

Łukasz Szydłowski

**Pasmowo-przepustowe filtry
mikrofalowe o podwyższonej
selektywności**

Rozprawa doktorska

Promotor:

prof. dr hab. inż. Michał Mrozowski, prof. zw. PG

Wydział Elektroniki, Telekomunikacji
i Informatyki
Politechnika Gdańska

Gdańsk, 2014

Spis treści

Wykaz ważniejszych symboli i oznaczeń	5
1 Wprowadzenie	7
1.1 Klasyczna synteza obwodowa i wymiarowa filtrów o charakterystykach pseudoeliptycznych	8
1.2 Czynniki zniekształcające odpowiedź filtru	12
1.3 Obecny stan wiedzy	15
1.3.1 Filtry stratne	15
1.3.2 Filtry dyspersyjne	18
1.4 Cel i tezy pracy	20
1.5 Plan rozprawy	21
2 Filtry stratne	23
2.1 Podstawowe zależności	23
2.2 Problem optymalizacyjny	31
2.3 Analityczne gradienty	31
2.4 Synteza macierzy sprzężeń filtru stratnego z wykorzystaniem układu bezstratnego	32
2.5 Kontrola rozkładu strat w rezonatorach	33
2.6 Testy numeryczne	36
2.7 Weryfikacja eksperymentalna	46
2.8 Wnioski	51
3 Filtry dyspersyjne	53
3.1 Zdefiniowanie problemu syntezy	53
3.2 Wyznaczenie czułości wartości własnych	55
3.3 Przykłady syntezy dyspersyjnej macierzy sprzężeń	56
3.4 Analiza deformacji charakterystyk rozproszenia filtrów w funkcji zaburzeń wartości sprzężeń	58
3.5 Hybrydowy model filtru z idealnymi inwerterami	63
3.6 Implementacje sprzężeń dyspersyjnych	67
3.7 Synteza macierzy sprzężeń z nieidealnymi inwerterami	72
3.8 Synteza wymiarowa	74

3.8.1	Wymiarowanie nieciągłości dyspersyjnej	75
3.8.2	Wymiarowanie pary sprzężonych rezonatorów	78
3.8.3	Wymiarowanie pary sprzężonych rezonatorów z uwzględnieniem efektu obciążenia	80
3.9	Weryfikacja projektowa oraz eksperymentalna	83
3.9.1	Falowodowy filtr dyspersyjny w konfiguracji kwadrupletu	83
3.9.2	Filtry ze sprzężeniami dyspersyjnymi zrealizowanymi w formie sęków	86
3.9.3	Filtr dyspersyjny w konfiguracji box zaimplementowany w SIW . . .	96
3.9.4	Filtr SIW w konfiguracji tripletu z ujemnym współczynnikiem kierunk- owym sprzężenia dyspersyjnego	100
3.9.5	Filtr SIW w konfiguracji kwadrupletu z wyrównanym opóźnieniem grupowym	102
3.9.6	Filtr falowodowy ze sprzężeniami dyspersyjnymi o dodatnim i ujem- nym współczynnikiem kierunkowym	107
3.9.7	Porównanie technik wymiarowania	110
3.10	Wnioski	112
4	Filtry z rezonansowym sprzężeniem pomiędzy źródłem i obciążeniem	115
4.1	Synteza wielomianów rozproszenia	115
4.2	Synteza obwodowa w postaci modelu poprzecznego	117
4.3	Redukcja macierzy poprzecznej	120
4.4	Testy numeryczne	121
4.5	Realizacja obwodu rezonansowego pomiędzy źródłem a obciążeniem	124
4.6	Weryfikacja eksperymentalna	126
4.7	Wnioski	130
5	Podsumowanie	133
	Bibliografia	135
	Sylwetka autora	147

Wykaz ważniejszych symboli i oznaczeń

Symbole ogólne

j - jednostka urojona
 $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \dots$ - macierze
 $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}, \dots$ - wektory
 \mathbf{I} - macierz jednostkowa

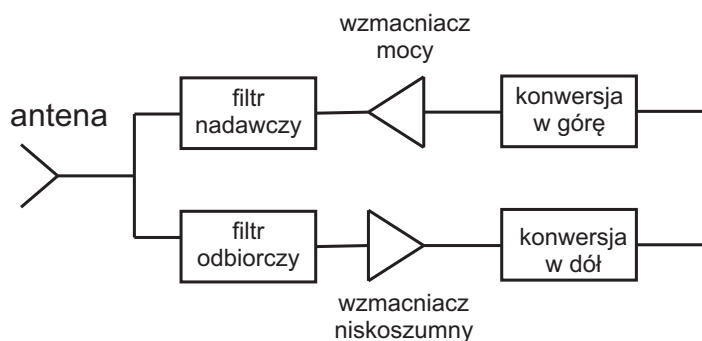
Wielkości

$F(), P(), E()$ - wielomiany modelu wymiernego odpowiedzi
 $(\cdot)^t$ - transpozycja
 $(\cdot)^h$ - transpozycja hermitowska
 S, L - odpowiednio, źródło oraz obciążenie
 s - zespolona zmienna częstotliwościowa
 ω - częstotliwość w dziedzinie prototypu
 \mathbf{M} - macierz sprzężeń
 \mathbf{Z} - macierz impedancyjna
 \mathbf{Y} - macierz admitancyjna
 y - parametry admitancyjne
 z - parametry impedancyjne
 m_0^{ij} - część stała unormowanego współczynnika sprzężenia
 m_1^{ij} - część dyspersyjna unormowanego współczynnika sprzężenia
 FBW - względne pasmo pracy
 C - funkcja filtrująca
 EF_L - funkcja celu oparta o stratne zera i bieguny parametrów admitancyjnych
 EF_D - funkcja celu oparta o zera i bieguny idealnych parametrów rozproszenia
 EF_{DS} - funkcja celu oparta o zera i bieguny parametrów rozproszenia podobwodów do syntezy wymiarowej

Wprowadzenie

Filtry mikrofalowe są podstawowym elementem każdego systemu telekomunikacyjnego. Zasadniczym zadaniem układu filtrującego jest usunięcie niepożądanych częstotliwości z widma sygnału i przesłanie pozostałych z nich do portu wyjściowego. Główną przyczyną powstawania pasożytniczych częstotliwości w torze komunikacyjnym jest praca nieliniowych układów aktywnych takich jak wzmacniacze, modulatory, demodulatory, syntezery. Dodatkowo, ze względu na ograniczony zakres użytecznych częstotliwości w komunikacji bezprzewodowej obecność filtrów jest konieczna do efektywnego wykorzystania przydzielonego pasma częstotliwości.

Jednym z najlepszych przykładów zastosowania układów filtrujących są stacje bazowe telefonii komórkowej [42]. Rysunek 1.1 przedstawia ogólny schemat analogowej części nadawczo-odbiorczej wykorzystywanej w stacjach przekaźnikowych. Z założenia, tor nadawczy oraz odbiorczy pracują równolegle. Nadajnik generuje sygnał o stosunkowo wysokiej mocy, np. dla standardu GSM wynosi ona 30 W na nośną, natomiast odbiornik musi odebrać sygnał o mocy niższej niż -100 dBm. W związku z powyższym, filtr nadawczy musi cechować się wysoką izolacją poza pasmem (typowo 90 dB) w celu eliminacji produktów intermodulacji oraz szumów generowanych przez wzmacniacz mocy. Dodatkowym wymogiem nakładanym na filtr nadawczy jest niski poziom strat wtrąceniowych (typowo 0.5-1 dB), aby zapewnić wymagania mocowe na wyjściu układu. Podobnie współczynnik szumów po stronie odbiornika wymaga niskich strat wtrąceniowych oraz wysokiej izolacji



RYSUNEK 1.1: Ogólny model części RF transceiwera

w paśmie nadawczym. Ze względu na relatywnie wąskie pasma pracy, układy filtrujące realizowane są w oparciu o wnęki rezonansowe wysokiej dobroci (rzędu tysięcy). Z drugiej strony, wymagania nakładane na urządzenia filtrujące, znajdujące się w przenośnych telefonach komórkowych, są zgoła odmienne. Ze względu na ograniczenie związane z wymiarami, filtry implementowane w telefon komórkowych charakteryzują się stratami wtrąceniowymi rzędu pojedynczych decybeli. Wynika to z zastosowania niskiej jakości rezonatorów planarnych. Założone tłumienie filtru poza pasmem powinno wynosić 50 dB. Alternatywą dla tego typu struktur są filtry pracujące z powierzchniową falą dźwiękową tzw. filtry SAW (ang. surface acoustic wave). Główną zaletą tych układów są małe wymiary oraz niski koszt wykonania. Niestety, charakteryzują się niską odpornością mocową.

Drugim - równie istotnym zastosowaniem filtrów mikrofalowych - jest komunikacja satelitarna. Ze względu na wysoki stopień nieliniowości wprowadzanych przez wzmacniacze mocy w satelitach, konieczne jest podzielenie użytecznego pasma na kanały. Sygnał w każdym kanale jest wzmacniany, a następnie składany ponownie na wyjściu układu i przekazywany do anteny. Dzielenie na pojedyncze kanały oraz ich łączenie realizowane jest za pomocą wejściowych oraz wyjściowych krotnic falowych (multiplexerów). Jako że są to główne elementy wprowadzające zniekształcenia amplitudy oraz fazy sygnału, konieczne jest zastosowanie układów o wysokiej izolacji oraz wyrównanym opóźnieniu grupowym [49]. Ze względu na specyfikę systemów satelitarnych, oprócz parametrów elektrycznych, ważnym elementem są gabaryty oraz masa filtru. Aby zapewnić możliwie najlepszy kompromis pomiędzy odpowiedzią układu a wymiarami fizycznymi, oprócz filtrów projektowanych klasycznymi metodami wykorzystuje się struktury pracujące z kilkoma rodzajami pola (dwa, trzy lub więcej). Popularną metodą redukcji wymiarów oraz strat wtrąceniowych jest wykorzystanie rezonatorów dielektrycznych. Konstrukcja ta opiera się na wypełnieniu powietrznej wnęki temperaturowo stabilną ceramiką o wysokiej przenikalności (20-100) oraz niskich tratach. Wynikowy rezonator cechuje się nieobciążoną dobrocią dochodzącą do 100000 [29].

1.1 Klasyczna synteza obwodowa i wymiarowa filtrów o charakterystykach pseudoeliptycznych

Punktem wyjściowym w projektowaniu każdego pasmowo-przepustowego filtru jest określenie charakterystyki przenoszenia. W ogólnym przypadku zależność tę opisuje następujące wyrażenie:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_N^2(j\omega)} \quad (1.1)$$

gdzie $C_N(j\omega)$ to wybrana funkcja filtrująca (lub charakterystyczna), natomiast ε jest współczynnikiem skalującym określonym jako

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (1.2)$$

gdzie L_{Ar} jest założonym poziomem strat wtrąceniowych (w dB) w paśmie pracy. Zakładamy, że ω jest unormowaną (do dziedziny prototypu dolnoprzepustowego) zmienną

częstotliwościową (związana ze zmienną zespoloną $s = j\omega$). Z wyrażenia (1.1) można wywnioskować, że kształt charakterystyki przenoszenia bezpośrednio wynika z przyjętej funkcji filtrującej. Do najpopularniejszych funkcji charakterystycznych należą: maksymalnie płaska (Butterwortha), eliptyczna, Czebyszewa oraz uogólnionego Czebyszewa. Ze względu na najkorzystniejszy kompromis pomiędzy selektywnością a poziomem strat wtrąceniowych, to właśnie ostatnia funkcja zyskała największą popularność. Bazując na wyrażeniach przedstawionych w [18], funkcję filtrującą można zapisać w formie funkcji wymiernej w następujący sposób

$$C_N(s) = \frac{F(s)}{P(s)} \quad (1.3)$$

gdzie pierwiastki wielomianu $F(s)$ to zera charakterystyki odbiciowej filtru, natomiast pierwiastki wielomianu $P(s)$, to zera transmisyjne. Należy podkreślić, że zera transmisyjne mogą być czysto urojone (bezpośrednio widoczne na charakterystyce przenoszenia) lub występować jako pary zespolone sprzężone (służące do wyrównania opóźnienia grupowego). Z drugiej strony, parametry rozproszenia filtru można zamodelować w formie następujących funkcji wymiernych [18]

$$\begin{aligned} S_{11}(s) &= \frac{F(s)}{E(s)} \\ S_{21}(s) &= \frac{P(s)}{\varepsilon E(s)}. \end{aligned} \quad (1.4)$$

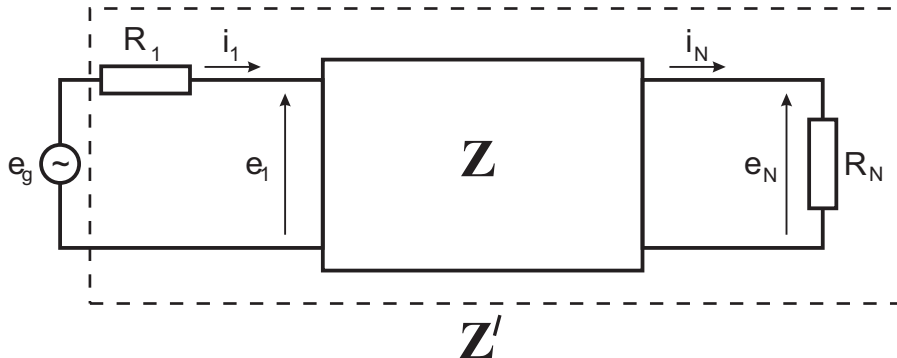
Z powyższego wynika, że po określeniu postaci wymiernej funkcji filtrującej, ostatnim elementem potrzebnym do pełnego określenia odpowiedzi układu jest wyznaczenie wspólnego mianownika $E(s)$. W tym celu można skorzystać z równania Feldtkellera (patrz rozdział 6 w [21]). Warto dodać, że obecnie najpopularniejszą metodą wyznaczania wielomianów funkcji filtrującej (1.3) (dla uogólnionych charakterystyk Czebyszewa) jest rekursywna procedura przedstawiona w [18].

Mając opis matematyczny odpowiedzi, można przystąpić do syntezy obwodowej, której celem jest znalezienie skupionego modelu układu realizującego założoną odpowiedź. Dla ograniczonej grupy struktur modelem filtru (w dziedzinie znormalizowanej) jest tzw. drabinka dolnoprzepustowa. Jest to obwód zbudowany z naprzemiennie ułożonych szeregowych indukcyjności oraz równoległych pojemności (lub odwrotnie), których wartości można wyznaczyć analitycznie (patrz rozdział 3 w [38]). Zasadniczo, dla filtrów z zerami transmisyjnymi w charakterystyce przenoszenia, podejście to jest niewystarczające. W związku z powyższym, wprowadza się ogólny model filtru, jako układ N (gdzie N to rząd filtru) dowolnie sprzężonych rezonatorów, przy założeniu, że sprzężenia realizowane są formie idealnych inwerterów impedancji lub admitancji. Tak zdefiniowany model opisywany jest tzw. macierzą sprzężeń, której elementy określają wszystkie interakcje pomiędzy rezonatorami. Dodatkową zaletą tego podejścia jest bezpośrednie przełożenie na strukturę o stałych rozłożonych. Wyznaczenie macierzy sprzężeń, która dla zdanego układu połączeń rezonatorów, realizuje wybraną charakterystykę pseudoeliptyczną, jest zagadnieniem złożonym. W ostatnich latach opracowano kilka algorytmów pozwalających znaleźć wymagane rozwiązanie [5, 15, 18, 19, 46, 50]. Poniżej przedstawione zostanie

obecnie najbardziej popularne podejście wykorzystujące przekształcenia tożsamościowe zaproponowane przez Camerona [18, 19].

Synteza obwodowa z wykorzystaniem obrotów

Rysunek 1.2 przedstawia ogólny model układu dwuwrotnika. Przy założeniu, że układ



RYSUNEK 1.2: Ogólny model dwuwrotnika

zbudowany jest z N sprzężonych rezonatorów, ogólny opis impedancyjny takiego obwodu ma następującą postać [18]

$$\mathbf{Z}\mathbf{i} = \mathbf{e}, \quad (1.5)$$

który w formie jawnej można zapisać jako

$$[j\mathbf{M} + s\mathbf{I} + \mathbf{R}][i_1, i_2, i_3, \dots, i_N]^t = e_g[1, 0, 0, \dots, 0]^t \quad (1.6)$$

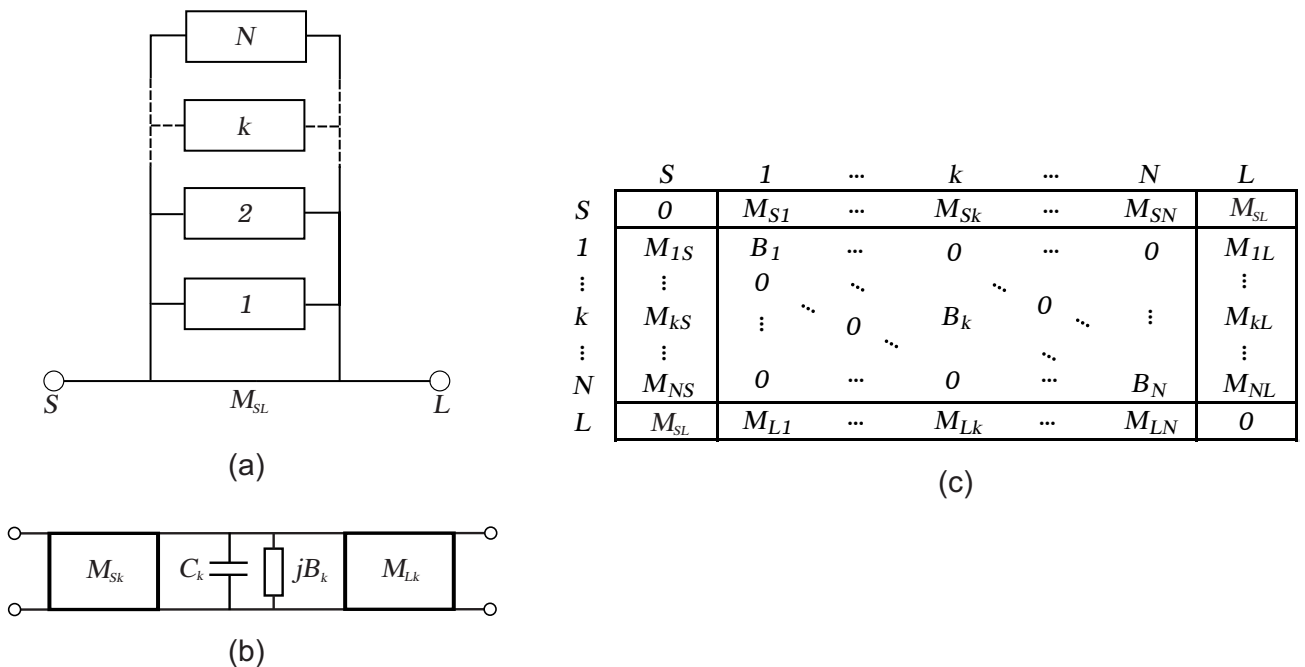
gdzie \mathbf{M} jest macierzą sprzężeń, \mathbf{R} to macierz z portami obciążającymi, natomiast \mathbf{I} jest macierzą jednostkowa. Dodatkowo, na rysunku 1.2 wyszczególniono macierz impedancyjną czwórnika nieobciążonego, $\mathbf{Z} = j\mathbf{M} + s\mathbf{I}$. Zgodnie z zależnościami przedstawionymi w [18] można zapisać, że

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= \left. \frac{i_N}{e_1} \right|_{R_1, R_N=0} = \mathbf{Z}_{N1}^{-1} = j[-\mathbf{M} - \omega\mathbf{I}]_{N1}^{-1} \\ y_{22}(s) &= \left. \frac{i_N}{e_N} \right|_{R_1, R_N=0} = \mathbf{Z}_{NN}^{-1} = j[-\mathbf{M} - \omega\mathbf{I}]_{NN}^{-1}. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Wykorzystując relację $-\mathbf{M} = \mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^t$, gdzie $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_1, \dots, \lambda_N)$ to macierz diagonalna zawierająca wartości własne macierzy $-\mathbf{M}$, natomiast $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^t = \mathbf{I}$, a następnie podstawiając do (2.3) otrzymuje się

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= [\mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^t - \omega\mathbf{I}]_{N1}^{-1} = j \sum_{k=1}^N \frac{Q_{Nk}Q_{1k}}{\omega - \lambda_k} \\ y_{22}(s) &= [\mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{Q}^t - \omega\mathbf{I}]_{NN}^{-1} = j \sum_{k=1}^N \frac{Q_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \end{aligned} \quad (1.8)$$

gdzie λ_k jest k -tą wartością własną macierzy \mathbf{M} . Znając wielomiany rozproszenia, parametry admitacyjne można wyznaczyć analitycznie [18], które po rozkładzie na rezidua, pozwalają określić pierwszy i ostatni wiersz macierz \mathbf{Q} . W dalszej kolejności, wykorzystując procedurę ortonormalizacji Grama-Schmidta, uzyskuje się pozostałe wiersze macierzy \mathbf{Q} , a w efekcie macierz \mathbf{M} . Powyższa procedura syntezy dotyczy tzw. macierzy nierozszerzonej (o wymiarach $N \times N$). Niemniej jednak, na ogół wykorzystuje się macierz rozszerzoną, której wymiar w stosunku do klasycznego opisu zwiększa się o dwa wiersze i dwie kolumny (powstała macierz ma wymiary $N + 2 \times N + 2$) [19]. Rozrost macierzy wynika z zastosowania dodatkowych inwerterów na wejściu i wyjściu układu, dzięki którym rezystancja źródła i obciążenia normalizowana jest do jedności. Dodatkowym atutem takiej macierzy jest możliwość wprowadzenia większej liczby sprzężeń ze źródła oraz obciążenia. Oprócz wspomnianej normalizacji, zamianie ulegają parametry wykorzystywane do syntezy macierzy \mathbf{M} (w ujęciu impedancyjnym), z admitacyjnych $y(s)$ na parametry impedancyjne $z(s)$ - jest to wynik inwersji wprowadzonej przez inwertery. Modyfikacja ta jest czysto formalna ponieważ nie zmienia ona odpowiednich zestawów wartości własnych, a jedynie ich interpretację. Specyficznym przykładem modelu rozszerzonego jest macierz poprzeczna wprowadzona przez Camerona [19]. Obwód taki składa się z N równoległych rezonatorów (opis admitacyjny), z którego każdy sprzężony jest ze źródłem i obciążeniem (przy czym rezonatory nie sprzęgają się ze sobą), tak jak pokazano na rysunku 1.3. Wartości elementów tego schematu są określone wyrażeniami analitycznymi bazującymi na reziduach i biegunach parametrów admitacyjnych, co zdecydowanie upraszcza procedurę syntezy, w stosunku do poprzedniego rozwiązania.



RYSUNEK 1.3: (a) Model poprzeczny filtru, (b) model indywidualnej sekcji, (c) macierz sprzężeń modelu poprzecznego

Niezależnie od przyjętej formy reprezentacji macierzy sprzężeń, każda z nich jest

niepraktyczna, ponieważ zawiera wszystkie możliwe sprzężenia pomiędzy rezonatorami (przy zastosowaniu (1.8) i ortonormalizacji Grama-Schmidta) lub tylko sprzężenia pomiędzy źródłem, obciążeniem i rezonatorami (przy zastosowaniu modelu poprzecznego). W celu wyzerowania niechcianych połączeń na otrzymanej macierzy, należy wykonać serię rotacji tożsamościowych, pozwalających dostosować schemat sprzężeń do założonego. Rotacje te zdefiniowane są następująco

$$\mathbf{M}' = \mathbf{O}_1 \mathbf{M} \mathbf{O}_1^t \quad (1.9)$$

gdzie \mathbf{O} jest tzw. macierzą obrotu, o wymiarach macierzy \mathbf{M} . Wykonanie obrotu $[i,j]$ (i różne od j) o kąt ϕ , oznacza, że elementy macierzy obrotów są równe $O_{ii}=O_{jj}=\cos\phi$, $O_{ij}=-O_{ji}=\sin\phi$. Pozostałe elementy macierzy są zerowe, poza główną diagonalą zawierającą 1. Wykonanie obrotu macierzy $[i, j]$ o kąt ϕ cechuje się tym, że elementy w wierszu i oraz j, a także w kolumnie i oraz j ulegają zmianie, zaś wartości własne oraz wektory macierzy pozostają takie same. W związku z powyższym, wykonując serię rotacji, można wyzerować niechciane sprzężenia, nie zmieniając jednocześnie odpowiedzi układu.

Synteza wymiarowa

Ostatnim etapem projektowym jest wymiarowanie struktury. Krok ten ma na celu określenie wymiarów geometrycznych obwodu o stałych rozłożonych na podstawie modelu skupionego, w postaci macierzy sprzężeń. Klasyczna procedura wymiarowania polega na ekstrakowaniu poszczególnych par sprzężonych rezonatorów, a następnie badaniu jej odpowiedzi, w celu wyznaczenia częstotliwości rezonansowych wymaganych do określenia wartości współczynnika sprzężenia. Dla synchronicznie nastrojonych rezonatorów, wartość współczynnika sprzężenia w funkcji częstotliwości rezonansowych ma następującą postać (patrz rozdział 8 w [38])

$$k = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (1.10)$$

gdzie f_1, f_2 to częstotliwości rezonansowe sprzężone pary. Procedurę tę powtarza się dla wszystkich sprzężonych par. Ponieważ metoda ta cechuje się niską dokładnością, finalny obwód wymaga końcowego strojenia w symulatorze elektromagnetycznym, co kończy proces projektowy.

