Grau A., Romeu J., Jofre L., De Flaviis F., „On the MIMO capacity using a Butler matrix with circular arrays in fading indoor environments”, IEEE AP International Symposium Dig., vol. 2A, pp. 297-300, July 2005.
- [36] Gruszczyński S., „Szerokopasmowe układy magicznego T w technice linii paskowych. Analiza, projektowanie i badania eksperymentalne”, Rozprawa Doktorska, Instytut Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki PWr., Wrocław 2006.
- [37] Gruszczyński S., Wincza K., „GSM/DCS/UMTS planar medium gain outdoor antenna”, XVI International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2006, Kraków, maj 2006.
- [38] Gruszczyński S., Wincza K., „Design of broadband asymmetric 3-dB tapered-line directional couplers”, 36th European Microwave Conference, European Microwave Week 2006, Manchester, Sep. 2006.
- [39] Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Design of compensated coupled-stripline 3-dB directional couplers, phase shifters and magic-Ts – Part II: Broadband coupled-line circuits”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 9, pp. 3501-3507, Sep. 2006.
- [40] Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Design of compensated coupled-stripline 3-dB directional couplers, phase shifters and magic-Ts – Part I: Single section coupled line circuits”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 11, pp. 3986-3994, Nov. 2006.
- [41] Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Reduced sidelobe four-beam N – element antenna arrays fed by 4 x N Butler matrices”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, no. 1, pp. 430-434, Dec. 2006
- [42] Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Compact broadband Butler matrix in multilayer technology for integrated multibeam antennas”, Electronics Letters (GB), vol. 43, no. 11, pp. 635-636, May 2007.
- [43] Gruszczyński S., Wincza K., „Method of radiation pattern optimization in multibeam antenna arrays”, IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007.
- [44] Gruszczyński S., Wincza K., „Broadband high-performance coupled-line magic-T network for direction finding systems”, IEEE AP International

Symposium, Honolulu, USA, June 2007.

- [45] Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Design of high-performance three-strip 3-dB directional coupler in multilayer technology with compensated parasitic reactances”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 7, pp. 1656-1659, July 2007.
- [46] Hansen R. C., „Phased Array Antennas”, John Wiley & Sons, 1998.
- [47] Hara Y., Yonezawa R., Chiba I., „On the capacity of cellular CDMA systems with multibeam antennas”, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 764-768, Sept. 1998.
- [48] Hayashi H., Hitko D. A., Sodini Ch. G., „Four-element planar Butler matrix using half-wavelength open stubs”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 3, pp. 73-75, March 2002.
- [49] Hong W., Lin Ch. W., Lin Y. D., Kitazawa T., „Design of a novel planar Butler matrix beamformer with two-axis beam-switching capability”, *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 5, pp. 5-9, Dec. 2005.
- [50] Jaeckle W., „Systematic design of a matrix network used for antenna beam steering”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 15, no. 2, pp. 314-316, March 1967.
- [51] Jaisson D., „Multilayer microstrip directional coupler with discrete coupling”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 9, pp. 1591-1595, Sept. 2000.
- [52] Jaworski G., „Analiza, projektowanie i badania eksperymentalne wybranych biernych mikrofalowych układów scalonych”, *Rozprawa Doktorska*, Instytut Telekomunikacji i Akustyki PWr., Wrocław 1998.
- [53] Kabacik P., Rybakowski M., Wincza K., Bialkowski M., „A circularly polarized antenna element for highly integrated array antennas”, *INICA 2003 – International ITG-Conference on Antennas*, Berlin, Germany, Sept. 2003, pp. 17-20.
- [54] Kabacik P., Wincza K., Kamaszuk M., Hornik P., „Optimizing circular polarization in broadband lightweight patch antennas”, *IEEE AP International Symposium*, Waszyngton, USA, 2005.
- [55] Kabacik P., Wincza K., Sachse K., Osys M., „A broadband circularly polarized lightweight antenna”, *IEEE AP International Symposium*, Waszyngton, USA, 2005.
- [56] Kahn W., Kurss H., „The uniqueness of the lossless feed network for a multibeam array“, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 1, pp. 100-101, Jan. 1962.
- [57] Koubeissi M., Decroze C., Monediere T., Jecko B., „Switched-beam antenna based on novel design of Butler matrices with broadside beam”, *Electronics Letters*, vol. 41, no. 20, pp. 1097-1098, Sept. 2005.
- [58] Kuo-Hui L., Ingram M. A., Rausch E. O., „Multibeam antennas for indoor wireless communications”, *IEEE Trans. Communications*, vol. 50, no. 2, pp. 192-194, Feb. 2002.