1.2 Czynniki zniekształcające odpowiedź filtru

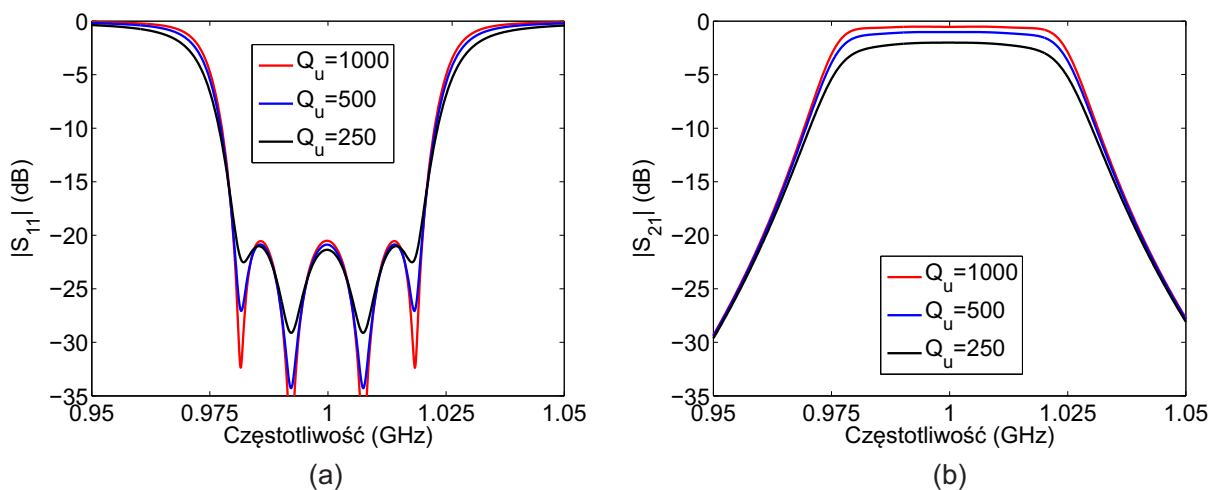
Głównymi elementami wpływającymi na zniekształcenie charakterystyki filtru są straty spowodowane skończoną dobrocią rezonatorów oraz dyspersja współczynnika sprzężenia. Przykładowe charakterystyki uwzględniające straty dla filtru czwartego rzędu o względnej szerokości pasma równej 4 % przedstawione zostały na rysunku 1.4. Jak można łatwo zauważyć, wraz ze zmniejszaniem się dobroci rezonatorów, obserwuje się rosnące tłumienie sygnału w paśmie pracy oraz charakterystyczne zaokrąglenia odpowiedzi na częstotliwościach odpowiadających: krańcom pasma, zerom odbiciowym oraz transmisyjnym (o ile występują). Wartość dobroci rezonatora zależy od jego wymiarów fizycznych oraz technologii w jakiej został wykonany. Zasadniczo konstrukcje, zrealizowane w formie falowodu

prostokątnego lub linii współosiowej, cechują się kilkukrotnie wyższymi dobrociami od ich odpowiedników, wykonanych w technologiach planarnych. Niestety, układy o wysokiej dobroci na ogół są duże i masywne. Dodatkowymi wadami są wysokie koszty związane z produkcją oraz finalnym strojeniem. Należy pamiętać, że tłumienie wnoszone przez układ związane jest również z szerokością pasma filtru. Dla pojedynczego rezonatora znormalizowaną wartość strat można wyznaczyć z

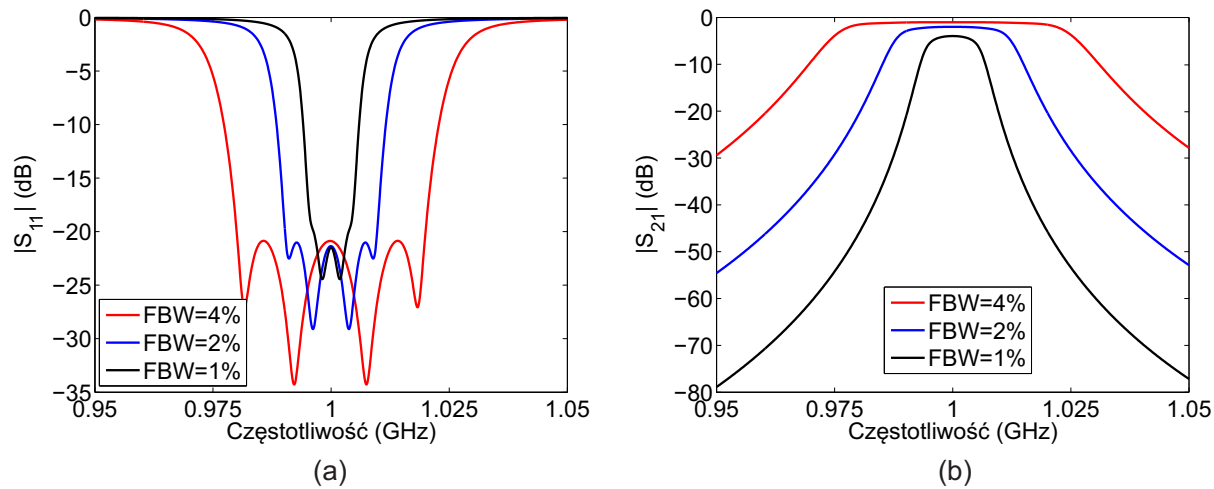
$$G_{loss} = \frac{1}{Q_u FBW} \quad (1.11)$$

gdzie Q_u oznacza dobroć rezonatora, G_{loss} odpowiada konduktancji modelującej straty w rezonatorze, natomiast FBW jest znormalizowaną szerokością pasma. Wynikowy poziom strat jest ważoną sumą strat poszczególnych rezonatorów (patrz zależność (3.62) w [38]) Wpływ ostatniej wielkości na poziom strat wtrąceniowych dla filtru czwartego rzędu, w którym dobroć rezonatorów ustalono na $Q_u=500$, przedstawiony został na rysunku 1.5. Z zaprezentowanych charakterystyk jasno wynika, jak kluczowe znaczenie dla poziomu strat wtrąceniowych ma szerokość pasma filtru. W wybranym przykładzie, zakładając nawet stosunkowo dużą wartość dobroci rezonatorów, uzyskano tłumienie w środku pasma bliskie -5 dB dla pasma 1 % oraz niedopuszczalne zniekształcenie odpowiedzi. Bazując na powyższych informacjach można stwierdzić, że sukces projektowy związany z minimalizacją tłumienia sygnału jest kompromisem pomiędzy pasmem a technologią wykonania układu. Warto w tym miejscu podkreślić, że problem nadmiernych strat szczególnie dotyczy filtrów wąskopasmowych.

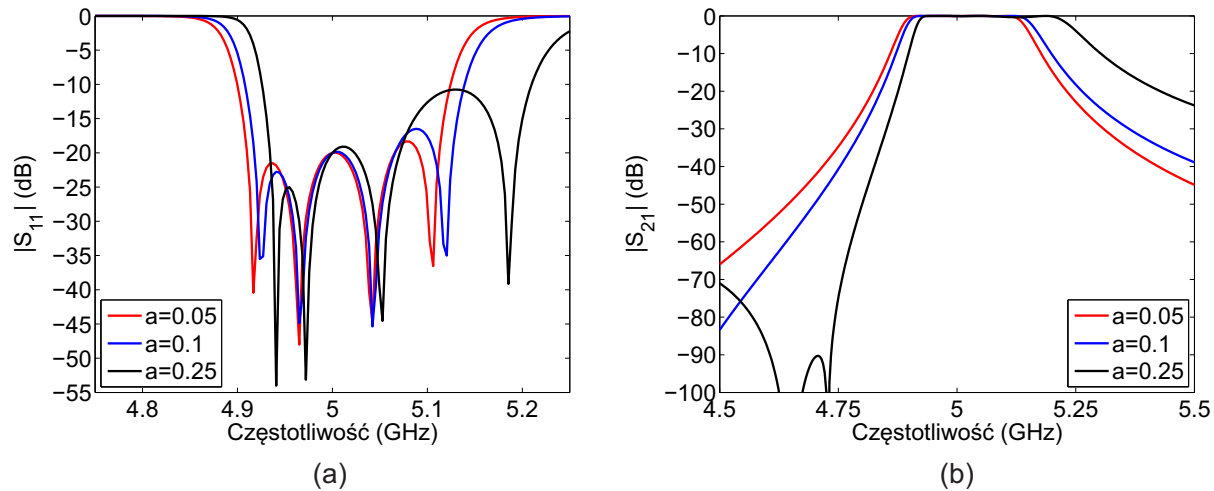
Drugim ze wspomnianych parametrów deformujących odpowiedź filtru jest dyspersja (tj. częstotliwościowa zmiana) sprzężeń pomiędzy rezonatorami. Zjawisko to objawia się swoistym przekrzywieniem charakterystyk rozproszenia, co zostało przedstawione na rysunku 1.6. Jak łatwo zauważyć, ze wzrostem dyspersji (współczynnik dyspersji a), charakterystyki wykazują większą asymetrię. W efekcie prowadzi to do pojawienia się zer transmisyjnych w charakterystykach przenoszenia realizowanych w topologiach, dla których



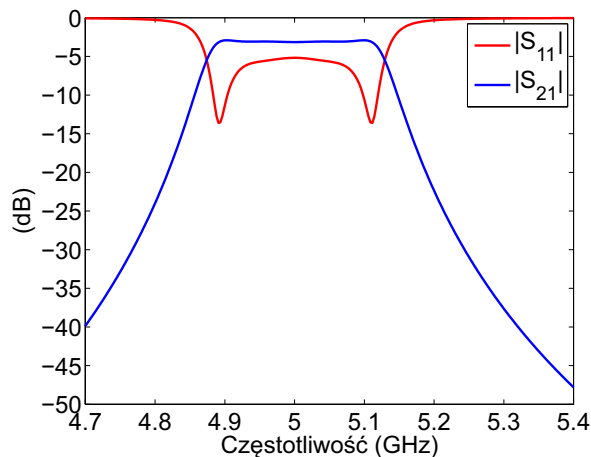
RYSUNEK 1.4: Wpływ skończonej dobroci rezonatorów na parametry rozproszenia filtru



RYSUNEK 1.5: Wpływ szerokości pasma na tłumienie

RYSUNEK 1.6: Wpływ dyspersji na parametry rozproszenia przy założeniu liniowej, proporcjonalnej do parametru a , zamiany współczynnika sprzężenia z częstotliwością

obecne techniki projektowe wykluczają taką możliwość. Warto podkreślić fakt, że nawet po dostrojeniu filtra do założonej specyfikacji, asymetryczny charakter odpowiedzi zostanie zachowany. Dyspersja współczynników sprzężeń dotyczy każdego pasmowo-przepustowego filtra mikrofalowego, a jej wpływ zależy od pasma pracy układu oraz wybranej implementacji sprzężenia. Przykładowo, filtr wykonany w technice falowodowej będzie cechował się znacznie większą dyspersją współczynników sprzężeń w stosunku do alternatywnej struktury, wykonanej w technologii linii współosiowej. Wynika to z natury tychże przewodnic falowych. Natomiast związek szerokości pasma z dyspersją wynika bezpośrednio z klasycznych technik projektowania filtrów, w których zakłada się, że sprzężenie zachodzi pod wpływem tylko jednego rodzaju pola, tzn. magnetycznego lub elektrycznego (modelowane pojedynczą indukcyjnością lub pojemnością). Podejście to jest zasadne tylko dla



RYSUNEK 1.7: Odpowiedź filtru zaprojektowanego z wykorzystaniem predystorcji

filtrów wąskopasmowych i w większości przypadków nie jest wystarczające. W ujęciu szerokopasmowym należy założyć, że sprzężenie odbywa się za pośrednictwem pól obu typów i wykazuje właściwości obwodu rezonansowego (szeregowego lub równoległego), którego impedancja (lub admitancja) zmienia się liniowo w założonym zakresie częstotliwości.

1.3 Obecny stan wiedzy

1.3.1 Filtry stratne

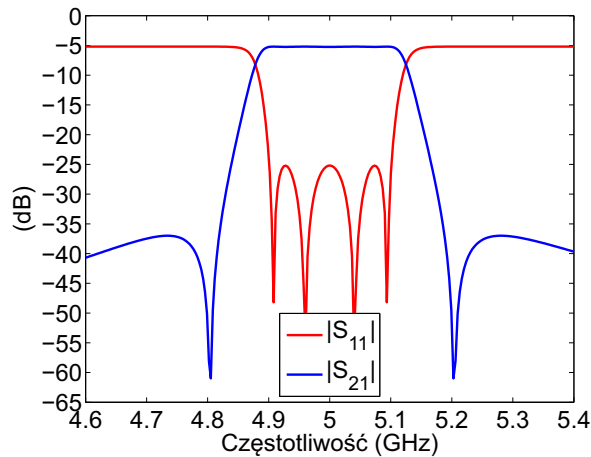
Co prawda skończona dobroć rezonatorów zniekształca charakterystykę, jednak jeśli straty można skompensować wzmacniaczem, to można filtry pasmowo-przepustowe zaprojektować w taki sposób, aby uzyskać dobrą selektywność. Pierwszą techniką pozwalającą na wykorzystanie skończonej dobroci rezonatorów do poprawy selektywności pasmowo-przepustowych filtrów o charakterystykach Czebyszewa (lub maksymalnie płaskiej) była predystorcja [59]. Głównym założeniem tej metody jest wstępne zniekształcenie idealnej odpowiedzi filtru w taki sposób, aby, po dodaniu rzeczywistych strat występujących w obwodzie, uzyskać idealną charakterystykę przenoszenia, obniżoną o założony wcześniej poziom strat. Zasadniczo proces wstępnej deformacji odpowiedzi można przedstawić następująco:

- Obliczyć dobroć rezonatorów wykorzystanych w filtrze
- Dla każdego rezonatora określić parametr deformacji $\delta = G_{loss} = \frac{1}{Q_u FBW}$
- Wykonać syntezę prototypu (drabinki dolnoprzepustowej) z przesunięciem położenia biegunów odpowiadających rezonatorów o δ w kierunku osi urojonej

W efekcie uzyskuje się filtr o podwyższonej selektywności, kosztem dodatkowego tłumienia w paśmie pracy. Zasadniczą wadą tej metody jest brak możliwości uzyskania zadowalającego poziomu dopasowania na częstotliwości środkowej filtru. Jest to efekt nadmiernego

odbijania mocy, w celu zapewnienia płaskiej charakterystyki przenoszenia w paśmie pracy. Przykład odpowiedzi filtru zaprojektowanego przy wykorzystaniu predystorcji został przedstawiony na rysunku 1.7. Drugą wadą predystorcji jest zwiększona czułość parametrów rozproszenia filtru w funkcji wartości elementów prototypu. Z tego powodu wykonanie takiego układu może być kłopotliwe. Pomimo wspomnianych wad, technika predystorcji zyskała uznanie wśród inżynierów i grup naukowych, co spowodowało opracowanie szeregu rozwinięć tej metodologii oraz implementacji w różnych technologiach [22, 66, 104, 109, 111]. Szczególnie interesującą odmianą metody predystorcji jest tzw. filtr odbiciowy (ang. reflected mode filter) [28, 43, 80]. Technika ta jest głównie wykorzystywana do projektowania filtrów pasmowo-zaporowych, niemniej jednak istnieje możliwość zaadaptowania jej do projektowania filtrów pasmowo-przepustowych. Głównym założeniem tej techniki jest wykorzystanie cyrkulatora do odtworzenia idealnej charakterystyki odbiciowej filtru, obniżonej o założony poziom strat. W pierwszym kroku projektowym charakterystykę odbiciową przemnaża się przez współczynnik, o który będzie obniżona, a następnie następuje przesunięcie zer i biegunów wielomianów funkcji dopasowującej w stronę osi urojonej (jak w predystorcji). W kolejnym kroku buduje się funkcję impedancji wejściowej, widzianej przez układ, która następnie jest syntezowana. Zaletą tej techniki, w stosunku do klasycznej predystorcji, jest możliwość uzyskania wysokiego poziomu dopasowania w całym paśmie pracy. Niestety, w związku z koniecznością użycia cyrkulatora, który zwiększa gabaryty układu oraz jego koszty, zastosowanie filtrów odbiciowych jest ograniczone.

Rozwiązaniem problemów związanych z powyższymi metodologiami jest tzw. filtr stratny. Obwody mikrofalowe tego typu pojawiły się w doniesieniach naukowych w 2006 roku [33], a ich ideą jest wykorzystanie strat w układzie do otrzymania idealnej charakterystyki odbiciowej oraz przenoszenia. Wykorzystując skończoną dobroć rezonatorów oraz dodatkową sieć rezystancyjną, uzyskuje się serię dopasowanych dzielników napięciowych (lub prądowych), pozwalających odtworzyć idealną charakterystykę odbiciową oraz transmisyjną układu, obniżoną o założony poziom strat. Podejście to pozwala uzyskać bardzo wysoką selektywność (na rezonatorach o niskiej dobroci np. mikropaskowych) i stanowi jednocześnie odpowiedź na niedoskonałe rezultaty otrzymywane w przypadku stosowania klasycznych metod projektowania. Przykład stratnej, uogólnionej charakterystyki Czebyszewa przedstawiony został na rysunku 1.8. W swojej pierwotnej wersji [33], technika syntezy filtrów stratnych oparta była na modyfikacji idealnej funkcji przenoszenia o dodatkowe zero oraz biegun, a następnie przemnożeniu przez stały współczynnik skalujący (związany z dobrocią rezonatorów). W związku ze znacznym wzrostem złożoności tego podejścia dla filtrów wyższych rzędów, wprowadzono uproszczenie, polegające na usunięciu nadmiarowego bieguna [33, 82]. Redukcja ta nieznacznie wpłynęła na dokładność metody, jednocześnie pozwalając na syntezy obwodów wyższych rzędów. Dzięki wspomnianej modyfikacji, możliwe było wprowadzanie dodatkowych węzłów (rezystorów) na wejściu i wyjściu układu i utworzenie w ten sposób dzielników mocy wraz z dołączonymi rezonatorami. Dodatkowo stało się możliwe uzyskanie skrośnych sprzężeń stratnych. Wykonanie szeregu hiperbolicznych rotacji tożsamościowych na macierzy sprzężeń prowadziło do finalnej topologii układu. W tym miejscu należy podkreślić, że technika ta pozwalała syntezywać tylko symetryczne funkcje filtrujące, a otrzymane obwody zawierały rezonatory o różnych wartościach do-



RYSUNEK 1.8: Stratna, uogólniona charakterystyka Czebyszewa

broci. Zasadniczo w układzie można było wyodrębnić rezonatory o wysokich i niskich dobrociach. W konsekwencji, realizacja tak zaprojektowanego układu, mogła wymagać wykorzystania różnych technologii (np. falowodowej i mikropaskowej), co nie zawsze jest akceptowalne. Kluczowe rozwinięcie koncepcji [33] zaprezentowane zostało w [67], gdzie, w przeciwieństwie do pierwowzoru, wykorzystano skalowanie zarówno charakterystyki odbiciowej jak i transmisyjnej [16, 17]. Dodatkowym atutem był brak nadmiarowych zer, co znacznie uprościło syntezę oraz pozwoliło na analityczne wyznaczanie wielomianów rozproszenia [18]. Zasadniczą zaletą podejścia [67] jest możliwość realizowania dowolnych funkcji filtrujących wraz z analitycznie uzyskaną stratną macierzą sprzężeń. Warto podkreślić, że uzyskany w ten sposób opis macierzowy jest równoważny opisowi układu idealnego, z dołączonymi dzielnikami mocy umieszczonymi na wejściu i wyjściu. W celu rozproszania strat na pozostałe rezonatory, konieczne jest wykonanie, na etapie syntezy stratnej macierzy sprzężeń, serii rotacji tożsamościowych, tak jak miało to miejsce w podejściu pierwotnym. Następnie metodologię tę rozwinięto o możliwość syntezy obwodów z idealną charakterystyką dopasowania [68]. Uzyskane obwody charakteryzowały się jednak podwojonym rzędem oraz nieskończoną dobrocią części rezonatorów, co w oczywisty sposób ograniczało ich realizację. Kolejnym rozwinięciem opisywanej techniki było opracowanie analitycznej syntezy tzw. stratnej macierzy poprzecznej [69], której idealny odpowiednik jest szeroko wykorzystywany do projektowania filtrów bezstratnych [19]. Poprzeczna forma filtru stratnego w większości przypadków nie jest realizowana z dwóch powodów. Pierwszy, to ujemne wartości części rezystorów, co bezpośrednio wskazuje na brak realizowalności. Drugi natomiast, to poprzeczna topologia, która, w przypadku filtrów wyższych rzędów, znacznie komplikuje implementację. Dlatego też ten typ macierzy stratnej traktuje się jako punkt wyjściowy do dalszej optymalizacji.

Główną wadą wyżej omówionych odmian projektowych filtrów stratnych jest konieczność wykorzystania tożsamościowych rotacji hiperbolicznych na macierzy sprzężeń do rozproszania strat w układzie. W większości przypadków, zasadniczym problemem jest brak znajomości odpowiedniej sekwencji prowadzącej do założonej topologii filtru. Z rotacjami wiąże się również problem kontrolowania pasywności układu oraz wymuszania

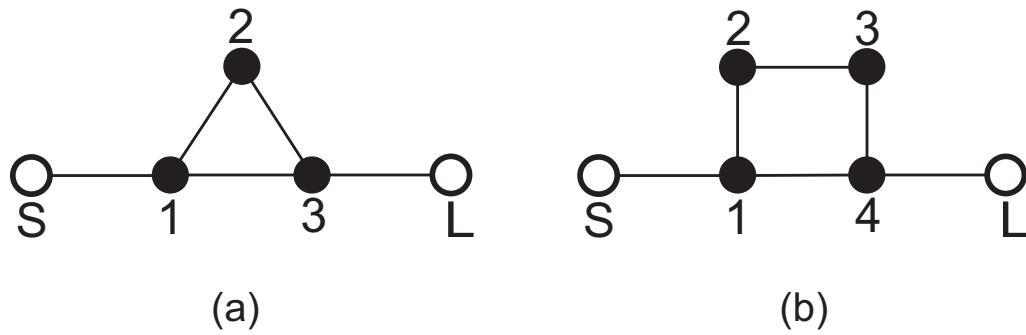
odpowiedniej wartości dobroci rezonatorów. Analityczne wyrażenia na wartości elementów stratnej macierzy sprzężeń określone są tylko dla filtrów niskich rzędów [62].

Zgola odmienne podejście do syntezy stratnych charakterystyk filtrujących, przedstawiono w pracach [73–75]. Zaproponowana metoda syntezy polega na syntezie równoległego połączenia dwóch podobwodów: parzystego oraz nieparzystego. Następnie zsyntezowane układy łączone są za pomocą kwadraturowego sprzęgacza hybrydowego. Technika ta pozwala nałożyć dodatkowe ograniczenia na charakterystykę odbiciową, kosztem zwiększonej ilości rezonatorów.

1.3.2 Filtry dyspersyjne

Koncepcja filtra pasmowo-przepustowego, w którym uwzględniono zmienny z częstotliwością charakter sprzężenia w celu podwyższenia selektywności obwodu, nie jest pojęciem nowym i sięga 1976 roku [103]. Do zaproponowanego modelu nie opracowano jednakże żadnej metodologii pozwalającej zsyntezować wartości jego elementów, dlatego też ta idea została zarzucona. Filtry ze sprzężeniami zmiennymi z częstotliwością zostały ponownie "odkryte" pod koniec XX wieku i zaczęły regularnie pojawiać się w doniesieniach naukowych. Pierwsze realizacje układów dyspersyjnych dotyczyły filtrów, w których rezonatory ułożone były kaskadowo (ang. in-line), a sprzężenia zmienne z częstotliwością realizowane było za pomocą zwartych sęków [9–11, 81]. Konstrukcja taka pozwalała na uzyskanie zer transmisyjnych w topologii in-line, dla której konwencjonalne techniki projektowe wykluczały taką możliwość. Dodatkowo, możliwe było zrealizowanie większej liczby zer, w stosunku do innych struktur wykorzystujących sprzężenia stałe [4]. Synteza elementów sprzęgających (inwerterów) polegała na wstępnym (optymalizacyjnym) wymiarowaniu sęków tak, aby, na założonych częstotliwościach, wprowadzały zero transmisyjne, a na częstotliwości środkowej filtru, wartość współczynnika inwersji odpowiadała uzyskanej z idealnej macierzy sprzężeń (o stałych wartościach sprzężeń). Następnie układ poddawany był finalnej optymalizacji elektromagnetycznej. W tym miejscu należy podkreślić, że metoda ta charakteryzowała się niską dokładnością i przy źle dobranym punkcie startowym, mogła doprowadzić do wolnozbieżnych czasochłonnych symulacji. Rozwiązaniem problematycznego projektowania, związanego z przyjęciem wstępnego założenia o stałej wartości sprzężeń, było wprowadzenie dyspersyjnej macierzy sprzężeń [8]. W pracy tej po raz pierwszy przedstawiono opis sprzężenia liniowo zmiennego w funkcji częstotliwości oraz zaproponowano transformację pozwalającą na przekształcenie układu ze sprzężeniami zmiennymi z częstotliwością, do ekwiwalentnego, bardziej złożonego, układu ze sprzężeniami stałymi (nie podano jednak konkretnych wyrażen na elementy macierzy). Metoda ta z powodzeniem została wykorzystywana do projektów falowodowych filtrów kaskadowych, gdzie do syntezy sprzężenia dyspersyjnego, realizowanego za pomocą przesłony z dwoma szczelinami, wykorzystano procedurę Cohna [81].

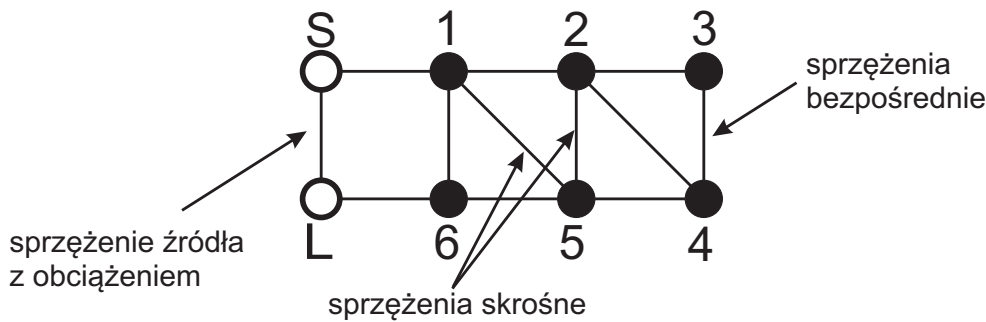
Projektanci filtrów, zauważywszy korzyści płynące ze stosowania sprzężeń zmiennych z częstotliwością, zaczęli wprowadzać je do konfiguracji o wyższym stopniu złożoności, w stosunku do topologii kaskadowej. Podstawową konfiguracją rezonatorów, które wykorzystują sprzężenia stałe, do realizacji zer transmisyjnych, jest triplet (lub układ trójsekcyjny) [34, 60, 102, 108]. Topologia ta zakłada trzy sprzężone ze sobą rezonatory, przy czym pierwszy i ostatni są dodatkowo sprzężone, poprzez tzw. połączenie skrośne (ang.



RYSUNEK 1.9: (a) Topologia tripletu, (b) topologia kwadrupletu

cross-coupled), tak jak pokazano na rysunku 1.9 (a) (rezonatory oznaczone są jako czarne koła, natomiast S i L to źródło i obciążenie). W podejściu klasycznym (tj. przy stałych sprzężeniach), topologia ta pozwala na zrealizowanie jednego, rzeczywistego zera transmisyjnego, przy czym jego położenie (po dolnej lub górnej stronie pasma) zależy od typu sprzężenia skośnego (pojemnościowe lub indukcyjne). Zmieniając charakter sprzężenia skośnego, ze stałego na zmienne z częstotliwością, możliwe staje się uzyskanie dodatkowego zera transmisyjnego, przy czym jego położenie względem pasma przepustowego sterowane jest znakiem współczynnika nachylenia prostej opisującej wartość sprzężenia. Wszystkie z obecnie znanych realizacji [40, 56, 84] dotyczą implementacji sprzężeń z dodatnim współczynnikiem nachylenia, co w efekcie prowadzi do uzyskania zer po obu stronach pasma. W celu wprowadzenia zer transmisyjnych tylko po jednej stronie pasma, konieczne jest zrealizowanie sprzężenia o ujemnym nachyleniu. Dodatkowo, w przeciwieństwie do topologii kaskadowej, triplet ze skośnym sprzężeniem dyspersyjnym, o ujemnym nachyleniu, może zrealizować zespolone zera transmisyjne, co, w ujęciu klasycznym, jest niemożliwe. Drugą topologią, powszechnie wykorzystywaną do realizacji złożonych funkcji przenoszenia, jest kwadruplet [35–37, 55], przedstawiony na rysunku 1.9 (b). Konfiguracja ta składa się z czterech kaskadowo połączonych rezonatorów oraz jednego sprzężenia skośnego pomiędzy pierwszym i ostatnim rezonatorem. Przy założeniu niezmienności współczynników sprzężeń, topologia ta pozwala na realizację pary symetrycznych zer transmisyjnych (lub zespolonych). Podobnie jak w przypadku tripletu, zmieniając charakter sprzężeń ze stałych na dyspersyjne (nie tylko skośnego), można modyfikować położenia istniejących zer transmisyjnych oraz wprowadzać dodatkowe (maksymalnie trzy) [31, 107]. Analogicznie, jak w konfiguracji trójsekcyjnej, położenie zer transmisyjnych względem pasma przepustowego filtru zależy od znaku nachylenia prostych opisujących sprzężenia zmienne z częstotliwością. W związku z powyższymi obserwacjami, można stwierdzić, że zmiana charakteru sprzężenia, ze stałego na zmienny, pozwala na realizację dodatkowych zer transmisyjnych (rzeczywistych oraz zespolonych), w liczbie nieprzekraczającej $N - 1$, gdzie N to rząd filtru (bez uwzględnienia sprzężenia pomiędzy źródłem a obciążeniem). Dodatkowo należy podkreślić, że wszystkie obecnie znane realizacje wykorzystują sprzężenia o dodatnim współczynnikiem nachylenia.

W tym miejscu warto zwrócić uwagę, że wprowadzanie sprzężeń skośnych lub dyspersyjnych nie jest jedyną możliwością uzyskania zer transmisyjnych w charakterystyce przenoszenia. Odmiennym typem filtrów są układy wykorzystujące wieloradzajowe wnęki



RYСУNEK 1.10: Topologia przykładowego filtra ze wskazaniem rodzajów sprzężeń

rezonansowe. Mechanizm generowania zer w takich obwodach mikrofalowych polega na odpowiednim sprzęgnięciu ze sobą co najmniej dwóch rodzajów pola tak, aby uzyskać zero transmisyjne [7, 29, 76, 79, 113]. Z punktu widzenia układu zastępczego struktury mikrofalowej, każdy rodzaj pola jest osobnym obwodem rezonansowym, tak więc, przy mniejszej liczbie wnęk rezonansowych, uzyskuje się odpowiedź elektryczną obwodu wyższego rzędu. Wadą tego rozwiązania jest trudny proces strojenia, ponieważ jednocześnie trzeba kontrolować częstotliwości rezonansowe wielu rodzajów pola.

Na rysunku 1.10 przedstawiono przykładowy filtr szóstego rzędu, z wyszczególnieniem rodzajów sprzężeń pomiędzy rezonatorami (oznaczonymi jako czarne koła) oraz pomiędzy źródłem i obciążeniem (oznaczone jako S i L). W klasycznym podejściu projektowym, uzyskanie zer transmisyjnych wiąże się z wprowadzeniem dodatkowych połączeń pomiędzy niesąsiadującymi rezonatorami (tzw. sprzężenia skrośne). W ten sposób można skonstruować układ realizujący maksymalnie $N - 1$ zer transmisyjnych. Uzyskanie jeszcze wyższej selektywności wymaga wprowadzenia modyfikacji schematu sprzężeń. W dotychczasowych rozważaniach pod uwagę brane były tylko sprzężenia pomiędzy rezonatorami. Interesujący efekt obserwowany jest przy sprzężeniu źródła sygnału z obciążeniem. Przy odpowiedniej topologii sprzężeń między rezonatorami, prowadzi to do uzyskania filtra z N zerami transmisyjnymi [12, 19, 46]. Rozwiązanie to jest znane i stosowane przez projektantów filtrów [6, 12, 19, 58, 70, 71]. W związku z wyżej wymienionymi korzyściami, wynikającymi ze stosowania sprzężeń zmiennych z częstotliwością, naturalnym i interesującym z punktu widzenia kształtowania charakterystyki, wydaje się wprowadzenie dyspersyjnego sprzężenia pomiędzy źródło a obciążenie. Przykłady takich konstrukcji filtrów można znaleźć w pracach [72, 85]. Wynika z nich, że takie rozwiązanie konstrukcyjne prowadzi do uzyskania $N + 1$ zer transmisyjnych, co w oczywisty sposób poprawia selektywność filtra. Niestety, dostępne w literaturze materiały na temat takich układów nie oferują żadnej metodologii projektowej, a przedstawione w nich wyniki mają charakter głównie eksperymentalny [72, 85].

1.4 Cel i tezy pracy

Celem niniejszej rozprawy jest opracowanie efektywnych algorytmów syntezy stratnej oraz dyspersyjnej macierzy sprzężeń, jak również nowych metod syntezy wymiarowej filtrów,

a następnie wykorzystanie ich do zaprojektowania, realizacji i badania eksperymentalnego pseudoeliptycznych filtrów pasmowo-przepustowych o podwyższonej selektywności. Ze względu na specyfikę obu typów układów, praca podzielona została na dwie niezależne części dotyczące, odpowiednio, stratnych oraz dyspersyjnych struktur filtrujących. Dodatkowo, w drugiej klasie układów, wyróżnione zostały obwody, w których źródło sygnału połączone jest dyspersyjnie z obciążeniem. Autor rozprawy zamierza osiągnąć postawione cele poprzez udowodnienie następujących tez

- Metoda syntezy, oparta na optymalizacji macierzy sprzężeń, z funkcją celu bazującą na uogólnionych wartościach własnych tej macierzy, umożliwia projektowanie pasmowo-przepustowych filtrów mikrofalowych, z uwzględnieniem skończonej dobroci rezonatorów oraz dyspersji współczynnika sprzężeń,
- W optymalizacyjnej syntezie obwodowej filtrów stratnych, możliwe jest jednoczesne zapewnienie pasywności syntezowanych układów, skończonej dobroci rezonatorów oraz sprzężeń o charakterze rezystancyjnym,
- Poprzez połączenie źródła sygnału z obciążeniem układem rezonansowym (szeregowym lub równoległym), możliwe jest uzyskanie liczby zer transmisyjnych większej od liczby zer odbiciowych
- Istnieją nieciągłości, które można wykorzystać do realizacji sprzężeń dyspersyjnych o dodatnich i ujemnych współczynnikach nachylenia krzywej dyspersji,
- Uwzględnienie efektu obciążenia rezonatorów przez układy sąsiadujące oraz nieidealności inwerterów pozwala znacząco podnieść dokładność syntezy wymiarowej filtrów ze sprzężeniami dyspersyjnymi.

1.5 Plan rozprawy

Niniejsza rozprawa składa się z pięciu rozdziałów. Pierwszy stanowi wprowadzenie do zastosowań filtrów oraz przedstawia wpływ skończonej dobroci rezonatorów oraz dyspersji współczynnika sprzężenia na odpowiedź filtru.

Drugi rozdział przedstawia szczegółowy opis syntezy stratnej macierzy sprzężeń. W części tej wyprowadzone są zależności pomiędzy parametrami admitancyjnymi układu a odpowiednimi zestawami wartości własnych macierzy. Następnie omówiona jest funkcja celu wraz z wyprowadzonymi zależnościami na gradienty wartości własnych w funkcji elementów macierzy sprzężeń. Ponadto, w rozdziale drugim zaprezentowany jest szereg testów numerycznych oraz przykład realizacji filtru stratnego.

Trzeci rozdział dotyczy syntezy filtrów dyspersyjnych. Wychodząc z relacji pomiędzy dyspersyjną macierzą sprzężeń a odpowiednimi zerami i biegunami wielomianów rozproszenia, zdefiniowany zostaje problem syntezy jako, zagadnienie programowania kwadratowego. W rozdziale dyskutowane są aspekty realizowalności danych obwodów oraz przedstawiony został szereg nieciągłości realizujących wybrane charakterystyki częstotliwościowe sprzężeń. Dodatkowo, zaproponowano cztery nowe metody wymiarowania pojedynczych nieciągłości sprzęgających oraz par sprzężonych rezonatorów, z uwzględnieniem

efektu obciążenia. Wyprowadzono także dokładny model analityczny, w postaci układu o stałych rozłożonych, dla filtrów dyspersyjnych realizowanych w oparciu o odcinki linii TEM, w których strzeżenie dyspersyjne ma postać sęka równoległego lub szeregowego. Wszystkie poruszone w rozdziale idee zostały potwierdzone numerycznie oraz eksperymentalnie.

Czwarty rozdział dotyczy grupy filtrów dyspersyjnych, w których źródło sygnału jest dyspersyjnie połączone z obciążeniem. W efekcie prowadzi to do zwiększonej liczby zer transmisyjnych, która przewyższa liczbę zer odbiciowych, zwiększając w ten sposób selektywność filtru. Ponieważ odpowiedź takiego układu nie może być opisana standardowymi wielomianami Czebyszewa, w rozdziale tym zaproponowana została nowa technika syntezy funkcji filtrującej. Następnie, wychodząc z tych wielomianów, wyprowadzono wyrażenia na wielomiany admitancyjne, których rezidua są identyfikowane z poszczególnymi elementami zaproponowanego modelu poprzecznego filtru. Ostatnim etapem jest wprowadzenie metody redukcji macierzy poprzecznej do założonej topologii. Opracowana metodologia została zweryfikowana numerycznie oraz eksperymentalnie.

Piąty i ostatni rozdział, podsumowuje otrzymane rezultaty oraz wskazuje możliwe kierunki dalszego rozwoju prowadzonych prac.

Filtry stratne

W niniejszym rozdziale przedstawiona zostanie optymalizacyjna metoda syntezy stratnej macierzy sprzężeń, z funkcją celu bazującą na wartościach własnych tejże macierzy oraz możliwością kontroli poziomu strat, wraz z zapewnieniem pasywności układu. Następnie zaproponowana metoda zostanie potwierdzona testami numerycznymi. W celu weryfikacji eksperymentalnej opracowanej techniki podany zostanie przykład projektowania filtra stratnego w technologii SIW, a wyniki symulacji porównane z pomiarami zrealizowanego układu.

2.1 Podstawowe zależności

Najprostszy filtr stratny można otrzymać poprzez dołączenie dopasowanych dzielników napięciowych lub prądowych do wejścia i wyjścia układu bezstratnego [110]. Uzyskany w ten sposób układ charakteryzuje się następującymi parametrami rozproszenia [68]

$$\begin{aligned} S_{11}(s) &= K \frac{F(s)}{E(s)} \\ S_{21}(s) &= K \frac{P(s)}{\varepsilon E(s)} \end{aligned} \tag{2.1}$$

gdzie K jest założonym poziomem tłumienia, ε współczynnikiem skalującym natomiast $F(s)$, $P(s)$ i $E(s)$ są analitycznie wyznaczonymi wielomianami idealnych parametrów rozproszenia [18]. Wartości elementów formujących dzielnik (formalnie o tłumieniu \sqrt{K}) można wyznaczyć analitycznie [110] lub z wielomianów admitancyjnych opisujących filtr jako całość. Szczególnie interesujące jest drugie podejście, ze względu na jawność relacji pomiędzy danymi elementami, dlatego też, w dalszej części zostaną one zaprezentowane.

Model impedancyjny

Macierz sprzężeń można łączyć z impedancyjnym lub admitancyjnym opisem filtra (jak opisano w części wstępnej rozprawy). W opisie impedancyjnym wychodzi się z równań

oczkowych

$$\mathbf{Zi} = \mathbf{e}, \quad (2.2)$$

a następnie elementy macierzy sprzężeń \mathbf{M} określa się w taki sposób aby równoważny czwórnik miał takie same parametry zwarciove, jak projektowany filtr. W tym celu korzysta się z zależności

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= j[-\mathbf{M} - \omega\mathbf{I}]_{N1}^{-1} \\ y_{22}(s) &= j[-\mathbf{M} - \omega\mathbf{I}]_{NN}^{-1}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

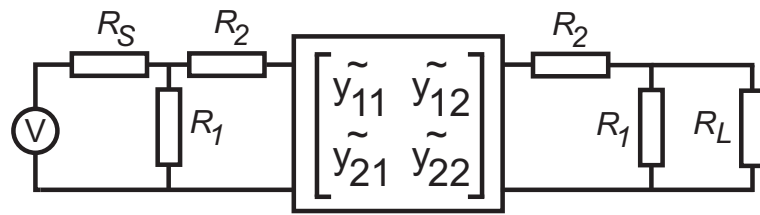
Z powyższych zależności wynika, że pierwszym krokiem syntezy obwodowej jest wyznaczenie parametrów admitancyjnych czwornika. W tym punkcie należy zaznaczyć, że w przypadku macierzy rozszerzonej (tzn. z inwerterami normującymi impedancje portów do jedności) formalnie należałoby zamienić parametry admitancyjne na impedancyjne (własność ta została omówiona w pierwszym rozdziale). Rysunek 2.1 (a) przedstawia ogólny model dwuwrotowego układu (czwornika), do którego podłączono dzielniki napięciowe na wejściu i wyjściu. Elementy R_S , R_L , oznaczają, odpowiednio, rezystancję źródła oraz obciążenia, natomiast R_1 , R_2 modelują dzielnik. Z punktu widzenia syntezy wygodnie jest znormalizować wartości rezystancji źródła oraz obciążenia do 1Ω poprzez wprowadzenie transformatorów o przekładniach n_1, n_2 (podobnie jak w [18]), co pokazane zostało na rysunku 2.1 (b). W ogólnym przypadku parametry admitancyjne można przedstawić w formie funkcji wymiernej

$$\begin{aligned} y_{11}(s) &= \frac{y_{11N}(s)}{y_D(s)} \\ y_{21}(s) &= \frac{y_{21Nz}(s)}{y_D(s)} \end{aligned} \quad (2.4)$$

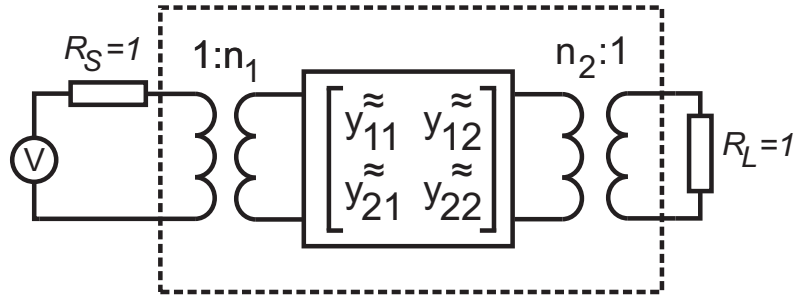
gdzie $s = j\omega$, jest zmienną częstotliwościową, y_{11N} oraz y_D są wielomianami N -tego rzędu, natomiast rząd y_{21Nz} jest równy liczbie zer transmisyjnych realizowanych przez układ. Powyższe wielomiany można wyznaczyć stosując standardową konwersję z parametrów rozproszenia na parametry admitancyjne [78] lub korzystając z relacji przedstawionych w [69]. W przeciwieństwie do filtrów idealnych, zera i bieguny wyrażeń (2.4) będą liczbami zespolonymi. Mając wyznaczone współczynniki wielomianów admitancyjnych, możliwe jest określenie elementów rezystancyjnych oraz reaktancyjnych układu. W pierwszym kroku ekstrahowany jest równoległy rezystor R_1 . W tym celu należy obliczyć granicę z funkcji $y_{11}(s)$ dla częstotliwości zmierzającej do nieskończoności

$$\frac{1}{R_1} = n_1^2 Y_1 = Y_1' = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{y_{11N}(s)}{y_D(s)}. \quad (2.5)$$

Jak łatwo zauważyć wartość ta jest przeskalowana o przekładnię transformatora, dlatego też, należy ją odnormalizować, co zostanie wyjaśnione w dalszej części. Mając wyodrębniony element Y_1' w kolejnym kroku należy zmodyfikować wielomian $y_{11}(s)$ w następujący



(a)



$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1^2 y_{11}^~ & n_1 n_2 y_{12}^~ \\ n_1 n_2 y_{21}^~ & n_2^2 y_{22}^~ \end{bmatrix}$$

(b)

RYSUNEK 2.1: (a) ogólny model filtru stratnego, (b) model filtru stratnego z unormowanymi rezystancjami źródła oraz obciążenia

sposób

$$y_{11}(s)' = \frac{y_{11N}(s) - Y_1' y_{11N}(s)}{y_D(s)} \quad (2.6)$$

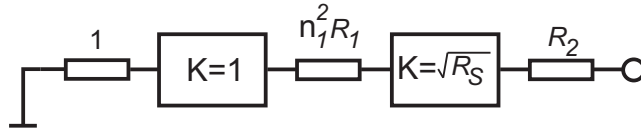
co w efekcie prowadzi do uzyskania nowego licznika obniżonego o jeden stopień. Następnie, zgodnie z [68], tak zmodyfikowana funkcja rozkładana jest na sumę ułamków prostych

$$y_{11}(s)' = \sum_{n=1}^N \frac{r_{11n}}{s + p_{11n}} \quad (2.7)$$

gdzie, r_{11n} , p_{11n} to kolejne rezidua oraz bieguny. Wykorzystując zależności przedstawione w [68], wartości źródła oraz obciążenia (równe odpowiednim przekładniom w kwadracie) wylicza się następująco

$$R_S = n_1^2 = \sum_{n=1}^N r_{11n} \quad (2.8)$$

$$R_L = n_2^2 = \sum_{n=1}^N r_{22n} \quad (2.9)$$



RYSUNEK 2.2: Realizacja dzielnika napięciowego z wykorzystaniem inwerterów impedancji

natomiast wartość szeregowej rezystancji R_2 określa się sumując połowę części rzeczywistych biegunów

$$R_2 = 0.5 \sum_{n=1}^N \operatorname{Re}(p_{11n}). \quad (2.10)$$

Jak już zostało wspomniane, zastosowanie transformatora powoduje przeskalowanie wartości równoległego rezystora R_1 , dlatego też należy jego wartość odnormalizować przemnażając go przez $R_S = n_1^2$. Ostatnim etapem syntezy filtru stratnego z rysunku 2.1 (a) jest określenie bezstratnej sieci reaktancyjnej realizującej założoną odpowiedź. W tym celu należy zsyntezować charakterystykę bezstratną ($K=1$) wybraną techniką przedstawioną w [18, 19, 46, 50]. Krok ten kończy proces syntezy podstawowego filtru stratnego. Należy jednak pamiętać, że w takim modelu straty obecne są tylko w pierwszym i ostatnim rezonatorze (rezystor R_2 modeluje skończoną dobroć pierwszego i ostatniego rezonatora). Parametry admitancyjne tak powstałego układu sprzężonych rezonatorów związane są z macierzą sprzężeń \mathbf{M}_c następującymi relacjami [50]

$$\begin{aligned} y'_{11} &= -j[\mathbf{M}_c + \omega\mathbf{I}]_{11}^{-1} = -j \frac{\det[\mathbf{M}_c' + \omega\mathbf{I}]}{\det[\mathbf{M}_c + \omega\mathbf{I}]} \\ y'_{21} &= -j[\mathbf{M}_c + \omega\mathbf{I}]_{N1}^{-1} = -j \frac{\det[\mathbf{M}_c'' + \omega\mathbf{I}]}{\det[\mathbf{M}_c + \omega\mathbf{I}]} \end{aligned} \quad (2.11)$$

gdzie macierz \mathbf{M}_c' jest macierzą otrzymaną z macierzy sprzężeń \mathbf{M}_c ($N \times N$) poprzez wykreślenie pierwszego wiersza i pierwszej kolumny, natomiast macierz \mathbf{M}_c'' jest macierzą uzyskaną poprzez wykreślenie pierwszego wiersza i ostatniej kolumny z macierzy \mathbf{M}_c . \mathbf{I} jest macierzą jednostkową, przy czym macierze \mathbf{I}' , \mathbf{I}'' są analogiczne do macierzy \mathbf{M}_c' , \mathbf{M}_c'' . Z zależności (2.11) można wywnioskować, że bieguny funkcji y'_{11} są wartościami własnymi macierzy \mathbf{M}_c , natomiast zera y'_{11} oraz y'_{21} to wartości własne, odpowiednio, macierzy \mathbf{M}_c' , \mathbf{M}_c'' . Jednakże powyższe zależności odnoszą się do układu N sprzężonych rezonatorów, opisywanego macierzą o wymiarach $N \times N$ i nie uwzględniają wartości równoległego rezystora R_1 . Inaczej mówiąc, powyższe zależności dotyczą uproszczonych wielomianów admitancyjnych (z obniżonym stopniem licznika y_{11}). Zanim jednak przedstawione zostaną ogólne zależności, warto wprowadzić nowy model dzielnika z rysunku 2.1 (a), zrealizowanego za pomocą inwerterów impedancji, jak pokazano na rysunku 2.2. Jak łatwo zauważyć, w zaproponowanym schemacie wartość źródła została znormalizowana do 1Ω . Wprowadzając tak zdefiniowany dzielnik do opisu macierzowego poprzez tzw. węzły nierezonujące [61, 106], uzyskuje się nową macierz sprzężeń \mathbf{M} o wymiarach $(N+4) \times (N+4)$ co przedstawione zostało na rysunku 2.3 (pominięto część dyspersyjną). Rezonatory oznaczone zostały numerami od 1 do N , źródło i obciążenie to, odpowiednio, S i L , natomiast

	S	NR_1	1	2	\dots	$N-1$	N	NR_2	L
S		1							
NR_1	1	$-jn_1^2 R_1$	$-j\sqrt{R_S}$						
1		$-j\sqrt{R_S}$	$K_{11} - jR_2$	K_{12}	\dots	K_{1N-1}	K_{1N}		
2			K_{21}	K_{22}	\dots	K_{2N-1}	K_{2N}		
\vdots			\vdots	\vdots	\ddots	\vdots	\vdots		
$N-1$			K_{N-11}	K_{N-12}	\dots	K_{N-1N-1}	K_{N-1N}		
N			K_{N1}	J_{2N}	\dots	K_{NN-1}	$K_{NN} - jR_2$	$-j\sqrt{R_L}$	
NR_2							$-j\sqrt{R_L}$	$-jn_2^2 R_1$	1
L								1	

RYSUNEK 2.3: Rozszerzona, stratna macierz sprzężeń (w ujęciu impedancyjnym)

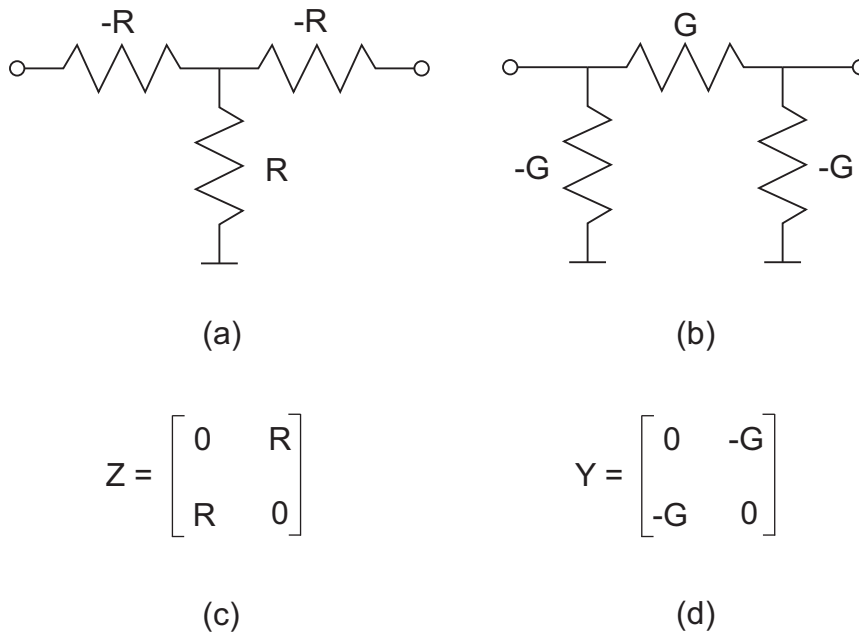
dwa dodatkowe nierezonujące węzły (rezystor $n_1^2 R_1$ oraz $n_2^2 R_1$ na wejściu i wyjściu) oznaczone zostały jako NR_1 oraz NR_2 . Część zaznaczona szarym kolorem odnosi się do macierzy nierozszerzonej omówionej powyżej, natomiast kolorem fioletowym zaznaczone zostały dodatkowe wiersze i kolumny. Jak będzie pokazane później, dodatkowe wiersze i kolumny pozwolą na równomierne rozłożenie sprzężeń stratnych. Sprzężenia reaktancyjne oznaczone zostały (zgodnie z konwencją oznaczania inwerterów patrz rozdział 3 w [38]) jako $K_{i,j}$, natomiast straty w rezonatorach oraz sprzężenia stratne przemnożone są przez j .