- [59] Lau D., Marsh S. P., Davis L. E., Sloan R., „Simplified technique for high performance microstrip multi-section couplers”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 46, no. 12, Part 2, pp. 2507-2513, Dec. 1998.
- [60] Levy R., „Tables for asymmetric multi-element coupled-transmission-line directional couplers”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 12, no. 3, pp. 275-279, May 1964.
- [61] Lewis R. A. H., Perrott R. A., „Multiple beam stripline network for phased array applications”, IEE Colloquium on Multiple Beam Antennas and Beamformers, pp. 4/1-4/5, Nov. 1989.
- [62] Li W. R., Chu C. Y., Lin K. H., Chang S. F., „Switched-beam antenna based on modified Butler matrix with low sidelobe level”, Electronics Letters, vol. 40, no. 5, pp. 290-292, March 2004.
- [63] Lo Y. T., Lee S. W., „Antenna Handbook”, New York: Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [64] Macnamara T. M., „Positions and magnitudes of fixed phase shifters in Butler matrices incorporating 90 degrees hybrids“, IEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 135, no. 5, pp. 359-360, Oct. 1988.
- [65] Mahmoudi M., Sousa E. S., Alavi H., „Adaptive sector size control in a CDMA system using Butler matrix”, IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 2, pp. 1355-1359, 1999.
- [66] Mailloux R. J., „Phased Array Antenna Handbook”, Artech House, Norwood 1994.
- [67] Mailloux R. J., Southall H. L., „The analogy between the Butler matrix and the neural-network direction-finding array”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 39, no. 9, pp. 27-32, Dec. 1997.
- [68] Moody H., „The systematic design of the Butler matrix”, IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 12, no. 6, pp. 786-788, Nov. 1964.
- [69] Mosca S., Bilotti F., Toscano A., Vegni L., „A novel design method for Blass matrix beam-forming networks”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, no. 2, pp. 225-232, Feb. 2002.
- [70] Nedil M., Denidni T. A., Talbi L., „Novel Butler matrix using CPW multi-layer technology”, IEEE AP International Symposium Dig., vol. 3A, pp. 299-302, July 2005.
- [71] Nedil M., Denidni T. A., Talbi L., „Design and implementation of a new Butler matrix using slot line technology”, IEEE Radio and Wireless Symposium, pp. 163-166, Jan. 2006.
- [72] Nedil M., Denidni T. A., Talbi L., „Novel Butler matrix using CPW multilayer technology”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 54, no. 1, pp. 499-507, Jan. 2006.
- [73] Nyka K., Mrozowski M., „Quasi-static finite-element analysis of a skewed microstrip crossover“, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no. 1, pp. 12-14, Jan. 2002.
- [74] Osseiran A., Ericson M., „System performance of multi-beam antennas for HS-DSCH WCDMA system”, 15th Personal, Indoor and Mobile Radio