Model admitancyjny

Macierz sprzężeń z rysunku 2.3 jest częścią macierzy impedancyjnej opisującej układ z rysunku 2.1 jako całości. Ze względu na dualność układów, możliwe jest uzyskanie analogicznego opisu admitancyjnego. Ponieważ modele równoległe są praktyczniejsze z punktu widzenia implementacji (modeli skupionych), dlatego też dla wszystkich filtrów stratnych analizowanych w niniejszym rozdziale podawane macierze sprzężeń będą dotyczyły opisu admitancyjnego. Jedyną konsekwencją tej zmiany w stosunku do opisu impedancyjnego jest zmiana znaku elementów pozadiagonalnych (odpowiedzialnych za sprzężenia stratne) oraz konsekwentnie zmiana rezystancji R na konduktancje G . Wykorzystując zależności (2.11) oraz uwzględniając rozszerzoną macierz \mathbf{M} (w ujęciu admitancyjnym), wyrażenia na parametry admitancyjne można sformułować następująco

$$\begin{aligned}
 y_{11} &= -j[\mathbf{M} + \omega\mathbf{W}]_{11}^{-1} = -j \frac{\det[\mathbf{M}' + \omega\mathbf{W}']}{\det[\mathbf{M} + \omega\mathbf{W}]} \\
 y_{21} &= -j[\mathbf{M} + \omega\mathbf{W}]_{N1}^{-1} = -j \frac{\det[\mathbf{M}'' + \omega\mathbf{W}'']}{\det[\mathbf{M} + \omega\mathbf{W}]}
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

gdzie \mathbf{W} jest macierzą diagonalną jednostkową o wymiarze $(N+4) \times (N+4)$, przy czym wartości elementów o współrzędnych $W(1,1) = W(2,2) = W(N+3, N+3) = W(N+4, N+4)$



RYSUNEK 2.4: Modele stratnego inwertera (a) szeregowy, (b) równoległy, oraz odpowiadające macierze (c) impedancyjna, (d) admitancyjna

4) równe są zero, natomiast macierze \mathbf{M}' , \mathbf{M}'' , \mathbf{W}' , \mathbf{W}'' powstają z macierzy \mathbf{M} oraz \mathbf{W} , analogicznie jak w przypadku wyrażeń (2.11). Z zależności (2.12) wynika, że zera funkcji y_{11} oraz y_{21} są uogólnionymi wartościami własnymi następujących problemów

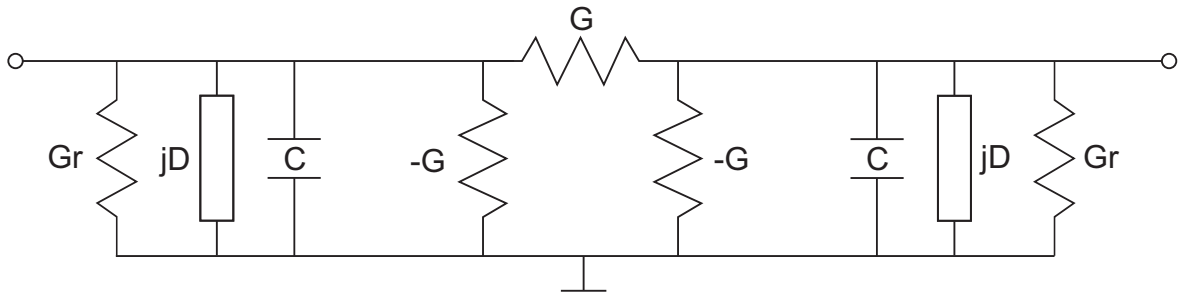
$$\mathbf{M}' \mathbf{x}' - \lambda' \mathbf{W}' \mathbf{x}' = 0, \quad (2.13)$$

$$\mathbf{M}'' \mathbf{x}'' - \lambda'' \mathbf{W}'' \mathbf{x}'' = 0, \quad (2.14)$$

natomiast wspólne bieguny to uogólnione wartości własne problemu

$$\mathbf{M} \mathbf{x} - \lambda \mathbf{W} \mathbf{x} = 0. \quad (2.15)$$

W tym punkcie należy zwrócić uwagę na dwie różnice w stosunku do opisu bezstratnego [50]. Pierwszym elementem jest zamiana zwykłych problemów własnych na uogólnione. Drugą różnicą są zespolone wartości własne, które w przypadku filtrów idealnych są czysto rzeczywiste. Opis macierzowy z rysunku 2.3, mimo że jest ogólną formą filtru stratnego, to jednak jest mało praktyczny. Wynika to z obecności elementów stratnych tylko w pierwszym i ostatnim rezonatorze (nie licząc węzłów nierezonujących), co w oczywisty sposób ogranicza jego zastosowanie. W związku z powyższym model obwodowy z rysunku 2.3 należy traktować jako obwód wyjściowy w poszukiwaniu nowego schematu połączeń uwzględniającego skończone dobroć wszystkich rezonatorów (co odzwierciedla sytuację w rzeczywistym filtrze). Jak już wspomniano we wstępie, filtr stratny składa się z części reaktancyjnej oraz rezystancyjnej odpowiedzialnej za stratny podział energii w obwodzie. O ile realizacja pierwszego typu połączeń jest stosunkowo oczywista, realizacja elementów rezystywnych wymaga komentarza. W celu utworzenia sieci dzielników napięciowych (lub prądowych) pozwalających rozdystrybuować moc w filtrze konieczne



RYSUNEK 2.5: Ogólny model stratnie sprzężonej pary rezonatorów

jest wprowadzenie nowego typu inwertera - rezystancyjnego (lub konduktancyjnego). Na rysunku 2.4 przedstawiono dwie alternatywne realizacje inwertera stratnego - szeregowego oraz równoległego. W macierzy sprzężeń, inwertery te występują na elementach pozadiagonalnych, przy czym w przypadku opisu admitancyjnego ich wartości przemnożone są przez -1 . Jak łatwo zauważyć, szeregowe (lub równoległe) części obwodów z rysunku 2.4 zawierają elementy o ujemnych wartościach, co jest podstawową cechą wszystkich inwerterów. Tradycyjne inwertery wykorzystywane w teorii filtrów zbudowane są jednak z elementów reaktancyjnych. Obecnie elementy inwertera są czysto rzeczywiste i ujemne, co oznacza, że taki element nie jest pasywny. Rysunek 2.5 przedstawia schemat stratnie sprzężonych równoległych rezonatorów. Ponieważ model dotyczy dziedziny znormalizowanej, obwód rezonansowy realizowany jest w formie pojemności C (dla ułatwienia przyjmuje się wartość jednostkową), stałej susceptancji D (regulującą częstotliwość rezonansową) oraz konduktancji modelującej straty rezonatora G_r . Przy stratnym sprzęganiu dwóch rezonatorów, negatywne konduktancje inwertera absorbowane są przez rezonatory, tak aby pozostała jedynie dodatnia część inwertera. W tym punkcie należy zauważyć, że prototypowa dobroć rezonatora odizolowanego (niesprzężonego) wynosi

$$Q_u = \frac{1}{G_r}, \quad (2.16)$$

natomiast po zaabsorbowaniu ujemnego elementu inwertera stratnego

$$Q'_u = \frac{1}{G_r - G}, \quad (2.17)$$

co oznacza wzrost dobroci rezonatora. Jest to bezpośrednią konsekwencją aktywnego charakteru inwerterów [114]. Aby uzyskać rzeczywiste wartości dobroci, otrzymane wyniki należy podzielić przez względne pasmo pracy filtru. W związku z powyższym, w przyjętym modelu sprzężenia poprzez inwerter, możliwe jest uzyskanie w procesie optymalizacji takiej sytuacji (co zostanie pokazane w dalszej części rozprawy), że w rezonatorze, który zaabsorbował stratny inwerter, sumaryczna dobroć będzie ujemna, co oznacza brak pasywności obwodu. W celu uniknięcia takiej niefizycznej sytuacji konieczne jest wprowadzenie dodatkowych założeń wymuszających pasywność oraz realizowalność. Zaczniemy od ogólnej postaci admitancyjnego opisu układu

$$\mathbf{i} = \mathbf{Y}\mathbf{v} = (\mathbf{G} + j\mathbf{B})\mathbf{v} \quad (2.18)$$

gdzie \mathbf{G} i \mathbf{B} są, odpowiednio, częścią konduktancyjną oraz suscpetancyjną macierzy \mathbf{Y} . Wektor prądów oznaczony został jako \mathbf{i} , natomiast \mathbf{v} jest wektorem napięć. Dla dowolnego, zespolonego wektora \mathbf{v} moc zaabsorbowana w układzie wynosi [32]

$$P = \operatorname{Re}(\mathbf{v}^h \mathbf{Y} \mathbf{v}) = \operatorname{Re}(\mathbf{v}^h (\mathbf{G} + j\mathbf{B}) \mathbf{v}) = \operatorname{Re}(\mathbf{v}^h \mathbf{G} \mathbf{v}) \quad (2.19)$$

gdzie $(\cdot)^h$ oznacza sprzężenie hermitowskie. Z zależności (2.19) wynika, że P jest zawsze dodatnia gdy macierz $\mathbf{G} = \operatorname{Re}(\mathbf{Y})$ jest dodatnio określona. Innymi słowy, aby układ był pasywny wartości, własne macierzy macierzy \mathbf{G} muszą być dodatnie (przy założeniu że \mathbf{G} jest macierzą rzeczywistą oraz symetryczna, co odpowiada rzeczywistości). Ponieważ wszystkie macierze diagonalnie dominujące są dodatnio określone, do zdefiniowania ograniczeń na wartości elementów macierzy \mathbf{G} , wymaganych do zapewnienia pasywności posłużymy się twierdzeniem lokalizacyjnym Gerszgorina, które pozwala zlokalizować przedział, w którym znajdują się wartości własne macierzy. Dodatkowo konieczne jest zapewnienie dodatniej wartości elementu równoległego (lub szeregowego) w inwerterze z rysunku 2.4 (a) (lub (b)). W przeciwnym razie rezystory pozostałe po absorpcji inwerterów będą miały wartość ujemną, co w oczywisty sposób wyklucza realizację. Powyższe rozważania można podsumować następująco

- wartości promieni okręgów (równe sumie modułów wartości elementów pozadiagonalnych poszczególnych wierszy macierzy \mathbf{G}), w których znajdują się dane wartości własne nie mogą być większe od współrzędnych środków okręgów (odpowiednich wartości diagonalnych macierzy \mathbf{G})
- należy zapewnić dodatnie wartości stratnych elementów w rezonatorach oraz inwerterach (po absorpcji do rezonatorów).

Macierz \mathbf{G} spełniająca powyższe warunki gwarantuje pasywność obwodu.

Jak już wspomniano model filtru z rysunku 2.3 jest niepraktyczny, dlatego też w klasycznym podejściu projektowym, opisanym w [33, 67, 68] wykonuje się na nim serię tożsamościowych rotacji hiperbolicznych prowadzących do założonego schematu sprzężeń. Ponieważ metoda ta posiada szereg wad omówionych we wstępie, w niniejszej rozprawie zaprezentowanie zostanie alternatywne podejście. Wybierając arbitralnie topologię (rozkład) sprzężeń reaktancyjnych oraz stratnych oraz wychodząc z wstępnie dobranych wartości poszczególnych elementów, w sposób iteracyjny (tj. bazujący na poprzednim rozwiązaniu) poszukuje się docelowych elementów macierzy sprzężeń realizującej prototypową odpowiedź filtru.

Na koniec należy się odnieść do zagadnienia dobroci obciążonej rezonatora stratnego. Paradoksalny wzrost dobroci po dołączeniu inwertera nie oznacza, że dobroć obciążona rezonatora wzrasta. W rzeczywistości do obwodu rezonatora dołączany jest rezystor, którego macierz admitancyjna dana jest przez

$$\mathbf{Y}_r = \begin{bmatrix} G & -G \\ -G & G \end{bmatrix}.$$

Macierz admitancyjna dla dwóch stratnych rezonatorów, przed połączeniem ich rezystorem, dana jest przez

$$\mathbf{Y}_{cr} = \begin{bmatrix} s+G_r & 0 \\ 0 & s+G_r \end{bmatrix}.$$

Po podłączeniu rezystora, otrzymujemy

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} s+G_r+G & -G \\ -G & s+G_r+G \end{bmatrix}.$$

Widać, że wzrasta składnik odpowiedzialny za straty. Dobroć rezonatorów obciążonych można wyliczyć na podstawie wartości własnych macierzy \mathbf{Y} .

2.2 Problem optymalizacyjny

Oznaczmy wspólne bieguny funkcji $y_{11}(s)$ oraz $y_{21}(s)$ jako $\mathbf{p} = [p_1 \dots p_N]$, zera $y_{11}(s)$ jako $\mathbf{z}^{11} = [z_1^{11} \dots z_N^{11}]$ natomiast skończone zera transmisyjne $\mathbf{z}^{21} = [z_1^{21} \dots z_N^{21}]$. Wprowadźmy wektor $\Delta \mathbf{c}$ zdefiniowany jako różnicę pomiędzy zerami i biegunami parametrów admitycyjnych uzyskanych w wyniku syntezy funkcji filtrującej w sposób opisany w [69], a odpowiednimi wartościami własnymi macierzy \mathbf{M} , \mathbf{M}' , \mathbf{M}''

$$\Delta \mathbf{c} = [\mathbf{p} \ \mathbf{z}^{11} \ \mathbf{z}^{21}] - [\lambda \ \lambda' \ \lambda'']. \quad (2.20)$$

Zakładając symetrię finalnego układu $y_{11} = y_{22}$ oraz $y_{12} = y_{21}$ problem syntezy stratnej macierzy sprzężeń \mathbf{M} można zdefiniować jako problem optymalizacyjny z następującą funkcją celu

$$EF_L = (\Delta \mathbf{c})(\Delta \mathbf{c})^h. \quad (2.21)$$

Tak zdefiniowany problem można rozwiązać wykorzystując technikę programowania kwadratowego podobną do przedstawionej w [48]. W podejściu tym problem optymalizacyjny rozwiązywany jest wielokrotnie, za każdym razem w otoczeniu poprzednio znalezionej optimum, w obrębie kuli w przestrzeni wielowymiarowej, której promień ogranicza tzw. region zaufania (ang. "trust region"). Takie podejście nadaje procesowi optymalizacyjnemu charakter iteracyjny.

2.3 Analityczne gradienty

Funkcja celu (2.21) definiuje nieliniowy problem najmniejszych kwadratów, który może być rozwiązany, wewnątrz obszaru wyznaczającego "trust region", specjalistycznym algorytmem wykorzystującym gradienty wartości własnych. Do wyznaczenia gradientów należy określić czułości wartości własnych w funkcji elementów macierzy sprzężeń. Zależności te można określić rozważając zaburzony problem własny dla macierzy symetrycznej. Załóżmy, że λ_i oznacza uogólnioną wartość własną problemu (2.15). Dla niewielkiego, symetrycznego zaburzenia $\Delta \mathbf{M}$ otrzymuje się

$$(\mathbf{M} + \Delta \mathbf{M})\mathbf{x}_i = \lambda_i^p \mathbf{W} \mathbf{x}_i \quad (2.22)$$

gdzie $\lambda_i^p = \lambda_{i_R}^p + j\lambda_{i_I}^p$ jest zaburzoną wartością własną \mathbf{x}_i jest i -tym wektorem własnym równania (2.15), $\Delta \mathbf{M} = \Delta \mathbf{M}_R$ natomiast macierz \mathbf{W} została zdefiniowana w poprzedniej sekcji. Macierz $\Delta \mathbf{M}_R$ jest odpowiedzialna za zaburzenie części rzeczywistej macierzy \mathbf{M}

przy czym należy zwrócić uwagę że wpływa to jednocześnie na zaburzenie części rzeczywistej i urojonej danej wartości własnej. Przemnażając równanie (2.22) przez \mathbf{x}_i^t (gdzie $(\cdot)^t$ oznacza zwykłą transpozycję wektora) otrzymujemy

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i^t \mathbf{M}_R \mathbf{x}_i + j \mathbf{x}_i^t \mathbf{M}_I \mathbf{x}_i + \mathbf{x}_i^t (\Delta \mathbf{M}_R) \mathbf{x}_i \\ = \lambda_{i_R}^p \mathbf{x}_i^t \mathbf{W} \mathbf{x}_i + j \lambda_{i_I}^p \mathbf{x}_i^t \mathbf{W} \mathbf{x}_i \end{aligned} \quad (2.23)$$

dzieląc (2.23) przez $\mathbf{x}_i^t \mathbf{W} \mathbf{x}_i$ otrzymujemy

$$\frac{\mathbf{x}_i^t \Delta \mathbf{M}_R \mathbf{x}_i}{\mathbf{x}_i^t \mathbf{W} \mathbf{x}_i} = \Delta \lambda_R + j \Delta \lambda_I \quad (2.24)$$

gdzie $\Delta \lambda_R = \lambda_{i_R}^p - \lambda_{i_R}$ and $\Delta \lambda_I = \lambda_{i_I}^p - \lambda_{i_I}$. Ponieważ, macierz jest symetryczna, czułości i -tej wartości własnej względem elementu o współrzędnych (k, j) , $k > j$ można otrzymać dzieląc (2.24) przez wartość zaburzenia

$$\frac{\mathbf{x}_i^t \mathbf{P}^{(k,j)} \mathbf{x}_i}{\mathbf{x}_i^t \mathbf{W} \mathbf{x}_i} = \frac{\delta \lambda_R}{\delta M_{k,j}} + j \frac{\delta \lambda_I}{\delta M_{k,j}} \quad (2.25)$$

gdzie $\mathbf{P}^{(k,j)}$ jest symetryczną macierzą o wymiarach $(N + 4 \times N + 4)$ wypełnioną zerami z wyjątkiem elementu o współrzędnych $P^{(k,j)} = P^{(j,k)} = 1$. Grupując wyniki lewej części równania (2.25), a następnie porównując je z prawą częścią równania (2.25) otrzymuje się wyrażenia na pochodne części rzeczywistej oraz urojonej danej wartości własnej. W analogiczny sposób można wyznaczyć gradienty dla zaburzenia części urojonej macierzy \mathbf{M} . Należy przy tym pamiętać o przemnożeniu macierzy \mathbf{P} przez j . Dla problemów asymetrycznych (2.14) można wyprowadzić podobne zależności, przy czym równanie (2.25) przyjmuje następującą postać:

$$\frac{\mathbf{w}_i^t \mathbf{P}^{(k,j)} \mathbf{x}_i}{\mathbf{x}_i^t \mathbf{W} \mathbf{x}_i} = \frac{\delta \lambda_R}{\delta M_{k,j}} + j \frac{\delta \lambda_I}{\delta M_{k,j}} \quad (2.26)$$

gdzie \mathbf{w}_i jest lewym wektorem własnym, natomiast \mathbf{x}_i jest prawym wektorem własnym równania (2.14) dla zaburzonej wartości własnej.

2.4 Synteza macierzy sprzężeń filtru stratnego z wykorzystaniem układu bezstratnego

Na początku niniejszego rozdziału wspomniano, że dzielnik (wprowadzający założone tłumienie) znajdujący się na wejściu i wyjściu układu bezstratnego można wyznaczyć korzystając z wyrażen analitycznych zaprezentowanych w [110], co w efekcie prowadzi do najprostszego filtru stratnego. Jak już wcześniej zauważono jest to bezużyteczna forma układu. W celu rekonfiguracji topologii takiego filtru do założonego schematu sprzężeń nie jest jednak konieczna synteza stratnych wielomianów admitancyjnych (jak opisano w poprzednich podrozdziałach), a jedynie trzy zestawy wartości własnych referencyjnego filtru z dzielnikami na wejściu i wyjściu. Zestawy te podobnie jak w przypadku filtrów

bezstratnych [46], wyznaczane są z macierzy sprzężeń oraz jej głównych podmacierzy. W ten sposób można zdefiniować analogiczny problem optymalizacyjny do (2.21). Następnie procedurą optymalizacyjną rozprowadzane są straty w układzie oraz określone są wartości sprzężeń reaktancyjnych. Jest to alternatywna, prostsza, metoda uzyskania macierzy sprzężeń przy zadanej topologii filtru stratnego. Niemniej jednak, w dalszej części rozprawy wszystkie przeprowadzane testy oparte będą o funkcję celu (2.21).

2.5 Kontrola rozkładu strat w rezonatorach

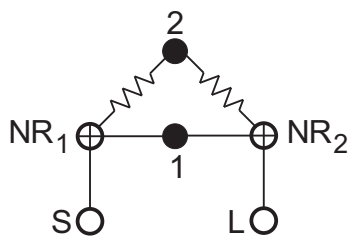
W podrozdziale 2.1 przedstawiono warunki, jakie musi spełniać stratna część macierzy sprzężeń, aby układ był pasywny. W związku z powyższym, w iteracyjnym procesie minimalizowania funkcji celu (2.21) należy jednocześnie kontrolować wartości stratnych inwerterów oraz wynikową dobroć rezonatorów. W celu zapewnienia pierwszego warunku wprowadzone zostają wektory \mathbf{lb} oraz \mathbf{ub} , które odpowiednio definiują najmniejsze oraz największe wartości danych elementów. Odpowiada to zamknięciu rozwiązania w dopuszczalnym zbiorze wartości oraz pozwala na wymuszenie odpowiednich znaków elementów macierzy sprzężeń, co jest równoważne z zapewnieniem dodatnich wartości rezystorów. Drugim ograniczeniem jest wprowadzenie zestawu równań lub nierówności liniowych, które, bazując na twierdzeniu Gerszgorina, pozwalają wymusić założoną dobroć rezonatora. Należy pamiętać, że całkowita wartość strat w rezonatorze jest sumą strat zawartych w samym rezonatorze oraz sprzężeń stratnych wchodzących (wychodzących) do danego rezonatora. Wprowadźmy wektor $\mathbf{m} = [\mathbf{m}_R \ \mathbf{m}_I]$ składający się, odpowiednio, z części rzeczywistych oraz urojonych elementów macierzy \mathbf{M} . Ponieważ proponowana w niniejszej rozprawie procedura syntezy polega na iteracyjnym określaniu parametrów macierzy sprzężeń, dodatkowo wprowadźmy analogiczny wektor $\Delta\mathbf{m} = [\Delta\mathbf{m}_R \ \Delta\mathbf{m}_I]$, który jest nowym punktem optymalnym wyznaczonym z poprzedniego rozwiązania. Z tak zdefiniowanymi wektorami, pierwszy warunek można formalnie przedstawić następująco:

$$\mathbf{lb} - \mathbf{m}_{n-1} < \Delta\mathbf{m}_n < \mathbf{ub} - \mathbf{m}_{n-1} \quad (2.27)$$

gdzie \mathbf{m}_{n-1} jest wektorem zawierającym elementy macierzy sprzężeń uzyskane w poprzedniej iteracji, natomiast $\Delta\mathbf{m}_n$ jest aktualnym rozwiązaniem (\mathbf{lb} , \mathbf{ub} zostały zdefiniowane wcześniej). Należy pamiętać, że rozwiązanie $\Delta\mathbf{m}_n$ nie określa bezpośrednio wartości elementów macierzy tylko jest wyliczoną korektą, o którą należy zmodyfikować dane elementy z poprzedniej iteracji, dlatego też w celu wyznaczenia wartości macierzy w danej iteracji należy skorzystać z zależności

$$\mathbf{m}_n = \mathbf{m}_{n-1} + \Delta\mathbf{m}_n. \quad (2.28)$$

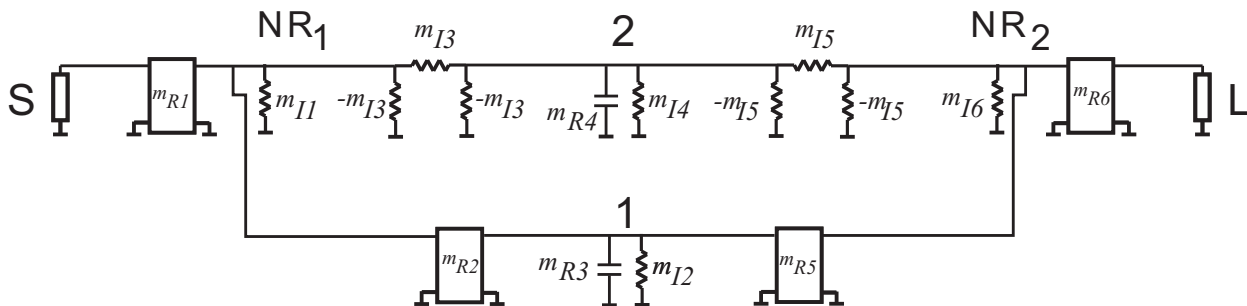
Drugi warunek, pozwalający kontrolować dobroci rezonatorów zostanie przedstawiony na przykładzie filtru drugiego rzędu. Rysunek 2.6 przedstawia topologię analizowanego, odpowiadającą macierz sprzężeń oraz skupiony model obwodowy (ze względu na pogładowy charakter przykładu, odpowiedź obwodu została pominięta). Liniami łamanymi oznaczone zostały sprzężenia o charakterze konduktancyjnym, natomiast sprzężenia susceptacyjne oznaczono liniami ciągłymi. Nawiązując do wcześniej wprowadzonych oznaczeń



(a)

	S	NR_1	1	2	NR_2	L
S		m_{R1}				
NR_1	m_{R1}	$-jm_{I1}$	m_{R2}	jm_{I3}		
1		m_{R2}	$m_{R3} - jm_{I2}$		m_{R5}	
2		jm_{I3}		$m_{R4} - jm_{I4}$	jm_{I5}	
NR_2			m_{R5}	jm_{I5}	$-jm_{I6}$	m_{R6}
L					m_{R6}	

(b)



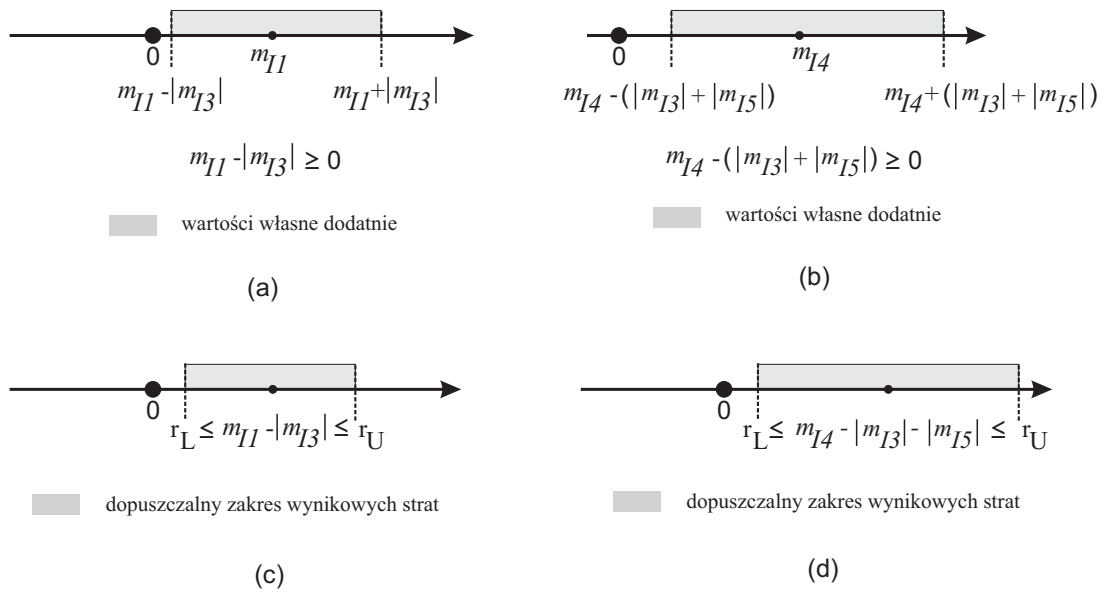
(c)

RYСУNEK 2.6: (a) Topologia filtru, (b) macierz sprzężeń (część dyspersyjna pominięta), (c) skupiony model obwodowy

elementów macierzy sprzężeń, zapiszmy $\mathbf{m}_R = [m_{R1} \ m_{R2} \ m_{R3} \ m_{R4} \ m_{R5} \ m_{R6}]$ równe części susceptancyjnej macierzy, natomiast jako $\mathbf{m}_I = [m_{I1} \ m_{I2} \ m_{I3} \ m_{I4} \ m_{I5} \ m_{I6}]$ oznaczmy części stratne. Należy dodać, że element m_{I1} odpowiada za straty w węzle nierezonującym NR_1 , m_{I2} jest wartością strat w rezonatorze pierwszym (nieobciążonym) natomiast m_{I3} jest stratnym sprzężeniem pomiędzy węzłem nierezonującymi NR_1 , a drugim rezonatorem (pozostałe elementy należy interpretować analogicznie). Bazując na wyrażeniu (2.17) można stwierdzić, że wynikowa konduktancja poszczególnych elementów wynosi

$$\begin{aligned}
 G_{NR_1} &= m_{I1} - m_{I3}, \\
 G_1(\text{straty w pierwszym rezonatorze}) &= m_{I2}, \\
 G_2(\text{straty w drugim rezonatorze}) &= m_{I4} - m_{I3} - m_{I5}, \\
 G_{NR_2} &= m_{I6} - m_{I5}.
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

Z powyższego wynika, że aby układ był pasywny wszystkie różnice wyrażeń (2.29) (oraz G_1), muszą być dodatnie. Interpretacja graficzna tego warunku, wynikająca z twierdzenia Gerszgorina przedstawiona została na rysunku 2.7 (a), (b) (dla pierwszego węzła nierezonującego oraz drugiego rezonatora). Z praktycznego punktu widzenia, oprócz



RYSUNEK 2.7: Interpretacja graficzna warunków ograniczających

$$\begin{bmatrix} r_{L1} \\ r_{L2} \\ r_{L3} \\ r_{L4} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} m_{I1_{n-1}} & m_{I2_{n-1}} & m_{I3_{n-1}} & m_{I4_{n-1}} & m_{I5_{n-1}} & m_{I6_{n-1}} \\ & 1 & & & & \\ & & 1 & & & \\ & & & 1 & & \\ & & & & 1 & \\ & & & & & 1 & \\ & & & & & & 1 \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \Delta m_{I1_n} & \Delta m_{I2_n} & \Delta m_{I3_n} & \Delta m_{I4_n} & \Delta m_{I5_n} & \Delta m_{I6_n} \\ 1 & & & & & \\ & 1 & & & & \\ & & 1 & & & \\ & & & 1 & & \\ & & & & 1 & \\ & & & & & 1 \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} r_{U1} \\ r_{U2} \\ r_{U3} \\ r_{U4} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} m_{I1_{n-1}} & m_{I2_{n-1}} & m_{I3_{n-1}} & m_{I4_{n-1}} & m_{I5_{n-1}} & m_{I6_{n-1}} \\ & 1 & & & & \\ & & 1 & & & \\ & & & 1 & & \\ & & & & 1 & \\ & & & & & 1 & \\ & & & & & & 1 \end{bmatrix}$$

RYSUNEK 2.8: Jawna forma warunku kontrolującego straty w układzie

wymuszenia pasywności, ważne jest, aby możliwe było kontrolowanie poziomu strat w danych rezonatorach oraz węzłach nierezonujących. Jest to równoważne sytuacji, w której różnica pomiędzy środkiem, a promieniem okręgu rozpinającego zakres dodatnich wartości własnych ulokowany jest na odcinku, którego granice określają dopuszczalne zakresy tejże różnicy. Interpretacja graficzna tego warunku przedstawiona została na rysunku 2.7 (c), (d), natomiast jawny zapis przedstawiony został na rysunku 2.8. W skróconej formie macierzowej warunek ten można zapisać jako

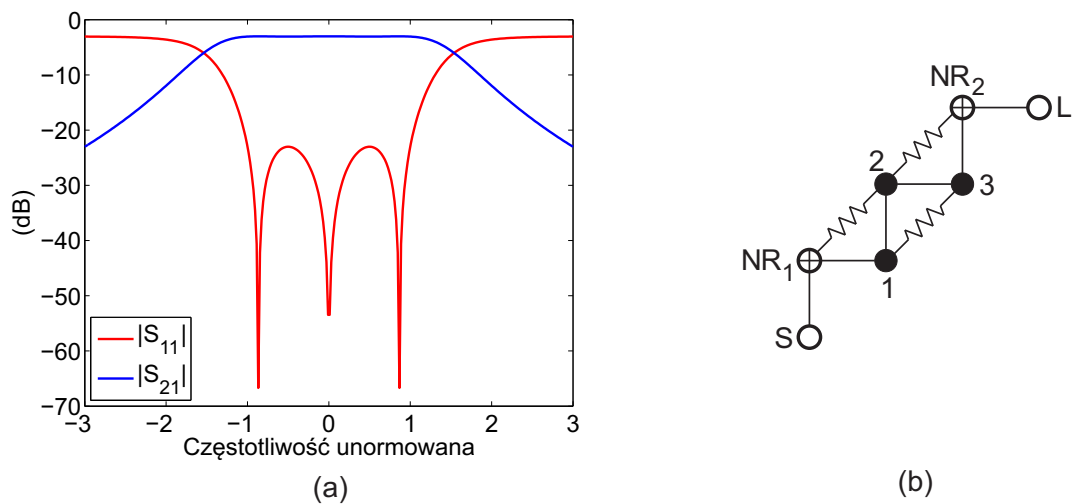
$$\mathbf{r}_L - \mathbf{L} \mathbf{m}_{I_{n-1}} \leq \mathbf{L} \Delta \mathbf{m}_{I_n} \leq \mathbf{r}_U - \mathbf{L} \mathbf{m}_{I_{n-1}} \quad (2.30)$$

gdzie \mathbf{L} ($N \times \text{wymiar}(\mathbf{m}_I)$) zawiera jedności na współrzędnych odpowiedzialnych za elementy stratne (straty węzłów nierezonujących, rezonatorów oraz sprzężeń). Wektory \mathbf{r}_L oraz \mathbf{r}_U określają dopuszczalny zakres strat dla węzłów nierezonujących oraz rezonatorów.

2.6 Testy numeryczne

W celu weryfikacji zaproponowanej procedury syntezy filtrów stratnych w niniejszym podrozdziale przedstawiony zostanie szereg testów numerycznych wskazujących na zasadność proponowanego podejścia. Specyfikacja każdego z filtrów określona została w dziedzinie prototypu dolnoprzepustowego, w którym częstotliwości graniczne pasma pracy wynoszą ± 1 , natomiast częstotliwość środkowa jest równa zero.

Pierwszym z rozważanych przykładów jest filtr trzeciego rzędu o dopasowaniu równym -20 dB i współczynniku tłumienia $K=0.707$ (3 dB). Rysunek 2.9 (a), (b) przedstawia, odpowiednio, idealną odpowiedź filtru oraz topologię. Czarne koła na rysunku 2.9 (b) oznaczają rezonatory. Linia ciągłą oraz łamaną oznaczone zostały, odpowiednio, sprzężenia susceptacyjne oraz stratne. NR_1 , NR_2 oznaczają węzły nierezonujące, natomiast źródło oraz obciążenie zaznaczono, odpowiednio, jako S i L. Wchodząc z wielomianów rozproszenia, a następnie wykorzystując procedurę przedstawioną w [69] wyznaczono wielomiany admitancyjne uwzględniające założony poziom strat. W tabelach 2.1 oraz 2.2 umieszczono współczynniki odpowiednich wielomianów. Podstawowym punktem wyjściowym do optymalizacji jest filtr bezstratny, do którego dołączono węzły nierezonujące o niezerowej (niewielkiej) konduktancji. W pierwszej kolumnie tabeli 2.3 elementy rzeczywiste oznaczają sprzężenia susceptacyjne, natomiast wartości urojone odpowiadają stratom. Wspomnianym konduktancjom umieszczonym na wejściu i wyjściu przypisano arbitralnie wartość $M_{NR_1, NR_1} = M_{NR_2, NR_2} = 0.01$. W celu równomiernego, stratnego rozdystrybuowania energii w obwodzie wprowadzono dodatkowe sprzężenia stratne pomiędzy pierwszym i trzecim rezonatorem oraz pomiędzy drugim rezonatorem i węzłami nierezonującymi. Przy czym startowe wartości tych sprzężeń zostały wyzerowane. W tabeli 2.3 przedstawiono wartości elementów zoptymalizowanych macierzy sprzężeń otrzymanych dla dwóch wariantów rozwiązania. W pierwszym nie zakładano żadnych warunków ograniczających, natomiast w drugim przypadku rozwiązanie określone zostało przy założeniu 1% tolerancji na wartości węzłów nierezonujących oraz 10%



RYSUNEK 2.9: (a) Idealna odpowiedź filtru stratnego, (b) topologia

TABLICA 2.1: Współczynniki wielomianów rozproszenia

i	Wielomian E(s) $e_i(s)$	Wielomian F(s) $f_i(s)$	Wielomian P(s) $p_i(s)$
0	2.4875	0	1
1	3.4958	0.75	
2	2.3434	0	
3	1	1	
4	1		

$\varepsilon_r = 0.4020$

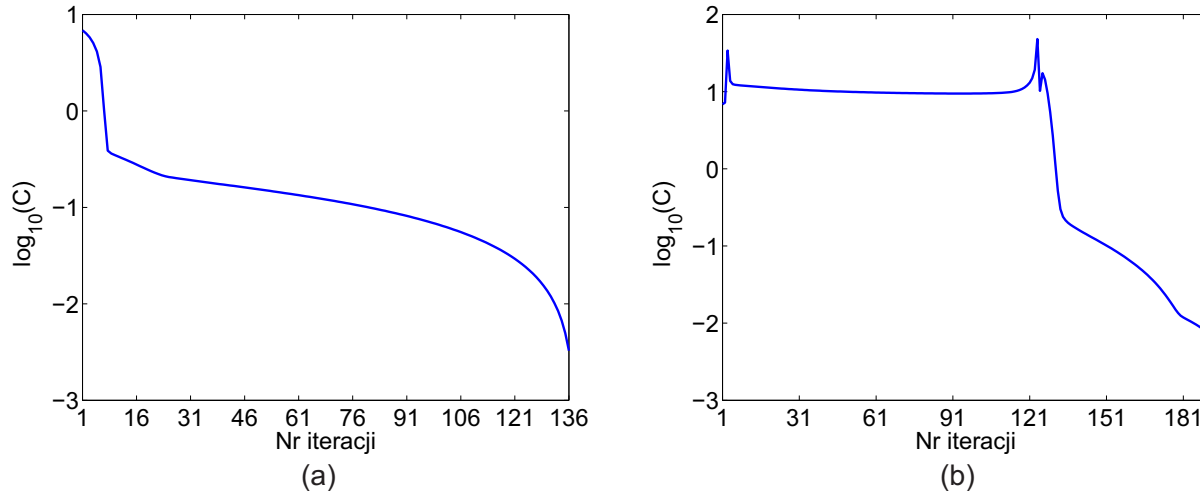
TABLICA 2.2: Współczynniki wielomianów admitancyjnych

i	Wielomian $y_D(s)$ $y_{Di}(s)$	Wielomian $y_{11N}(s)$ $y_{11Ni}(s)$	Wielomian $y_{21N}(s)$ $y_{21Ni}(s)$
0	0	1.2063	1
1	4.2458	0.5653	
2	0	1.1364	
3	2	0.1617	

na dobroci rezonatorów. Jak już wyjaśniono w poprzednim podrozdziale, wynikowa wartość strat w rezonatorach (oraz wartość węzłów nierezonujących) jest sumą strat w danym elemencie oraz sprzężeń stratnych wchodzących i wychodzących z niego. W przypadku rozważanego filtru na wartość węzłów nierezonujących składają się elementy $G_{NR_1} = G_{NR_2} = M_{NR_1, NR_1} + M_{NR_1, 2} = M_{NR_2, NR_2} + M_{2, NR_2}$ natomiast wartość strat w rezonatorach określona jest następująco: $G_1 = G_3 = M_{1,1} + M_{1,3}$, $G_2 = M_{2,2} + M_{NR_1,2} + M_{2, NR_2}$. Sumując poszczególne elementy z tabeli 2.3 dla rozwiązania, na które nie nałożono żadnych warunków, otrzymano następujące wartości $G_{NR_1} = G_{NR_2} = -0.0013$, $G_1 = G_3 = 0.0723$, $G_2 = 0.1194$. Jak łatwo zauważyć, wartości strat są różne, jednakże najistotniejszy jest fakt, że rozwiązanie nie jest pasywne, ponieważ wartości węzłów nierezonujących są ujemne. Przeprowadzając analogiczne sumowanie dla rozwiązania z nałożonymi ograniczeniami, uzyskano następujące wartości $G_{NR_1} = G_{NR_2} = 0.001$, $G_1 = G_3 = 0.1$, $G_2 = 0.0905$. W tym przypadku uzyskany obwód jest pasywny, a wartości strat i węzłów nierezonujących spełniają wstępne założenia. W obu przypadkach jako punkty startowy wykorzystany został filtr bezstratny z niewielkimi stratami wprowadzonymi do węzłów nierezonujących umieszczonych na wejściu i wyjściu filtru. Na rysunku 2.10 (a), (b) przedstawione zostały, odpowiednio, wykresy zbieżności proponowanego algorytmu dla wariantu bez ograniczeń oraz z ograniczeniami. W pierwszym teście proces zakończył się po ponad stu iteracjach z monotonicznym charakterem zbieżności. W drugim, wprowadzenie wymuszeń na rozwiązanie spowodowało zwiększenie liczby iteracji do ponad dwustu oraz zaburzenie monotonicznej zbieżności. Niemniej jednak jest to pomijalny koszt numeryczny w stosunku do otrzymanych korzyści, a całkowity czas nawet w najgorszym przypadku nie przekroczył siedmiu sekund. W celu weryfikacji wpływu punktu startowego na profil zbieżności algorytmu przeprowadzony został ponowny test, przy założeniu wstępnych strat w rezonatorach. Wartości te zostały określone na podstawie parametrów admitancyjnych, poprzez zsumowanie części rzeczywistych biegunów i uśrednieniu przez liczbę rezonatorów. Dla rozważanego układu wartość ta wyniosła 0.1341. W tabeli 2.4 zamieszc-

TABLICA 2.3: Wartości elementów macierzy sprzężeń otrzymanych dla bezstratnego punktu startowego

Punkt startowy		Bez ograniczeń		Z ograniczeniami	
M_{S, NR_1}	0.15	M_{S, NR_1}	0.1415	M_{S, NR_1}	0.1743
$M_{NR_1, 1}$	-0.15	$M_{NR_1, 1}$	-0.150j	$M_{NR_1, 1}$	-0.186
$M_{1, 2}$	1.03	$M_{1, 2}$	1.0278	$M_{1, 2}$	1.0275
$M_{2, 3}$	1.03	$M_{2, 3}$	1.0278	$M_{2, 3}$	1.0275
M_{3, NR_2}	-0.15	M_{3, NR_2}	-0.1509	M_{3, NR_2}	-0.186
$M_{NR_2, L}$	0.15	$M_{NR_2, L}$	0.1415	$M_{NR_2, L}$	0.1743
$M_{NR_1, 2}$	0	$M_{NR_1, 2}$	0.0047j	$M_{NR_1, 2}$	0.0042j
$M_{1, 3}$	0	$M_{1, 3}$	0.0644j	$M_{1, 3}$	0.0503j
M_{2, NR_2}	0	M_{2, NR_2}	0.0047j	M_{2, NR_2}	0.0042j
M_{NR_1, NR_1}	-0.01j	M_{NR_1, NR_1}	-0.0034j	M_{NR_1, NR_1}	-0.0052j
$M_{1, 1}$	0	$M_{1, 1}$	-0.1367j	$M_{1, 1}$	-0.1503j
$M_{2, 2}$	0	$M_{2, 2}$	-0.1290j	$M_{2, 2}$	-0.0989j
$M_{3, 3}$	0	$M_{3, 3}$	-0.1367j	$M_{3, 3}$	-0.1503j
M_{NR_2, NR_2}	-0.01j	M_{NR_2, NR_2}	-0.0034j	M_{NR_2, NR_2}	-0.0052j



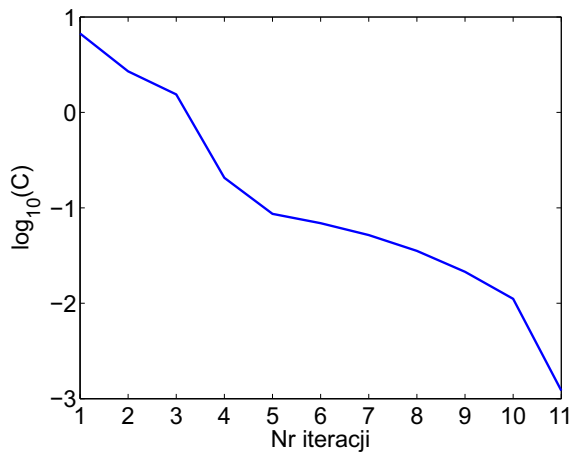
RYSUNEK 2.10: Profile zbieżności algorytmu syntezy dla bezstratnego punktu startowego (a) bez nałożonych ograniczeń, (b) z ograniczeniami

zone zostały wartości elementów macierzy otrzymanych dla nowego punktu startowego. Rysunek 2.11 (a), (b) przedstawia analogiczne do poprzednich charakterystyki. Jak łatwo zauważyć, w obu przypadkach liczba iteracji spadła kilkukrotnie oraz uzyskano monotoniczny charakter profilu. Nie zmienia to jednak faktu, że rozwiązanie bez nałożonych ograniczeń cechuje się losowymi wartościami dobroci rezonatorów ($G_{NR_1}=G_{NR_2}=0.0047$, $G_1=G_3=0.0476$, $G_2=0.1285$), natomiast w drugim przypadku założenia ($G_{NR_1}=G_{NR_2}=0$, $G_1=G_3=0.0922$, $G_2=0.1$) zostały zachowane.