- Communications, vol. 3, pp. 5-8, Sept. 2004.
- [75] Osseiran A., Logothetis A., „A method for designing fixed multibeam antenna arrays in WCDMA systems”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 41-44, Dec. 2006.
- [76] Piovano B., Accatino L., Angelucci A., Jones T., Capece P., Votta M., „Design and breadboarding of wideband $N \times N$ Butler matrices for multiport amplifiers”, *SBMO International Microwave Conference/Brasil*, vol. 1, pp. 175-180, Aug. 1993.
- [77] Pozar D. M., Schaubert D. H., „*Microstrip Antennas*”, IEEE Press, New York, 1995.
- [78] Rosłonec S., „*Podstawy techniki antenowej*”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2006.
- [79] Ross G., Schwartzman L., „Continuous beam steering and null tracking with a fixed multiple-beam antenna array system”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 12, no. 5, pp. 541-551, Sept. 1964.
- [80] Rotman W., Turner R. F., „Wide-angle microwave lens for line source applications”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623-632, Nov. 1963.
- [81] Sachse K., Sawicki A., „Analiza pełnofalowa wybranych linii mikropaskowych i projektowanie sprzęgaczy o dużej kierunkowości”, Raport ITA PWr nr I-28/S-052/95, Wrocław 1995.
- [82] Sachse K., Sawicki A., Jaworski G., „Opracowanie modeli sprzęgaczy kierunkowych w technologii wielowarstwowych, sprzężonych linii mikropaskowych”, Raport ITA PWr nr I-28/99/S, Wrocław 1999.
- [83] Sachse K., Sawicki A., „Quasi-ideal multilayer two- and three-strip directional couplers for monolithic and hybrid MIC's”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 1873 – 1882, Sept. 1999.
- [84] Sachse K., Wincza K., Gruszczyński S., Kabacik P., „Sectoral cylindrical subarrays fed with a Butler matrix”, 4th European Workshop on Conformal Antennas, Sztokholm, Szwecja, 2005.
- [85] Sawicki A., Sachse K., „A novel coupled-line conductor-backed coplanar and microstrip directional couplers for PCB and LTCC applications”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, No. 6, pp. 1743 – 1751, June 2003.
- [86] Schiffman B. M., „A new class of broadband microwave 90-degree phase shifters”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 4, no. 10, pp. 232 – 237, April 1958.
- [87] Shelton J., Kelleher K., „Multiple beams from linear arrays”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 2, pp. 154-161, March 1961.
- [88] Shelton J., „Reduced sidelobes for Butler-matrix-fed linear arrays”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 17, no. 5, pp. 645-647, Sept. 1969.
- [89] Shinichi Y., Hirokawa J., Ando M., „A beam switching slot array with a 4-way Butler matrix installed in a single layer post-wall waveguide”, *IEEE AP International Symposium Dig.*, vol. 1, pp. 138-141, June 2002.

- [90] Siachalou E., Vafiadis E., Goudos S. S., Koukourlis C. S., Panas S., „On the design of switched-beam wideband base stations”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, no. 1, pp. 158-167, Feb. 2004.
- [91] Stec B., Chudy Z., Kachel L., „Eight-port planar Butler matrix using circular interferometers systems”, *XVI International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2006*, Kraków, 2006, vol. 1, pp. 313-316.
- [92] Stein S., „On cross coupling in multiple-beam antennas”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 5, pp. 548-557, Sept. 1962.
- [93] Takatori Y., Cho K., Hori T., „Smart antenna testbed for SDMA systems using STBC”, *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1364-1368, 2002.
- [94] Uehara K., Seki T., Kagoshima K., „A planar sector antenna for indoor high-speed wireless communication terminals”, *IEEE AP International Symposium Dig.*, vol. 2, pp. 1352-1355, July 1997.
- [95] White W., „Pattern limitations in multiple-beam antennas”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 4, pp. 430-436, July 1962.
- [96] Wincza K., Rybakowski M., „Zintegrowany układ antenowy na pasmo S dla satelity ESEO”, *Praca Dyplomowa Magisterska*, Politechnika Wrocławska 2003.
- [97] Wincza K., Osys M., Dudziński Ł., Kabacik P., „Lightweight low gain microstrip antennas for use in minisatellites”, *XV International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2004*, Warszawa, maj, 2004.
- [98] Wincza K., Gruszyński S., Sachse K., Kabacik P., „A broadband feed for the multiple beam conformal microstrip array”, *IEEE AP International Symposium*, Waszyngton, USA, 2005.
- [99] Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Investigations on a strip transmission-line crossover for Butler matrix applications”, *13th Conference on Microwave Techniques –COMITE 2005*, Praga, Republika Czeska, 2005.
- [100] Wincza K., Gruszczyński S., „A Broadband 4x4 Butler matrix for modern-day antennas”, *35th European Microwave Conference, European Microwave Week 2005*, Paryż, Francja 2005.
- [101] Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Aperture coupled to a stripline antenna element for integrated antenna arrays”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 42, no. 3, pp. 130-131, Feb. 2006.
- [102] Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Reduced sidelobe four-beam antenna array fed by modified Butler matrix”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 42, no. 9, pp. 13-14, April 2006.
- [103] Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Improved multilayer crossover for Butler matrix applications”, *XVI International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2006*, Kraków, maj 2006.
- [104] Wincza K., Gruszczyński S., „Influence of curvature radius on radiation patterns in multibeam conformal antennas”, *36th European Microwave Conference, European Microwave Week 2006*, Manchester 2006.