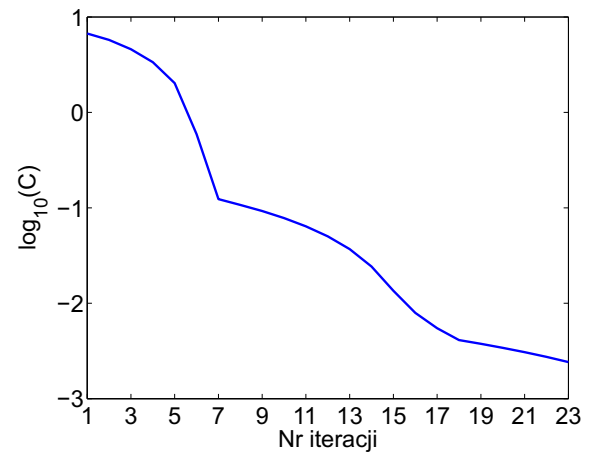
Drugim z testowanych układów jest filtr czwartego rzędu o charakterystyce Czebyszewa, dopasowaniu -20 dB i tłumieniu $K=0.5012$ (6 dB). Podobnie jak w poprzednim przykładzie, rezonatory ułożone są kaskadowo, a sprzężenia stratne występują pomiędzy niesąsiadującymi ze sobą elementami, jak pokazano na rysunku 2.14. Przykład

TABLICA 2.4: Wartości elementów macierzy sprzężeń otrzymanych dla stratnego punktu startowego

Punkt startowy		Bez ograniczeń		Z ograniczeniami	
M_{S,NR_1}	0.15	M_{S,NR_1}	0.3178	M_{S,NR_1}	0.1729
$M_{NR_1,1}$	-0.15	$M_{NR_1,1}$	-0.3392	$M_{NR_1,1}$	-0.1845
$M_{1,2}$	1.03	$M_{1,2}$	1.0282	$M_{1,2}$	1.0278
$M_{2,3}$	1.03	$M_{2,3}$	1.0282	$M_{2,3}$	1.0278
M_{3,NR_2}	-0.15	M_{3,NR_2}	-0.3392	M_{3,NR_2}	-0.1845
$M_{NR_2,L}$	0.15	$M_{NR_2,L}$	0.3178	$M_{NR_2,L}$	0.1729
$M_{NR_1,2}$	0	$M_{NR_1,2}$	0.0127j	$M_{NR_1,2}$	0.0051j
$M_{1,3}$	0	$M_{1,3}$	0.0768j	$M_{1,3}$	0.0547j
M_{2,NR_2}	0	M_{2,NR_2}	0.0127j	M_{2,NR_2}	0.0051j
M_{NR_1,NR_1}	-0.01j	M_{NR_1,NR_1}	-0.0173j	M_{NR_1,NR_1}	-0.0051j
$M_{1,1}$	-0.1341j	$M_{1,1}$	-0.1244j	$M_{1,1}$	-0.1469j
$M_{2,2}$	-0.1341j	$M_{2,2}$	-0.1538j	$M_{2,2}$	-0.1103j
$M_{3,3}$	-0.1341j	$M_{3,3}$	-0.1244j	$M_{3,3}$	-0.1469j
M_{NR_2,NR_2}	-0.01j	M_{NR_2,NR_2}	-0.0173j	M_{NR_2,NR_2}	-0.0051j



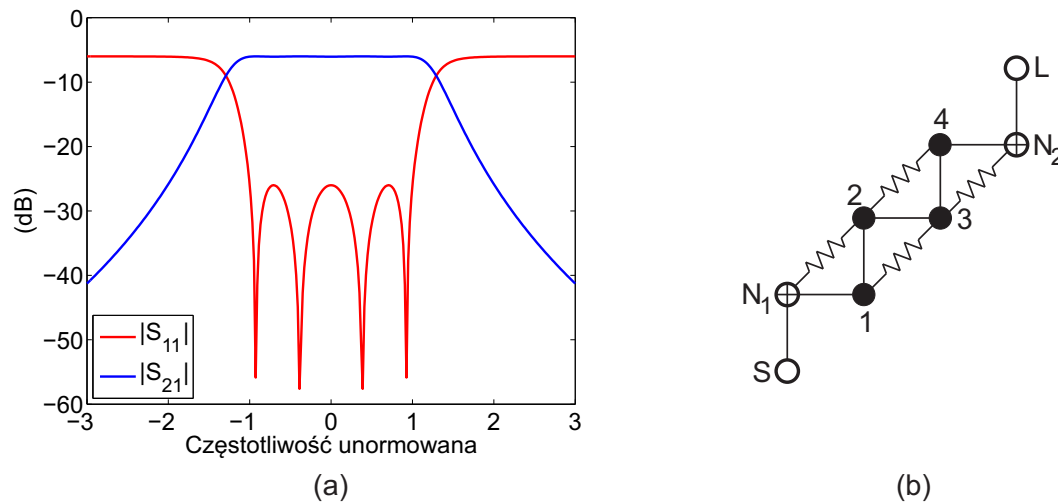
(a)



(b)

RYSUNEK 2.11: Profile zbieżności algorytmu syntezy dla stratnego punktu startowego (a) bez nałożonych ograniczeń, (b) z ograniczeniami

ten został wybrany ze względu na możliwość bezpośredniego porównania wyników z rezultatami przedstawionymi w [68]. W analizowanym filtrze wartości węzłów nierezonujących oraz strat w rezonatorach określone są poprzez zsumowanie następujących elementów $G_{NR_1}=G_{NR_2}=M_{NR_1,NR_1}+M_{NR_1,2}$, $G_1=G_4=M_{2,2}+M_{2,4}$, $G_2=R_G=M_{3,3}+M_{NR_1,3}+M_{3,NR_2}$. W tabeli 2.5 umieszczone zostały wartości elementów macierzy sprzężeń uzyskane dla bezstratnego punktu startowego przy braku oraz z warunkami ograniczającymi rozwiązanie. W pierwszym wariancie wartości otrzymanych elementów stratnych są następujące $G_{NR_1}=G_{NR_2}=-0.0033$, $G_1=G_4=0.1109$, $G_2=G_2=0.0829$, a więc podobnie jak poprzednio układ jest nierealizowany (ujemne $G_{NR_1}=G_{NR_2}$). Wymuszając równomierny rozkład strat w rezonatorach (niespełna 3 % tolerancji) oraz 1 % tolerancji na wartość węzłów nierezonujących uzyskano następujące wartości $G_{NR_1}=G_{NR_2}=0.0001$, $G_1=G_4=0.0880$, $G_2=G_3=0.0830$. Z otrzymanych danych jasno wynika, że rozwiązanie



RYSUNEK 2.12: (a) Idealna odpowiedź filtru stratnego, (b) topologia

jest pasywne oraz spełnia założony rozkład strat. Rysunek 2.13 przedstawia profile zbieżności otrzymane dla omawianych rozwiązań. Podobnie jak w poprzednim przykładzie, wprowadzenie dodatkowych ograniczeń powoduje wzrost liczby iteracji (ponad dwukrotny), jednakże monotoniczny charakter opadania krzywej został zachowany. W tabeli 2.6 zestawione zostały analogiczne wyniki do poprzednich, przy założeniu filtru stratnego jako punktu startowego. Wstępne wartości strat w rezonatorach wyznaczone zostały jak w pierwszym teście i wyniosły 0.178. Ponownie rozwiązanie, na które nie nałożono warunków ograniczających cechuje się brakiem pasywności $G_{NR_1}=G_{NR_2}=-0.0042$, natomiast rezonatory mają znacząco różne dobrocie $G_1=G_4=0.1637$, $G_2=G_3=0.0755$. Dla wariantu z ograniczeniami uzyskano wartości jak poprzednio. Profile zbieżności dla obu rozwiązań przedstawia rysunek 2.14 (a) i (b). Zarówno w pierwszym, jak i drugim teście, liczba iteracja spadła kilkukrotnie (w wariantcie z ograniczeniami nie przekracza stu) oraz nie wystąpiły punkty chwilowego wzrostu wartości funkcji celu. Porównując wyniki z równomiernym rozkładem strat z zaprezentowanymi w [68] (otrzymanych rotacjami tożsamościowymi), można stwierdzić, że rezultaty są praktycznie identyczne. Niemniej jednak, określenie sekwencji rotacji prowadzącej do założonej odpowiedzi dla filtrów o większym stopniu złożoności może być skomplikowane.

Metoda syntezy z kontrolą dobroci pozwala łatwo wymusić pożądaną wartość w wybranych rezonatorach (o ile takie rozwiązanie jest możliwe). W ogólnym przypadku można stwierdzić, że najdogodniejszym układem stratnym jest filtr, w którym wszystkie rezonatory posiadają identyczną, lub zbliżoną do siebie dobroć. Niemniej jednak, w pewnych aplikacjach może wystąpić konieczność łączenia układów wykonanych w różnych technologiach, a co za tym idzie, układów rezonansowych o znacząco różnych dobrociach. W celu rozwiązania tego problemu autorzy pracy [68] wprowadzają topologię równoległe sprzężonych par rezonatorów pokazaną na rysunku 2.15. W efekcie prowadzi to do powstania dwóch dróg dla sygnału, przy czym rezonatory tworzące dane ścieżki posiadają różne dobrocie [69]. Zasadniczą wadą tego rozwiązania (szczególnie dla wyższych rzędów

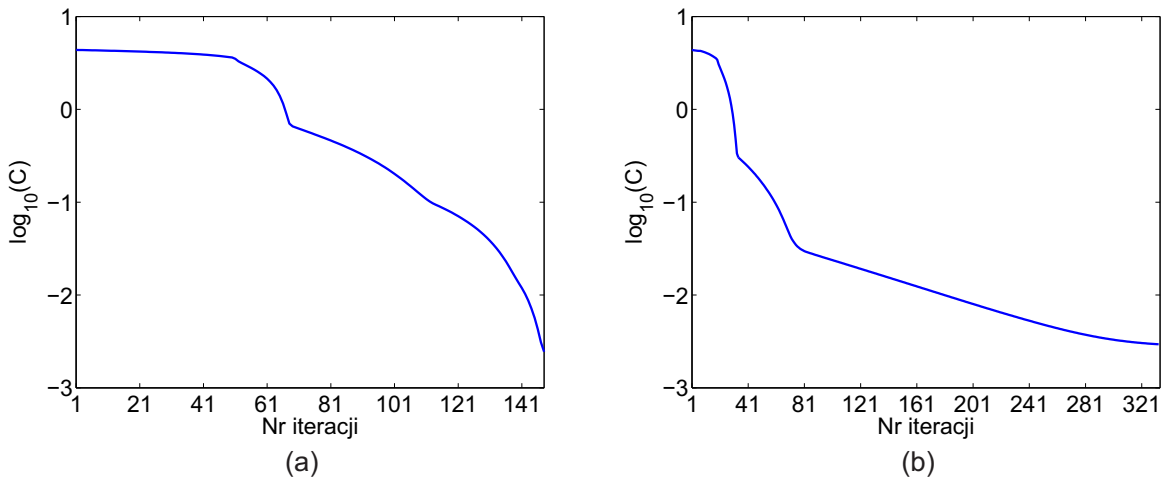
TABLICA 2.5: Wartości elementów macierzy sprzężeń otrzymanych dla bezstratnego punktu startowego

Punkt startowy		Bez ograniczeń		Z ograniczeniami	
M_{S,NR_1}	0.15	M_{S,NR_1}	0.2463	M_{S,NR_1}	0.3148
$M_{NR_1,1}$	-0.15	$M_{NR_1,1}$	-0.2417	$M_{NR_1,1}$	-0.3093
$M_{1,2}$	0.9	$M_{1,2}$	0.8960	$M_{1,2}$	0.8967
$M_{2,3}$	0.7	$M_{2,3}$	0.7012	$M_{2,3}$	0.7014j
$M_{3,4}$	0.9	$M_{3,4}$	0.8960	$M_{3,4}$	0.8967j
M_{4,NR_2}	-0.15	M_{4,NR_2}	-0.2417	M_{4,NR_2}	-0.3093
$M_{NR_2,L}$	0.15	$M_{NR_2,L}$	0.2463	$M_{NR_2,L}$	0.3148
$M_{NR_1,2}$	0	$M_{NR_1,2}$	0.0235j	$M_{NR_1,2}$	0.0328j
$M_{1,3}$	0	$M_{1,3}$	0.0690j	$M_{1,3}$	0.0753j
$M_{2,4}$	0	$M_{2,4}$	0.0690j	$M_{2,4}$	0.0753j
M_{2,NR_2}	0	M_{2,NR_2}	0.0235j	M_{2,NR_2}	0.0328j
M_{NR_1,NR_1}	-0.01j	M_{NR_1,NR_1}	-0.0202j	M_{NR_1,NR_1}	-0.0329j
$M_{1,1}$	0	$M_{1,1}$	-0.1800j	$M_{1,1}$	-0.1633j
$M_{2,2}$	0	$M_{2,2}$	-0.1754j	$M_{2,2}$	-0.1915j
$M_{3,3}$	0	$M_{3,3}$	-0.1754j	$M_{3,3}$	-0.1915j
$M_{4,4}$	0	$M_{3,3}$	-0.1800j	$M_{4,4}$	-0.1633j
M_{NR_2,NR_2}	-0.01j	M_{NR_2,NR_2}	-0.0202j	M_{NR_2,NR_2}	-0.0329j

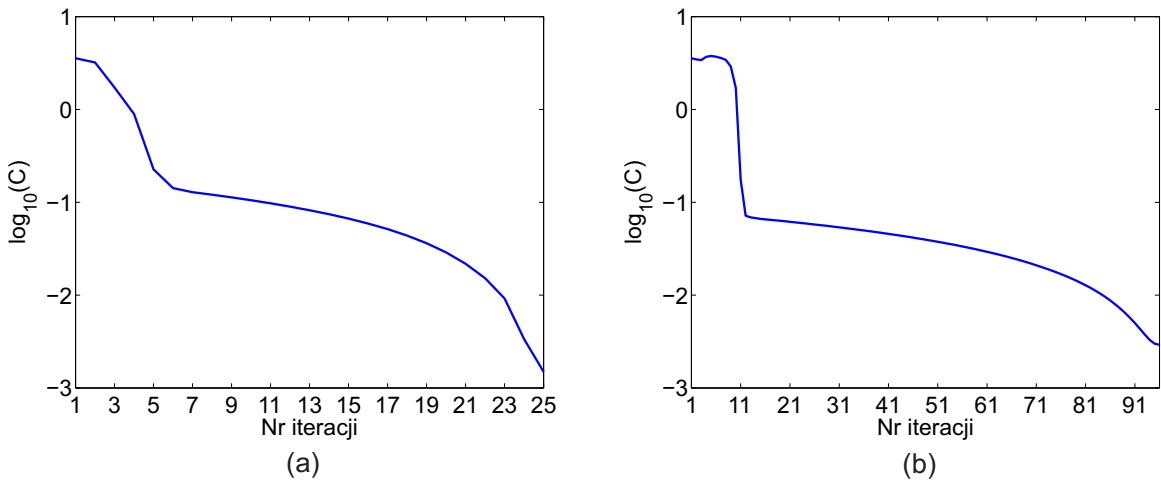
TABLICA 2.6: Wartości elementów macierzy sprzężeń otrzymanych dla stratnego punktu startowego

Punkt startowy		Bez ograniczeń		Z ograniczeniami		Porównanie z [69]	
M_{S,NR_1}	0.15	M_{S,NR_1}	0.1089	M_{S,NR_1}	0.3141	M_{S,NR_1}	0.2101
$M_{NR_1,1}$	-0.15	$M_{NR_1,1}$	-0.1066	$M_{NR_1,1}$	-0.3085	$M_{NR_1,1}$	-0.2058
$M_{1,2}$	0.9	$M_{1,2}$	0.8957	$M_{1,2}$	0.8968	$M_{1,2}$	0.8957
$M_{2,3}$	0.7	$M_{2,3}$	0.7007	$M_{2,3}$	0.7014	$M_{2,3}$	0.7008
$M_{3,4}$	0.9	$M_{3,4}$	0.8957	$M_{3,4}$	0.8968	$M_{3,4}$	0.8957
M_{4,NR_2}	-0.15	M_{4,N_2}	-0.1066	M_{4,N_2}	-0.3085	M_{4,N_2}	-0.2058
$M_{NR_2,L}$	0.15	$M_{NR_2,L}$	0.1089	$M_{NR_2,L}$	0.3141	$M_{NR_2,L}$	0.2101
$M_{NR_1,2}$	0	$M_{NR_1,2}$	0.0081j	$M_{NR_1,2}$	0.0327j	$M_{NR_1,2}$	0.0146j
$M_{1,3}$	0	$M_{1,3}$	0.0541j	$M_{1,3}$	0.0757j	$M_{1,3}$	0.0507j
$M_{2,4}$	0	$M_{2,4}$	0.0541j	$M_{2,4}$	0.0757j	$M_{2,4}$	0.0507j
M_{2,NR_2}	0	M_{2,NR_2}	0.0081j	M_{2,NR_2}	0.0327j	M_{2,NR_2}	0.0146j
M_{NR_1,NR_1}	-0.01j	M_{NR_1,NR_1}	-0.0039j	M_{NR_1,NR_1}	-0.0328j	M_{NR_1,NR_1}	0.0147j
$M_{1,1}$	-0.178j	$M_{1,1}$	-0.2178j	$M_{1,1}$	-0.1637j	$M_{1,1}$	-0.2248j
$M_{2,2}$	-0.178j	$M_{2,2}$	-0.1378j	$M_{2,2}$	-0.1915j	$M_{2,2}$	-0.1302j
$M_{3,3}$	-0.178j	$M_{3,3}$	-0.1378j	$M_{3,3}$	-0.1915j	$M_{3,3}$	-0.1302j
$M_{4,4}$	-0.178j	$M_{3,3}$	-0.2178j	$M_{4,4}$	-0.1637j	$M_{4,4}$	-0.2248j
M_{NR_2,NR_2}	-0.01j	M_{NR_2,NR_2}	-0.0039j	M_{NR_2,NR_2}	-0.0328j	M_{NR_2,NR_2}	-0.0147j

filtrów) jest konieczność zasilania z jednego węzła kilku rezonatorów, co ma swoje praktyczne i fizyczne ograniczenia. W przedstawionym w [69] przykładzie, uzyskane dobrocie dla filtru czwartego rzędu wynoszą $Q_{u14}=1124$ (dla rezonatorów 1 i 4) oraz $Q_{u23}=440$ (dla rezonatorów 2 i 3) dla znormalizowanego pasma $FBW = 1\%$. Podczas przeprowadzonych testów okazało się, że stosując proponowaną w niniejszej rozprawie metodę syntezy, możliwe jest uzyskanie nierównomiernego rozkładu z strat w topologii z rysunku 2.12 (b), która jest znacznie łatwiejsza w realizacji niż układ proponowany w [69], przedstawiony



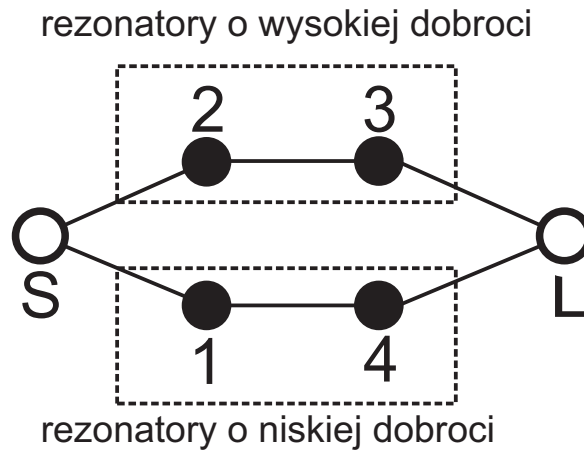
RYSUNEK 2.13: Profile zbieżności algorytmu syntezy dla bezstratnego punktu startowego (a) bez nałożonych ograniczeń, (b) z ograniczeniami



RYSUNEK 2.14: Profile zbieżności algorytmu syntezy dla stratnego punktu startowego (a) bez nałożonych ograniczeń, (b) z ograniczeniami

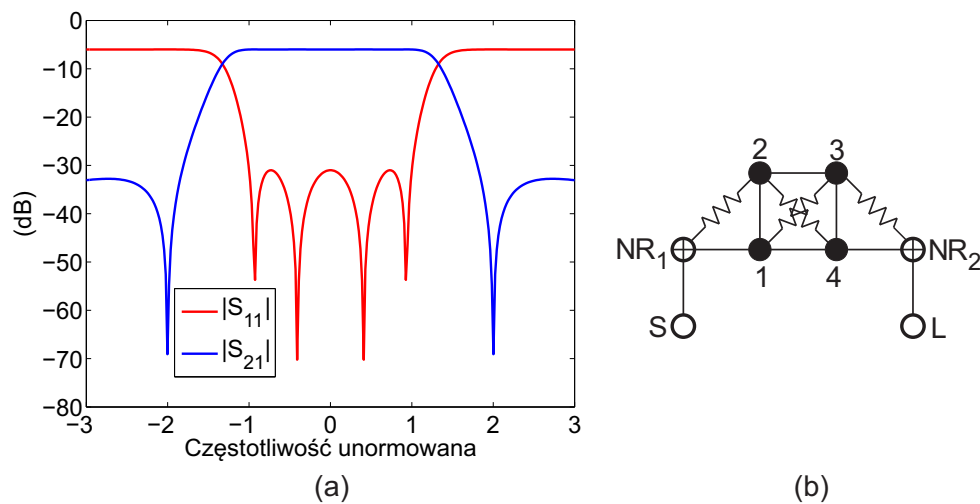
na rysunku 2.15. Dla specyfikacji przedstawionej w [69] otrzymano następujące wartości dobroci (dla FBW=1%) $Q_{u14}=574$ natomiast $Q_{u23}=1538$. Rzędy otrzymanych wartości są podobne do tych z [68] i mogą zostać realizowane poprzez połączenie technologii rezonatorów wnękowych i planarnych. Zsyntezowane wartości elementów macierzy sprzężeń zamieszczono w tabeli 2.6.

Kolejnym testowanym układem jest filtr czwartego rzędu o uogólnionej charakterystyce Czebyszewa z parą symetrycznych zer transmisyjnych. Dopasowanie oraz współczynnik tłumienia to, odpowiednio, -20 dB i $K=0.5012$ (6 dB), natomiast położenie zer transmisyjnych wynosi $f_{z1}=-2$, $f_{z1}=2$. Prototypowa odpowiedź wraz z topologią przedstawiona jest na rysunku 2.16. W stosunku do poprzedniego układu kluczową różnicą jest obecność sprzężenia skrośnego pomiędzy pierwszym i czwartym rezonatorem, które



RYSUNEK 2.15: Topologia równoległe sprzężonych par rezonatorów

pozwala uzyskać zera transmisyjne. Analogicznie do poprzedniego testu, otrzymane wyniki zostaną przedstawione dla różnych wariantów rozwiązania oraz punktów startowych. Dla rozważanego układu wynikowa wartość strat w rezonatorach jest sumą następujących elementów $G_1=G_4=M_{1,1}+M_{1,3}$, $G_2=G_3=M_{3,3}+M_{NR_1,3}+M_{3,NR_2}$, natomiast wartości węzłów nierezonujących określone są następująco: $G_{NR_1}=G_{NR_2}=M_{NR_1,NR_1}+M_{NR_1,2}$. W drugiej kolumnie tabeli 2.7 zestawione zostały wartości elementów macierzy sprzężeń uzyskane z bezstratnego punktu startowego, bez dodatkowych ograniczeń nałożonych na rozwiązanie. Sumując odpowiednie elementy, uzyskano następujące wartości komponentów stratnych: $G_1=G_4=0.1624$, $G_2=G_3=0.0298$ oraz $G_{NR_1}=G_{NR_2}=0.0232$. Podobnie jak w poprzednim teście, przy braku ograniczeń, otrzymane rozwiązanie można nazwać losowym. W celu uzyskania równomiernego rozkładu strat w filtrze założono 1% tolerancji na wartości węzłów nierezonujących oraz 5% na wartości rezonatorów. Otrzymane wyniki zamieszczone zostały w trzeciej kolumnie tabeli 2.7. Przeprowadzając ana-



RYSUNEK 2.16: (a) Idealna odpowiedź filtru stratnego, (b) topologia

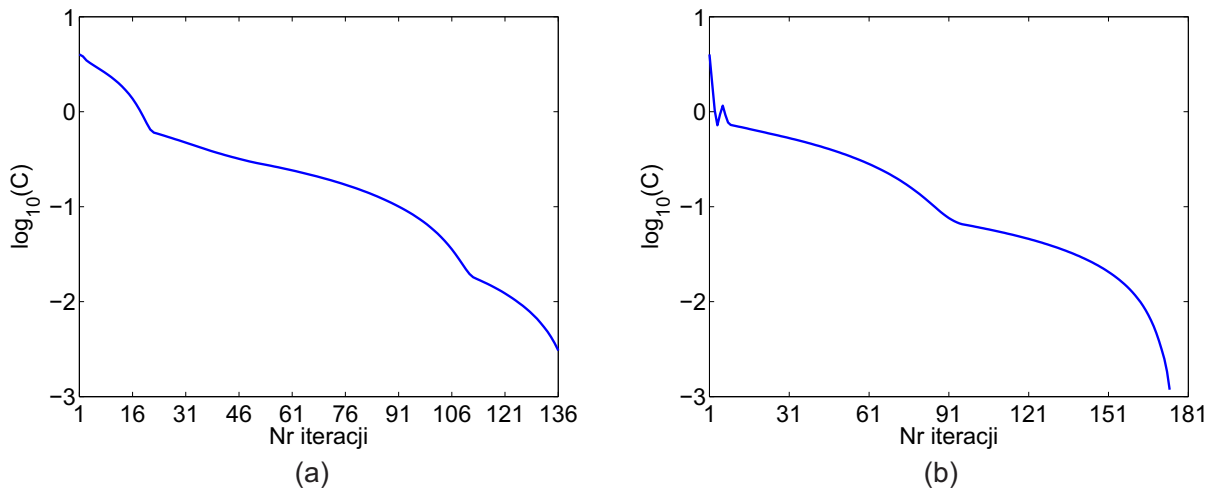
TABLICA 2.7: Wartości elementów macierzy sprzężeń otrzymanych dla bezstratnego punktu startowego

Punkt startowy		Bez ograniczeń		Z ograniczeniami	
M_{S, NR_1}	0.15	M_{S, NR_1}	0.4403	M_{S, NR_1}	0.4106
$M_{NR_1, 1}$	-0.15	$M_{NR_1, 1}$	-0.4728	$M_{NR_1, 1}$	-0.4427
$M_{1, 2}$	0.9514	$M_{1, 2}$	0.9523	$M_{1, 2}$	0.9517
$M_{2, 3}$	0.8655	$M_{2, 3}$	0.8615	$M_{2, 3}$	0.8703
$M_{3, 4}$	0.9514	$M_{3, 4}$	0.9523	$M_{3, 4}$	0.9517
$M_{1, 4}$	-0.2600	$M_{1, 4}$	-0.2556	$M_{1, 4}$	-0.2644
M_{4, NR_2}	-0.15	M_{4, NR_2}	-0.4728	M_{4, NR_2}	-0.4427
$M_{NR_2, L}$	0.15	$M_{NR_2, L}$	0.4403	$M_{NR_2, L}$	0.4106
$M_{NR_1, 2}$	0	$M_{NR_1, 2}$	0.0412j	$M_{NR_1, 2}$	0.0550j
$M_{1, 3}$	0	$M_{1, 3}$	0.0968j	$M_{1, 3}$	0.1395j
$M_{2, 4}$	0	$M_{2, 4}$	0.0968j	$M_{2, 4}$	0.1395j
M_{2, NR_2}	0	M_{2, NR_2}	0.0412j	M_{2, NR_2}	0.0550j
M_{NR_1, NR_1}	-0.01j	M_{NR_1, NR_1}	-0.0644j	M_{NR_1, NR_1}	-0.0560j
$M_{1, 1}$	0	$M_{1, 1}$	-0.2592j	$M_{1, 1}$	-0.1868j
$M_{2, 2}$	0	$M_{2, 2}$	-0.1679j	$M_{2, 2}$	-0.2401j
$M_{3, 3}$	0	$M_{3, 3}$	-0.1679j	$M_{3, 3}$	-0.2401j
$M_{4, 4}$	0	$M_{3, 3}$	-0.2592j	$M_{4, 4}$	-0.1868j
M_{NR_2, NR_2}	-0.01j	M_{NR_2, NR_2}	-0.0644j	M_{NR_2, NR_2}	-0.0560j