- [105] Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Integrated four-beam dual-band antenna array fed by broadband Butler matrix”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 43, no. 1, pp. 7-8, Jan. 2007.
- [106] Wincza K., Gruszczyński S., Borgosz J., „Microstrip antenna array with series-fed ‘through-element’ coupled patches”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 43, no. 9, pp. 487-489, April 2007.
- [107] Wincza K., Gruszczyński S., „Broadband low-cost series-fed antenna array for wireless LAN applications with corner coupled-patches”, *IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007*.
- [108] Wincza K., Gruszczyński S., Borgosz J., Hallatt J. G., Aldred I., „Design of electromagnetically coupled corner-series-fed antenna array for 24 GHz Doppler sensor applications”, *IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007*.
- [109] Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Design of integrated stripline multibeam antenna arrays fed by compact Butler matrices”, *IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007*.
- [110] Yingjie L., Feuerstein N. J., Reudnik D. O., „Performance evaluation of a cellular base station multibeam antenna”, *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 46, no. 1, pp. 1-9, Feb. 1997.
- [111] Żak T., Sachse K., „An integrated Butler matrix in multi-layer technology for multi-port amplifier applications”, *XIV International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2002, Gdańsk, maj 2002*.
- [112] Zheng S., Shing Chan W., Siu Y. M., „RF multiple-input multiple-output switchless front-end”, *Electronics Letters*, vol. 42, no. 24, pp. 1408-1409, Nov. 2006.
- [113] Zieniutycz W., „Anteny – podstawy polowe”, *Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 2001*.
- [114] Zurcher J. F., Gardiol F. E., „Broadband Patch Antennas”, *Artech House, Boston 1995*.

Prace nieukończone w porządku alfabetycznym

- [115] Sachse K., „The scattering parameters and directional couplers analysis of characteristically terminated asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 4, pp. 417-425, April 1990.
- [116] March S. L., „Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip”, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1982, pp. 410-412.

Spis publikacji Autora rozprawy dotyczących zagadnień związanych z tematem rozprawy (współautorskich)

A. Praca dyplomowa magisterska

Wincza K., Rybakowski M., „Zintegrowany układ antenowy na pasmo S dla satelity ESEO”, Praca Dyplomowa Magisterska, Politechnika Wrocławska, 2003.

B. Artykuły w czasopismach i wydawnictwach ciągłych

1. Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Aperture coupled to a stripline antenna element for integrated antenna arrays”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 42, no. 3, pp. 130-131, Feb. 2006.
2. Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Reduced sidelobe four-beam antenna array fed by modified Butler matrix”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 42, no. 9, pp. 13-14, April 2006.
3. Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Design of compensated coupled-stripline 3-dB directional couplers, phase shifters and magic-Ts – Part II: Broadband coupled-line circuits”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 9, pp. 3501-3507, Sep. 2006.
4. Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Design of compensated coupled-stripline 3-dB directional couplers, phase shifters and magic-Ts – Part I: Single section coupled line circuits”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 11, pp. 3986-3994, Nov. 2006.
5. Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Reduced sidelobe four-beam N – element antenna arrays fed by 4 x N Butler matrices”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 430-434, Dec. 2006
6. Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Integrated four-beam dual-band antenna array fed by broadband Butler matrix”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 43, no. 1, pp. 7-8, Jan. 2007.
7. Wincza K., Gruszczyński S., Borgosz J., „Microstrip antenna array with series-fed ‘through-element’ coupled patches”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 43, no. 9, pp. 487-489, April 2007.
8. Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Compact broadband Butler matrix in multilayer technology for integrated multibeam antennas”, *Electronics Letters (GB)*, vol. 43, no. 11, pp. 635-636, May 2007.
9. Gruszczyński S., Wincza K., Sachse K., „Design of high-performance three-strip 3-dB directional coupler in multilayer technology with compensated parasitic reactances”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 7, pp. 1656-1659, July 2007.