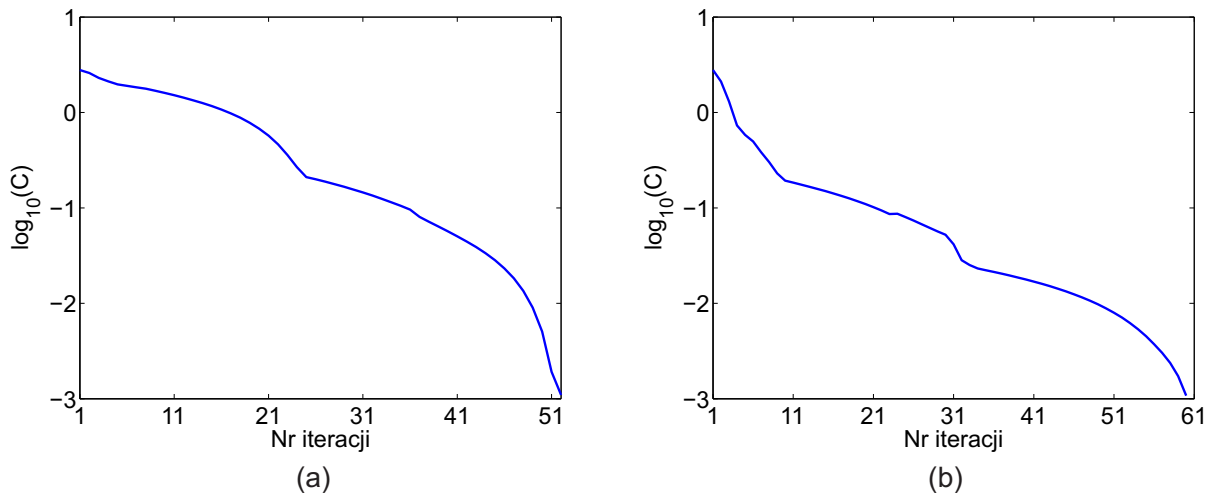
TABLICA 2.8: Wartości elementów macierzy sprzężeń otrzymanych dla stratnego punktu startowego

Punkt startowy		Bez ograniczeń		Z ograniczeniami	
M_{S, NR_1}	0.15	M_{S, NR_1}	0.3915	M_{S, NR_1}	0.4110
$M_{NR_1, 1}$	-0.15	$M_{NR_1, 1}$	-0.4202	$M_{NR_1, 1}$	-0.4430
$M_{1, 2}$	0.9514	$M_{1, 2}$	0.9480	$M_{1, 2}$	0.9516
$M_{2, 3}$	0.8655	$M_{2, 3}$	0.8614	$M_{2, 3}$	0.8705
$M_{3, 4}$	0.9514	$M_{3, 4}$	0.9480	$M_{3, 4}$	0.9516
$M_{1, 4}$	-0.26	$M_{1, 4}$	-0.2558	$M_{1, 4}$	-0.2646
M_{4, NR_2}	-0.15	M_{4, NR_2}	-0.4202	M_{4, NR_2}	-0.4430
$M_{NR_2, L}$	0.15	$M_{NR_2, L}$	0.3915	$M_{NR_2, L}$	0.4110
$M_{NR_1, 2}$	0	$M_{NR_1, 2}$	0.0354j	$M_{NR_1, 2}$	0.0551j
$M_{1, 3}$	0	$M_{1, 3}$	0.0643j	$M_{1, 3}$	0.1395j
$M_{2, 4}$	0	$M_{2, 4}$	0.0964j	$M_{2, 4}$	0.1395j
M_{2, NR_2}	0	M_{2, NR_2}	0.0257j	M_{2, NR_2}	0.0551j
M_{NR_1, NR_1}	-0.01j	M_{NR_1, NR_1}	-0.0509j	M_{NR_1, NR_1}	-0.0561j
$M_{1, 1}$	0.2136	$M_{1, 1}$	-0.2654j	$M_{1, 1}$	-0.1868j
$M_{2, 2}$	0.2136	$M_{2, 2}$	-0.1214j	$M_{2, 2}$	-0.2402j
$M_{3, 3}$	0.2136	$M_{3, 3}$	-0.1214j	$M_{3, 3}$	-0.2402j
$M_{4, 4}$	0.2136	$M_{3, 3}$	-0.2654j	$M_{4, 4}$	-0.1868j
M_{NR_2, NR_2}	-0.01j	M_{NR_2, NR_2}	-0.0509j	M_{NR_2, NR_2}	-0.0561j

logiczne sumowanie jak dla poprzedniego rozwiązania, otrzymano następujące wartości $G_1=G_4=0.0473$, $G_2=G_3=0.0456$ oraz $G_{NR_1}=G_{NR_2}=0.001$. Uzyskane rezultaty jawnie wskazują na spełnienie założeń i tym samym zapewnienie równomiernego rozkładu strat w filtrze, co w wielu aplikacjach jest kluczowe. W tym punkcie warto zwrócić uwagę, że w topologiach, w których występują sprzężenia skrośne, wartość strat w rezonatorach ma bezpośredni wpływ na położenie zer transmisyjnych. Wymuszanie zbyt bliskiego



RYSUNEK 2.17: Profile zbieżności algorytmu syntezy dla bezstratnego punktu startowego (a) bez nałożonych ograniczeń, (b) z ograniczeniami



RYSUNEK 2.18: Profile zbieżności algorytmu syntezy dla stratnego punktu startowego (a) bez nałożonych ograniczeń, (b) z ograniczeniami

położenia wokół pasma filtru może doprowadzić do nieskończenie wysokiej dobroci rezonatorów, co wyjaśnione zostało [62]. Profile zbieżności dla obu punktów startowych przedstawione zostały na rysunku 2.17. W każdym z przypadków uzyskane krzywe mają monotoniczny charakter, natomiast, w wariancie z nałożonymi ograniczeniami, liczba iteracji wzrosła o ponad czterdzieści w stosunku do rozwiązania bez ograniczeń. Różnica ta wydaje się uzasadniona z punktu widzenia spełnienia dodatkowych warunków rozwiązania. Podobnie jak w poprzednich przykładach, aby zbadać wpływ punktu startowego na zbieżność procesu optymalizacyjnego, przeprowadzono dodatkowy test wybierając filtr wstępnie "ustratniony" jako punkt wyjściowy. Początkowe straty w rezonatorach wyznaczone zostały analogicznie jak w pierwszym teście i wyniosły 0.2136. Wartości ele-

mentów macierzy uzyskane dla rozwiązania bez i z ograniczeniami zestawione zostały w tabeli 2.8. Wynikowe wartości węzłów nierezonujących oraz start w rezonatorach są następujące $G_1=G_4=0.2011$, $G_2=G_3=-0.0104$, $G_{NR_1}=G_{NR_2}=0.0155$, dla rozwiązania bez ograniczeń, natomiast $G_1=G_4=0.0473$, $G_2=G_3=0.0455$, $G_{NR_1}=G_{NR_2}=0.001$, dla wariantu z ograniczeniami. W pierwszym zestawie danych, oprócz niespełnienia wymagań projektowych, rezonator drugi i trzeci mają ujemną konduktancję, co bezpośrednio eliminuje układ ze względu na brak pasywności. Profile zbieżności przedstawia rysunek 2.18. Monotoniczny charakter obu krzywych został zachowany, natomiast liczba iteracji zmalała kilkukrotnie. Z przedstawionych testów można wysnuć wniosek, że założenie wstępnych strat w układzie ma znaczący wpływ na skrócenie liczby kroków algorytmu.

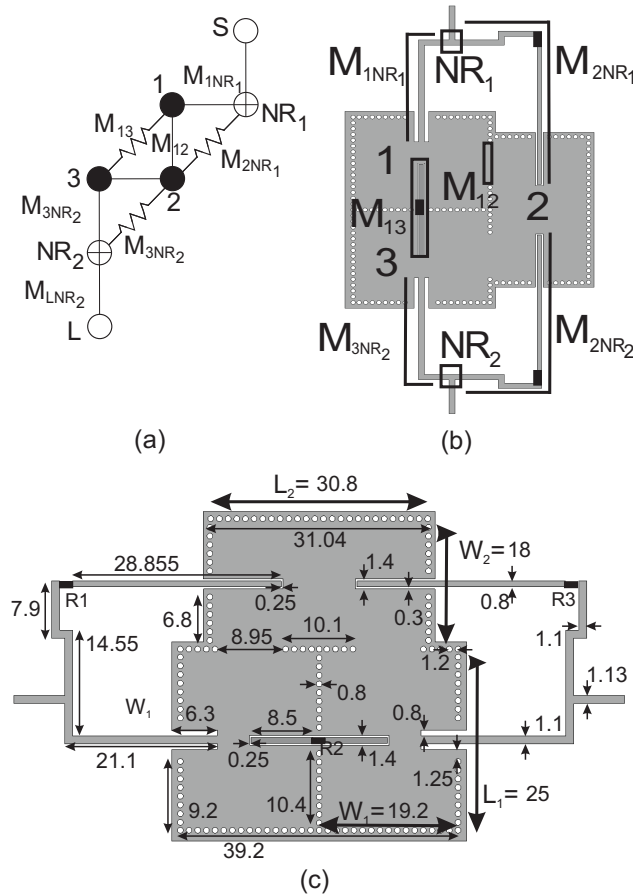
2.7 Weryfikacja eksperymentalna

W celu eksperymentalnego potwierdzenia teorii przedstawionej w poprzednich podrozdziałach, zaprojektowany został filtr trzeciego rzędu o charakterystyce Czebyszewa. Częstotliwość środkowa układu wynosi $f_0 = 5.15$ GHz, natomiast pasmo i dopasowanie to, odpowiednio, 197 MHz i -20 dB. Zakładając współczynnik tłumienia $K = 0.5012$, na podstawie [69] wyznaczono referencyjne (stratne) parametry admitancyjne. Obecnie przedstawiona zostanie procedura projektowa dla przyjętych założeń. Wykorzystując metodologię opisaną we wcześniejszych podrozdziałach uzyskano następującą macierz sprzężeń

$$M = \begin{bmatrix} & S & NR_1 & 1 & 2 & 3 & NR_2 & L \\ S & 0 & 0.1473 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ NR_1 & 0.1473 & -0.0069j & -0.1514 & 0.0068j & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -0.1514 & -0.2774j & 1.0215 & 0.0925j & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0.0068j & 1.0215 & -0.1858j & 1.0215j & 0.0068j & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 0.0925j & 1.0215 & -0.2774j & -0.1514 & 0 \\ NR_2 & 0 & 0 & 0 & 0.0068j & 0.1514 & -0.0069j & 0.1473 \\ L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1473 & 0 \end{bmatrix}.$$

Taka postać macierzy wynika z przyjętych założeń projektowych oraz ograniczeń związanych z pasywnością i realizowanymi dobrociami. Poniżej te czynniki zostały opisane nieco bardziej szczegółowo. Do zrealizowania układu wykorzystano technologię falowodu zintegrowanego z podłożem (ang. substrate integrated waveguide SIW) oraz linii mikropaskowej. Rysunek 2.19 (a), (b) przedstawia, odpowiednio, topologię układu (przy zachowaniu oznaczeń z testów numerycznych) oraz implementację poszczególnych sprzężeń. Ponieważ filtr realizowany jest w jednej technologii, wszystkie rezonatory posiadają równe dobrocie. Z przeprowadzonej analizy elektromagnetycznej pojedynczej wnęki otrzymano dobroć równą $Q_u=150$. Wykorzystując zależność wiążącą dobroć rezonatora z modelem skupionym rezonatora w dziedzinie prototypu (1.1) można wyznaczyć znormalizowaną konduktancję, która w rozważanym przykładzie wynosi

$$G_{loss} = \frac{1}{Q_u FBW} = 0.172. \quad (2.31)$$



RYSUNEK 2.19: (a) Topologia, (b) implementacja sprzężeń, (c) zwymiarowana struktura (jednostki:mm).

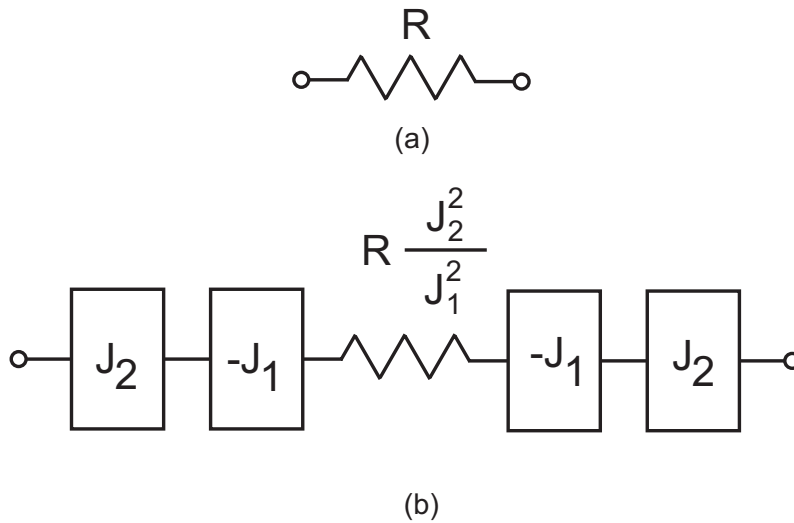
W związku z powyższym, warunki ograniczające zapewniające daną wartość zostały zdefiniowane następująco

$$r_{L1} \leq M_{1,1} + M_{1,3} \leq r_{U1} \quad (2.32)$$

$$r_{L2} \leq M_{NR_1,2} + M_{2,2} + M_{2, NR_2} \leq r_{U2} \quad (2.33)$$

$$r_{L3} \leq M_{1,3} + M_{3,3} \leq r_{U3} \quad (2.34)$$

gdzie $M_{i,j}$ oznacza element macierzy \mathbf{M} . W rozważanym przykładzie dolna granica dobroci ograniczona jest przez wartości wektora $\mathbf{r}_L = [0.159 \ 0.159 \ 0.159]^t$ natomiast analogiczny wektor dla górnej granicy jest następujący $\mathbf{r}_U = [0.184 \ 0.184 \ 0.184]^t$. Z tak definiowanymi ograniczeniami uzyskano następujące (rzeczywiste, po syntezie) wartości dobroci rezonatorów: $Q_1 = Q_3 = 142$ oraz $Q_2 = 152.8$. Dodatkowo, aby ułatwić realizację, układu, warto jest usunąć nierezonujące węzły (równoległe konduktancje) umieszczone na wejściu i wyjściu układu (węzły NR_1 i NR_2 z rys. 2.19 (a), które w schemacie zastępczym reprezentowane są analogicznie jak konduktancje m_{I1} i m_{I1} z rysunku 2.6(c)). W tym celu



RYSUNEK 2.20: (a) Skupiony rezystor (b) implementacja rezystora z wykorzystaniem inwerterów

należy nałożyć na syntezer dodatkowe dwa ograniczenia

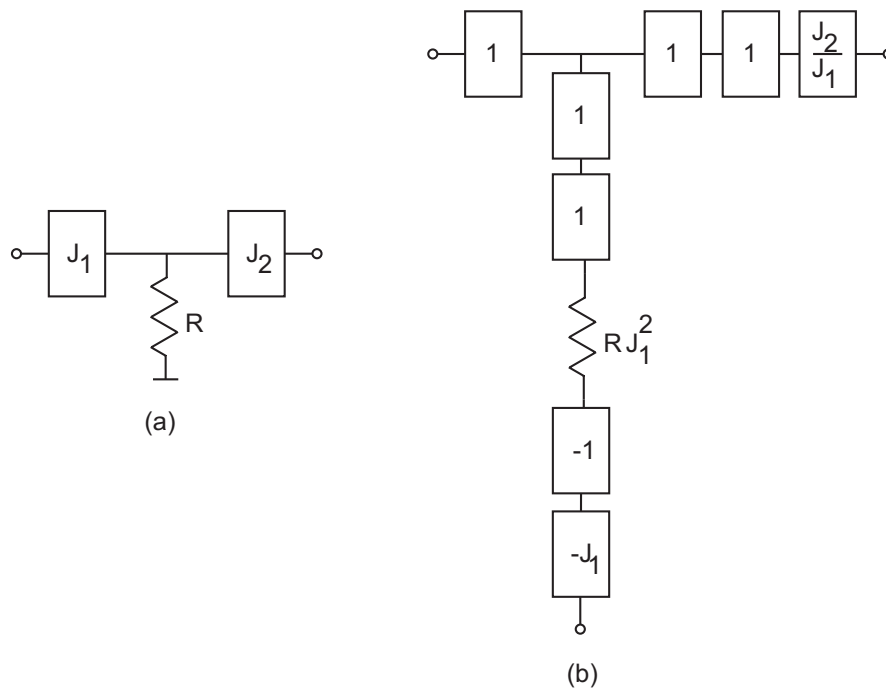
$$0 \leq M_{NR_1, NR_1} + M_{NR_1, 2} \leq 0.001 \quad (2.35)$$

$$0 \leq M_{2, NR_2} + M_{NR_2, NR_2} \leq 0.001 \quad (2.36)$$

co w efekcie prowadzi do uzyskania dwóch rezystorów $500 \text{ k}\Omega$, tak duża wartość rezystancji oznacza, że rezystory te mogą zostać zastąpione przez rozwarca, czyli w praktyce mogą być usunięte nie powodując zmian charakterystyk rozproszenia.

Mając zsyntezowaną macierz sprzężeń, można przystąpić do wymiarowania struktury oraz syntezy poszczególnych elementów obwodu. Jako rezonatory wykorzystane zostały wnęki SIW pracujące z rodzajem podstawowym TE_{101} . Wstępne wymiary rezonatorów określone zostały na podstawie dobrze znanych wyrażeń analitycznych [78]. Sprzężenia reaktancyjne pomiędzy komorami zrealizowane zostały jako przesłony indukcyjne i wstępnie zwymiarowane z dobrze znanych zależności bazujących na częstotliwościach rezonansowych [21] (pomijając sprzężenia stratne). Sprzężenia zewnętrzne do pierwszego i ostatniego rezonatora zrealizowane zostały jako szczeliny wytrawione w górnej warstwie metalizacji, dodatkowo zapewniając konwersję rodzajów pola elektromagnetycznego prowadzonego w linii mikropaskowej na rodzaj falowodowy. Podobnie jak w przypadku sprzężeń indukcyjnych wymiary szczelin określone zostały z klasycznych zależności [21] przy pominięciu elementów stratnych.

Jak już wspomniano, w układzie oprócz sprzężeń czysto reaktancyjnych występują również sprzężenia o charakterze rezystancyjnym. Ponieważ na częstotliwościach mikrofalowych połączenia te nie mogą być zrealizowane poprzez skupiony rezystor, konieczne jest zastosowanie dodatkowych transformacji pozwalających uzyskać implementację na elementach rozłożonych. W tym celu zaadaptowana została metoda przedstawiona w [68], która polega na otoczeniu skupionego rezystora dwoma inwerterami impedancji (lub admitancji), jak pokazano na rysunku 2.20. W celu uzyskania rozłożonej implementacji modelu z rysunku 2.20 (b) należy zrealizować inwertery w formie ćwierćfalowych linii



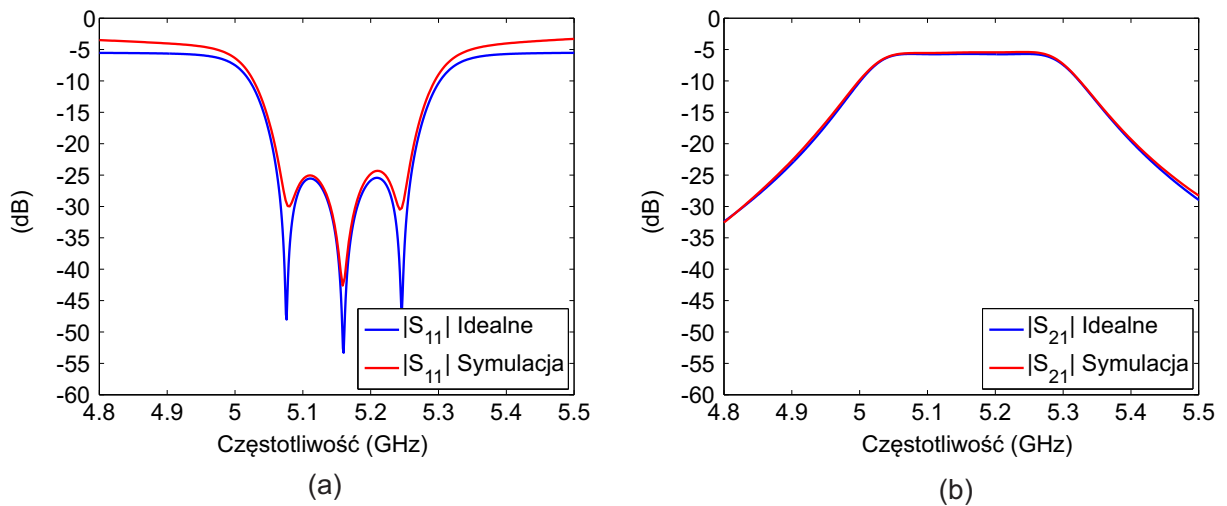
RYСУNEK 2.21: (a) Model sprzężenia dochodzącego i wychodzącego z węzła nierezonującego, (b) implementacja z wykorzystaniem inwerterów [68]

transmisyjnych oraz nieciągłości: pojemnościowych lub indukcyjnych. Warto podkreślić, że zastosowanie inwerterów pozwala dowolnie przeskalować wartość impedancji widzianej z zacisków zewnętrznych, jednakże należy przy tym pamiętać o zachowaniu zależności fazowych (znaki minus przy inwerterach J_1). W przypadku rozważanego filtra wykorzystano trzy skupione rezystory do realizacji: sprzężenia stratnego pomiędzy węzłami nierezonującymi a drugim rezonatorem (sprzężenie $M_{NR1,2}$ oraz $M_{2,NR2}$ na rysunku 2.19 (b)) oraz pomiędzy pierwszym i trzecim rezonatorem ($M_{1,3}$ na rysunku 2.19 (b)). Po zastosowaniu procedury skalującej [68] otrzymano następujące wartości $R_1=R_3=332\ \Omega$ oraz $R_2=10\ \Omega$. Wartości impedancji inwerterów otaczających rezystor R_2 zostały otrzymane podczas procedury optymalizacyjnej i wyniosły $J_1=56\ \Omega$, $J_2=385\ \Omega$. W celu zachowania relacji fazowych oraz odpowiedniego poziomu tłumienia poza pasmem pracy układu, inwertery te zostały zrealizowane w formie uziemionego falowodu koplanarnego (ang. grounded coplanar waveguide GCPW) wytrawionego na górnej warstwie sprzężonych wnęk rezonansowych SIW. Zaletą tego podejścia jest możliwość zrealizowania inwerterów o ujemnym przesunięciu fazowym (sprzężenie pojemnościowe) co w efekcie pozwala na uniknięcie wprowadzania dodatkowych linii 360° , które mogą doprowadzić do powstania pasożytniczych rezonansów w okolicy pasma pracy filtra. Jako punkt startowy do optymalizacji sprzężenia stratnego, inwerter J_1 zrealizowany został jako ćwierćfalowy odcinek uziemionego falowodu koplanarnego o impedancji $50\ \Omega$, natomiast szczelina realizująca inwerter J_2 została ustawiona na $0.2\ \text{mm}$. Do realizacji sprzężeń pomiędzy wejściowym (oraz wyjściowym) węzłem nierezonującym, a drugim rezonatorem wykorzystano model z rysunku 2.21 [68]. Należy zwrócić uwagę, że w tym przypadku rezystory $R_1=R_3$ są

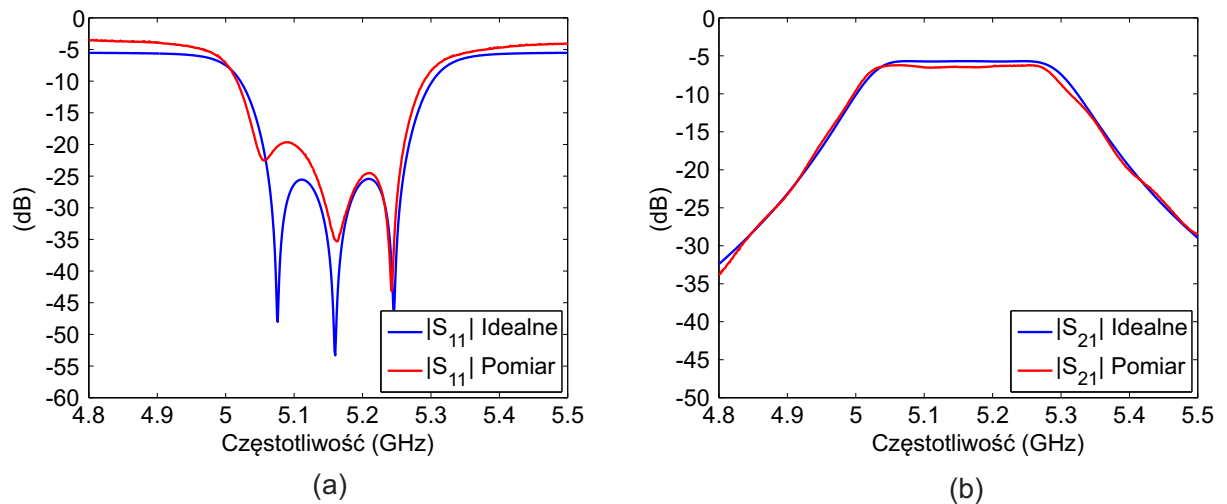
asymetrycznie obciążone przez inwertery. Z jednej strony, dwa 50Ω inwertery ćwierćfalowe tworzą linie transmisyjną o długości 180° , natomiast z drugiej strony znajduje się $62 \Omega \frac{3}{4}\lambda$ inwerter pojemnościowo sprzężony do wnęki rezonansowej (oznaczonej jako 2 na rysunku 2.19 (b)). Zasilanie do pierwszego i ostatniego rezonatora zrealizowane jest przez odcinek linii GCPW, poprzedzony 180° , 50Ω linią transmisyjną. Wstępne wymiary wszystkich odcinków linii zostały wyliczone wykorzystując narzędzie Lincalc, dostępne w symulatorze Agilent ADS.