C. Referaty i postery konferencyjne

1. Kabacik P., Rybakowski M., Wincza K., Bialkowski M., „A circularly polarized antenna element for highly integrated array antennas”, INICA 2003 – International ITG-Conference on Antennas, Berlin, Germany, Sept. 2003, pp. 17-20.
2. Wincza K., Osys M., Dudziński Ł., Kabacik P., „Lightweight low gain microstrip antennas for use in minisatellites”, XV International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2004, Warszawa, maj 2004.
3. Sachse K., Wincza K., Gruszczyński S., Kabacik P., „Sectoral cylindrical subarrays fed with a Butler matrix”, 4th European Workshop on Conformal Antennas, Sztokholm, Szwecja, 2005.
4. Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., Kabacik P., „A broadband feed for the multiple beam conformal microstrip array”, IEEE AP International Symposium, Waszyngton, USA, 2005.
5. Kabacik P., Wincza K., Kamaszuk M., Hornik P., „Optimizing circular polarization in broadband lightweight patch antennas”, IEEE AP International Symposium, Waszyngton, USA, 2005.
6. Kabacik P., Wincza K., Sachse K., Osys M., „A broadband circularly polarized lightweight antenna”, IEEE AP International Symposium, Waszyngton, USA, 2005.
7. Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Investigations on a strip transmission-line crossover for Butler matrix applications”, 13th Conference on Microwave Techniques –COMITE 2005, Praga, Republika Czeska, 2005.
8. Wincza K., Gruszczyński S., „A Broadband 4x4 Butler matrix for modern-day antennas”, 35th European Microwave Conference, European Microwave Week 2005, Paryż, Francja 2005.
9. Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Improved multilayer crossover for Butler matrix applications”, XVI International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2006, Kraków, maj 2006.
10. Gruszczyński S., Wincza K., „GSM/DCS/UMTS planar medium gain outdoor antenna”, XVI International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON 2006, Kraków, maj 2006.
11. Wincza K., Gruszczyński S., „Influence of curvature radius on radiation patterns in multibeam conformal antennas”, 36th European Microwave Conference, European Microwave Week 2006, Manchester 2006.
12. Gruszczyński S., Wincza K., „Design of broadband asymmetric 3-dB tapered-line directional couplers”, 36th European Microwave Conference, European Microwave Week 2006, Manchester, Sep. 2006.
13. Wincza K., Gruszczyński S., „Broadband low-cost series-fed antenna array for wireless LAN applications with corner coupled-patches”, IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007.

14. Wincza K., Gruszczyński S., Borgosz J., Hallatt J. G., Aldred I., „Design of electromagnetically coupled corner-series-fed antenna array for 24 GHz Doppler sensor applications”, IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007.
15. Wincza K., Gruszczyński S., Sachse K., „Design of integrated stripline multibeam antenna arrays fed by compact Butler matrices”, IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007.
16. Gruszczyński S., Wincza K., „Method of radiation pattern optimization in multibeam antenna arrays”, IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007.
17. Gruszczyński S., Wincza K., „Broadband high-performance coupled-line magic-T network for direction finding systems”, IEEE AP International Symposium, Honolulu, USA, June 2007.

D. Zgłoszenia patentowe

1. Gruszczyński S., Wincza K., „Układ mikrofalowy o liniach sprzężonych”, 2005.
2. Wincza K., Gruszczyński S., „Promiennik antenowy wykonany w technice symetrycznych linii paskowych”, 2005.
3. Wincza K., Gruszczyński S., „Sposób formowania wiązki promieniowania elektromagnetycznego”, 2005.
4. Gruszczyński S., Wincza K., „Antena wielowiązkowa z macierzą Butlera jako siecią formowania wiązki”, 2006.