Układ zaprojektowany został w pełnofalowym symulatorze elektromagnetycznym Ansoft HFSS ze skupionymi warunkami brzegowymi nałożonymi na elementy realizujące rezystory. Rysunek 2.22 przedstawia porównanie pomiędzy wynikami symulacyjnymi a otrzymanymi z macierzy sprzężeń. Jak można zauważyć, charakterystyki transmisyjne są praktycznie nierozróżnialne, natomiast charakterystyki obciowe wykazują pewne różnice poza pasmem pracy. Wynika to z ograniczonego pasma pracy inwerterów i 360° linii transmisyjnych podłączonych bezpośrednio do pierwszego i ostatniego rezonatora. Należy jednak pamiętać, że w tym przypadku nie ma znaczenia, czy moc jest odbijana czy rozpraszana poza pasmem pracy. Widok finalnej maski układu wraz z naniesionymi wymiarami geometrycznymi przedstawia rys. 2.19 (c).

Filtr zrealizowany został na podłożu Taconic RF-35 o wysokości 0.508 mm , względnej przenikalności $\epsilon=3.5$ oraz tangensie kąta strat $\tan\delta=0.0023$ (na częstotliwości 5 GHz). Wnęki rezonansowe SIW wykonane zostały za pomocą metalizowanych odwiertów o średnicy 0.8 mm oddalonych o 1.2 mm (mierzone od środków). Do implementacji sprzężeń stratnych wykorzystywano rezystory Vishay Beyschlag MELF. Rysunek 2.23 przedstawia porównanie charakterystyk idealnych oraz pomierzonych. Jak można zauważyć, jest drobna różnica w poziomie strat wtrąceniowych (0.6 dB), która związana jest z dodatkowymi stratami wnoszonymi przez złącza. Pomimo tego, selektywność filtru porównywalna jest z idealną. Charakterystyki odbiciowe wykazują 5 dB różnicę w dolnej części pasma ($5.05 \text{ GHz} - 5.14 \text{ GHz}$). Jest to efekt pasożytniczych pojemności i indukcyjności związanych z rezystorami. Niemniej jednak, straty odbiciowe kształtują się na poziomie lepszym niż -19.5 dB . Szerokopasmowa charakterystyka filtru przedstawiona została na rysunku 2.24, natomiast zdjęcie wykonanego układu przedstawione jest na rysunku 2.25.



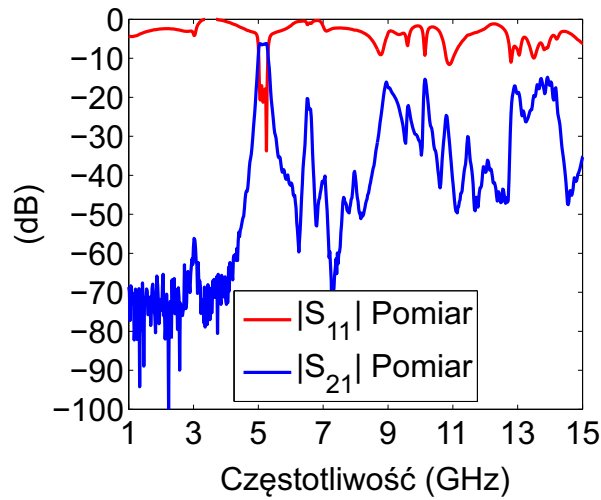
RYSUNEK 2.22: Porównanie charakterystyk symulacyjnych z idealnymi



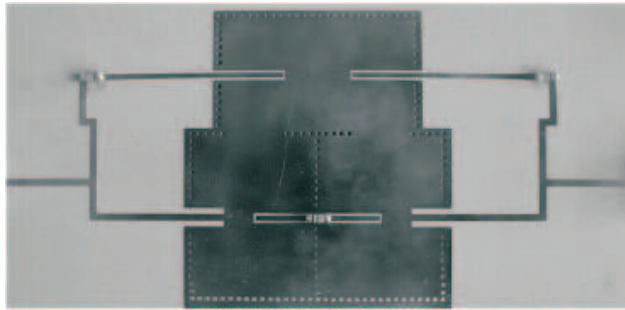
RYSUNEK 2.23: Porównanie charakterystyk zmierzonych z idealnymi

2.8 Wnioski

W niniejszym rozdziale zaprezentowana została optymalizacyjna technika syntezy filtrów stratnych. Zaczynając od podstawowych założeń i zależności, w których wyjaśnione zostały relacje pomiędzy zerami i biegunami funkcji admitancyjnych, a wartościami własnymi stratnej macierzy sprzężeń (zwykłej oraz rozszerzonej), otrzymano pełny i jawny opis matematyczny układu. Następnie, bazując na tychże relacjach, zaproponowana została optymalizacyjna metoda syntezy stratnych funkcji filtrujących. W celu udoskonalenia zbieżności proponowanego algorytmu wyprowadzono zależności na czułości wartości własnych w funkcji elementów macierzy opisującej obwód jako całość. Dodatkowo, aby zapewnić pasywność oraz równomierny rozkład strat w filtrze, zaproponowano zestaw ograniczeń nakładanych na rozwiązanie, które pozwalają



RYSUNEK 2.24: Zmierzona, szerokopasmowa charakterystyka wykonanego układu



RYSUNEK 2.25: Zdjęcie wykonanego układu

w kontrolowany sposób uzyskać założoną odpowiedź. Proponowana metodologia została potwierdzona szeregiem testów numerycznych oraz zweryfikowana eksperymentalnie. Przedstawione wyniki jasno wskazują na zasadność proponowanego rozwiązania oraz pokazują, że stosowana metodologia jest alternatywą dla metody rotacji tożsamościowych.

Filtry dyspersyjne

Celem niniejszego rozdziału jest przedstawienie ogólnej techniki syntezy filtrów ze sprzężeniami dyspersyjnymi. Analogicznie do filtrów stratnych na wstępie, wyprowadzone zostaną zależności pomiędzy odpowiednimi funkcjami reprezentującymi układ a zestawami uogólnionych wartości własnych macierzy sprzężeń. Zależności te stanowią postawę optymalizacyjnej metody syntezy dyspersyjnej macierzy sprzężeń. Następnie proponowane rozwiązanie zostanie zweryfikowana szeregiem testów numerycznych oraz eksperymentalnych nowych układów filtrujących z charakterystykami pseudoeliptycznymi. W ramach tej części przedstawione zostaną także cztery nowe techniki syntezy wymiarowej sprzężeń dyspersyjnych o różnej dokładności.

3.1 Zdefiniowanie problemu syntezy

Podobnie jak w przypadku filtrów stratnych, punktem wyjściowym do zdefiniowania problemu syntezy są parametry rozproszenia filtru. Dla bezstratnego dwuwrotnika, parametry te zdefiniowane są następująco

$$\begin{aligned} S_{11}(s) &= \frac{F(s)}{E(s)} \\ S_{21}(s) &= \frac{P(s)}{\varepsilon E(s)} \end{aligned} \tag{3.1}$$

co jest równoważne z założeniem $K=1$ w (2.1). Znaczenie poszczególnych elementów w powyższym wyrażeniu jest identyczne jak dla filtrów stratnych. Procedura syntezy filtru rozpoczyna się od syntezy wielomianów $E(s)$, $P(s)$ i $F(s)$. Jak zauważono w rozdziale 1, filtry ze sprzężeniami dyspersyjnymi realizują takie same charakterystyki transmisyjne, jak filtry ze sprzężeniami stałymi, jednakże za pomocą mniejszej liczby sprzężeń. Oznacza to, że do syntezy wielomianów można skorzystać z analitycznych procedur opisanych szeroko w literaturze [12, 18, 19] i dlatego nie będą one tutaj omawiane. Kolejnym krokiem jest znalezienie związku pomiędzy wartościami własnymi macierzy sprzężeń a zerami i biegunami wielomianów referencyjnych. Na tym etapie ujawniają się zasadnicze różnice

pomiędzy syntezą fitów ze sprzężeniami zależnymi od częstotliwości a filtrami ze sprzężeniami stałymi. W klasycznym podejściu (przy założeniu stałych wartości współczynników sprzężeń) relacje te zdefiniowane są następująco (równania (10)-(11) w [5] oraz równanie (2) w [51])

$$\begin{aligned} S_{11} &= 1 + 2jR_1 \frac{\det(\mathbf{M}'_0 - j\mathbf{R}' + \omega\mathbf{I}')}{\det(\mathbf{M}_0 - j\mathbf{R} + \omega\mathbf{I})} \\ S_{21} &= -2j\sqrt{R_1 R_N} \frac{\det(\mathbf{M}''_0 - j\mathbf{R}'' + \omega\mathbf{I}'')}{\det(\mathbf{M}_0 - j\mathbf{R} + \omega\mathbf{I})} \end{aligned} \quad (3.2)$$

gdzie \mathbf{M}_0 jest macierzą sprzężeń o wymiarach $N \times N$, \mathbf{R} jest macierzą równą zeru, z wyjątkiem elementów o współrzędnych $R_{11} = R_1$ i $R_{NN} = R_N$, natomiast \mathbf{I} jest macierzą jednostkową. Macierz \mathbf{M}'_0 jest główną, górną podmacierzą otrzymaną po wykreśleniu ostatniego wiersza i ostatniej kolumny z macierzy \mathbf{M}_0 , \mathbf{I}' jest macierzą jednostkową o wymiarze $N-1 \times N-1$. Macierze \mathbf{M}''_0 , \mathbf{R}'' , \mathbf{I}'' powstają w analogiczny sposób przy czym w tym przypadku pierwszy wiersz i ostatnia kolumna są wykreślane z macierzy \mathbf{M}_0 , \mathbf{R} , and \mathbf{I} . Jeśli dopuścimy zmienny charakter sprzężeń, to zależność (3.2) przyjmie następującą postać

$$\begin{aligned} S_{11} &= 1 + 2jR_1 \frac{\det(\mathbf{M}'_0 - j\mathbf{R}' + \omega\mathbf{M}'_1)}{\det(\mathbf{M}_0 - j\mathbf{R} + \omega\mathbf{M}_1)} \\ S_{21} &= -2j\sqrt{R_1 R_N} \frac{\det(\mathbf{M}''_0 - j\mathbf{R}'' + \omega\mathbf{M}''_1)}{\det(\mathbf{M}_0 - j\mathbf{R} + \omega\mathbf{M}_1)} \end{aligned} \quad (3.3)$$

gdzie \mathbf{M}_1 jest symetryczną macierzą wymiaru $N \times N$ zawierającą 1 na głównej diagonalu natomiast na współrzędnych pozadiagonalnych współczynniki kierunkowe sprzężeń o liniowej zmienności z częstotliwością (w dziedzinie prototypu dolnoprzepustowego). Z powyższych wzorów można wnioskować, że wspólne bieguny parametrów rozproszenia to wartości własne następującego pęku macierzowego $\mathbf{L}(\lambda) = \mathbf{M}_0 - j\mathbf{R} - \lambda\mathbf{M}_1$ (w skróconym zapisie $([\mathbf{M}_0 - j\mathbf{R}], \mathbf{M}_1)$). Należy wyjaśnić, że pęk macierzowy $\mathbf{L}(\lambda)$ jest liniową funkcją macierzową $\mathbf{A} - \lambda\mathbf{B}$, gdzie \mathbf{A} i \mathbf{B} są kwadratowymi macierzami, a λ jest liczbą zespoloną, która staje się wartością własną pęku gdy $\det(\mathbf{A} - \lambda\mathbf{B}) = 0$ [44]. Wracając do (3.3), położenie zer transmisyjnych można związać z wartościami własnymi następującego pęku macierzowego $([\mathbf{M}''_0 - j\mathbf{R}''], \mathbf{M}''_1)$. W celu uzupełnienia zbioru pierwiastków pęków macierzowych o pozycje zer odbiciowych (zera S_{11}) konieczne jest przeformułowanie pierwszego wyrażenia (3.3) następująco

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{F}{E} = 1 + 2jR_1 \frac{\det(\mathbf{M}'_0 - j\mathbf{R}' + \omega\mathbf{M}'_1)}{\det(\mathbf{M}_0 - j\mathbf{R} + \omega\mathbf{M}_1)} \\ \frac{F - E}{E} &= \frac{F'}{E} = 2jR_1 \frac{\det(\mathbf{M}'_0 - j\mathbf{R}' + \omega\mathbf{M}'_1)}{\det(\mathbf{M}_0 - j\mathbf{R} + \omega\mathbf{M}_1)} \end{aligned} \quad (3.4)$$

gdzie F i E to wielomiany wyznaczone analitycznie z [18]. Z powyższych zależności jasno wynika, że zera nowego wielomianu F' są wartościami własnymi następującego pęku macierzewego $([\mathbf{M}'_0 - j\mathbf{R}'], \mathbf{M}'_1)$.

Mając analitycznie wyznaczone wielomiany P , F , E , G oraz znając związek pomiędzy odpowiednio zdefiniowanymi pękami macierzewymi a zerami i biegunami tychże wielomianów, problem syntezy można zdefiniować jako problem optymalizacyjny z następującą funkcją celu

$$EF_D = (\boldsymbol{\lambda}_0 - \boldsymbol{\lambda})^h (\boldsymbol{\lambda}_0 - \boldsymbol{\lambda}) \quad (3.5)$$

gdzie $\boldsymbol{\lambda}_0$ jest zbiorem referencyjnych pierwiastków wielomianów otrzymanych analitycznie, natomiast $\boldsymbol{\lambda}$ jest wektorem wartości własnych pęków macierzewych $([\mathbf{M}_0 - j\mathbf{R}], \mathbf{M}_1)$, $([\mathbf{M}'_0 - j\mathbf{R}'], \mathbf{M}'_1)$, $([\mathbf{M}''_0 - j\mathbf{R}''], \mathbf{M}''_1)$ otrzymanych w danej iteracji ($(\cdot)^h$ oznacza sprzężenie hermitowskie). Tak zdefiniowany problem może zostać zminimalizowany techniką programowania kwadratowego przedstawionego w [48] w drodze iteracji z wykorzystaniem obszaru ufności (ang. "trust region").

3.2 Wyznaczenie czułości wartości własnych

Analogicznie jak w przypadku filtrów stratnych, w celu wyliczenia gradientów wartości własnych wymaganych przez algorytm należy znaleźć czułości uogólnionych wartości własnych w funkcji elementów macierzy sprzężeń. Wychodząc z zaburzonego uogólnionego problemu własnego (rozważamy zaburzenie części dyspersyjnej) otrzymuje się

$$\mathbf{M}_0 \mathbf{x}_i = \lambda'_i (\mathbf{M}_1 + \Delta \mathbf{M}_1) \mathbf{x}_i \quad (3.6)$$

gdzie $\lambda'_i = \lambda_i + \delta \lambda_i$ jest zaburzoną i -tą wartością własną, \mathbf{x}_i jest i -tym wektorem własnym, natomiast macierze \mathbf{M} , \mathbf{M}_1 zdefiniowane zostały wcześniej. Przemnażając równanie (3.6) przez \mathbf{x}_i^H otrzymuje się

$$\lambda_i \mathbf{x}_i^h \mathbf{M}_0 \mathbf{x}_i = \lambda'_i \mathbf{x}_i^h \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_i + \lambda'_i \mathbf{x}_i^h \Delta \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_i \quad (3.7)$$

podstawiając do powyższej równości wyrażenie $\lambda'_i = \lambda_i + \delta \lambda_i$, a następnie dzieląc przez $\mathbf{x}_i^h \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_i$, otrzymuje się (po odrzuceniu współczynników wyższych rzędów)

$$\frac{\delta \lambda_i}{\delta M_1^{(j,k)}} = -\lambda_i \frac{\mathbf{x}_i^h \mathbf{T}_1 \mathbf{x}_i}{\mathbf{x}_i^h \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_i} \quad (3.8)$$

gdzie \mathbf{T}_1 jest symetryczną macierzą $(N \times N)$ z niezerowymi elementami na współrzędnych $T_1^{(j,k)} = T_1^{(k,j)} = 1$. Przykładowo, dla $j=2$ i $k=3$ macierz \mathbf{T}_1 ma następującą postać:

$$T_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \vdots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

Postępując w podobny sposób, można wyznaczyć czułości względem elementów macierzy \mathbf{M}_0

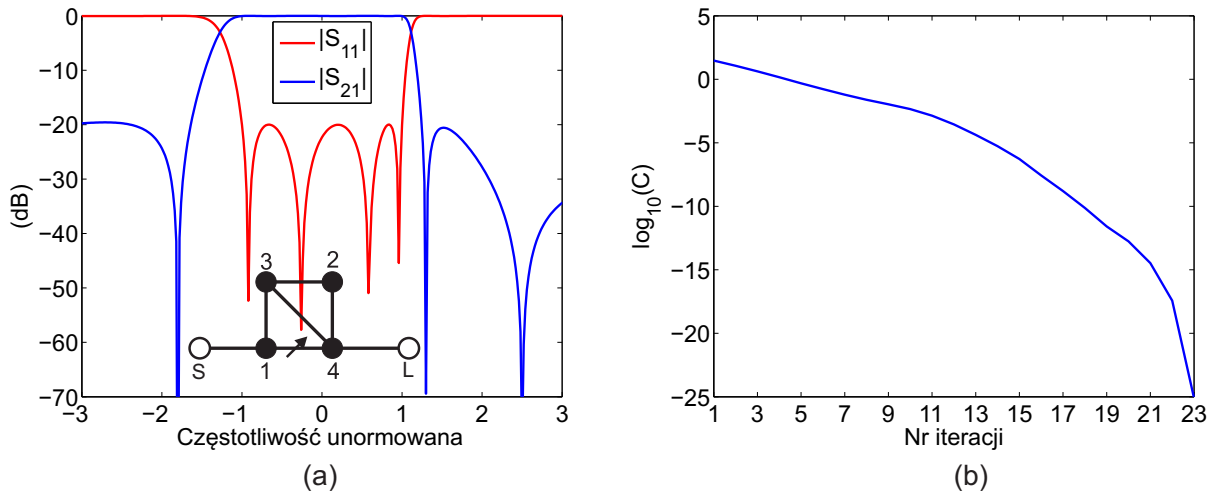
$$\frac{\delta \lambda_i}{\delta M_0^{(j,k)}} = \frac{\mathbf{x}_i^h \mathbf{T}_0 \mathbf{x}_i}{\mathbf{x}_i^h \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_i} \quad (3.9)$$

gdzie \mathbf{T}_0 jest analogiczna do \mathbf{T}_1 . Czułości wartości własnych względem elementów macierzy \mathbf{R} są identyczne jak (3.9), przy czym należy je przemnożyć przez $-j$. Pochodne dla problemów asymetrycznych (po usunięciu pierwszego wiersza i ostatniej kolumny) wyznacza się analogicznie, jednakże w tym przypadku trzeba wykorzystać lewe i prawe wektory własne.

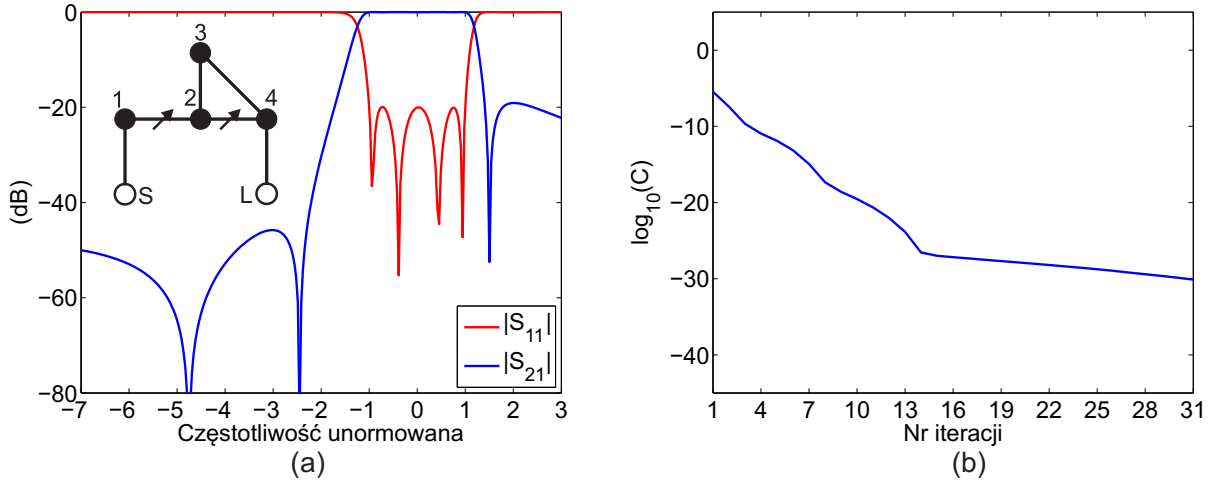
3.3 Przykłady syntezy dyspersyjnej macierzy sprzężeń

Pierwszym przykładem wykorzystania metody opisanej w poprzednich sekcjach jest filtr czwartego rzędu, w konfiguracji kwadrupletu, z trzema asymetrycznie położonymi zerami transmisyjnymi. Dopasowanie filtru wynosi -20 dB, natomiast prototypowe pozycje zer transmisyjnych są następujące: $\omega = -1.8$, $\omega = 1.3$ i $\omega = 2.5$. Rysunek 3.1 (a) przedstawia idealną odpowiedź filtru (topologia filtru przedstawiona została we wstawce). Oznaczenia rezonatorów oraz elementów nierezonujących są analogicznie jak dla filtrów stratnych. Sprzężenia stałe zaznaczone zostały liniami ciągłymi, natomiast sprzężenie dyspersyjne zaznaczono linią ciągłą przeciętą strzałką (pomiędzy rezonatorem 1 i 4). Wartości sprzężeń stałych oraz zmiennych z częstotliwością zamieszczone zostały w pierwszej kolumnie tabeli 3.1. Należy zwrócić uwagę, że zostały tu umieszczone tylko elementy pozadiagonalne macierz \mathbf{M}_1 (główna diagonalna zawsze zawiera 1). Główną zaletą dodania sprzężenia dyspersyjnego w stosunku do rozwiązania klasycznego, jest pojawienie się dodatkowego zera transmisyjnego. Profil zbieżności algorytmu przedstawiono na rysunku 3.1 (b). Całkowity czas syntezy nie przekracza 5 sekund.

Drugim przykładem jest również filtr czwartego rzędu z -20 dB dopasowaniem. Pozycje zer transmisyjnych są następujące: $\omega = -4.5$, $\omega = -2.5$, $\omega = 1.5$. Topologia filtru (wstawka na rysunku 3.2 (b)) składa się z tripletu (rezonatory 2-3-4) kaskadowo połączonego z rezonatorem 1. W proponowanym układzie zastosowano dwa sprzężenia zmienne z częstotliwością. Pierwsze umieszczone zostało pomiędzy pierwszym i drugim rezonatorem i odpowiada za pozycję pierwszego zera po dolnej stronie pasma. Drugie sprzężenie, pomiędzy rezonatorami 2 i 4 (sprzężenie skrośne), odpowiada za dwa pozostałe zera transmisyjne. W klasycznym podejściu (przy założeniu stałych sprzężeń) rozważany obwód realizuje tylko jedno zero transmisyjne (czysto urojone). Profil zbieżności algorytmu przedstawiono na rysunku 3.2 (b). Podobnie jak w poprzednim przypadku otrzymano monotoniczny charakter krzywej. Wartości elementów stałej oraz dyspersyjnej części macierzy sprzężeń zamieszczone w drugiej kolumnie tabeli 3.1.



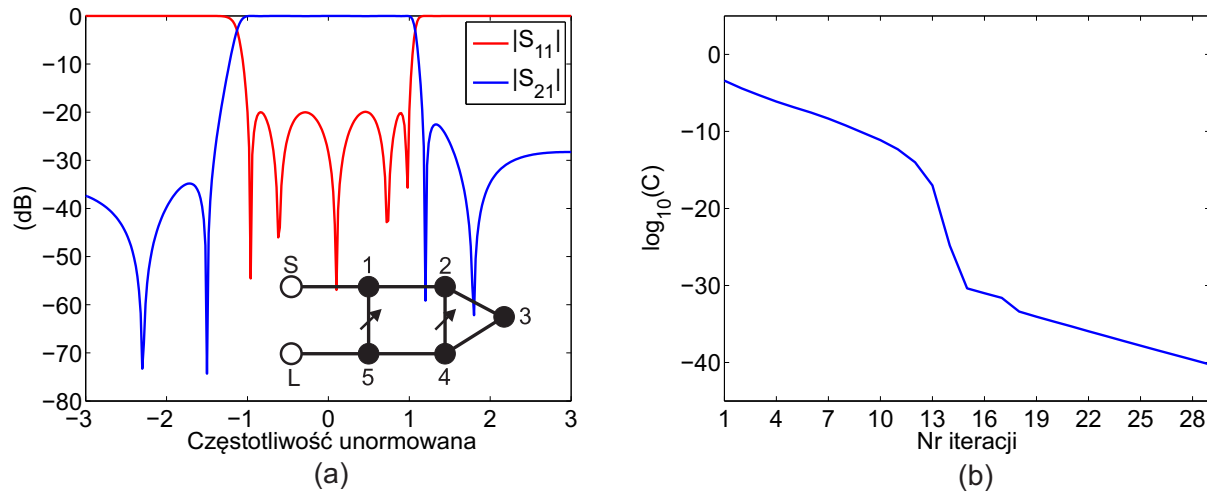
RYSUNEK 3.1: (a) Idealna odpowiedź filtru (topologia we wstawce), (b) profil zbieżności



RYSUNEK 3.2: (a) Idealna odpowiedź filtru (topologia we wstawce), (b) profil zbieżności

Trzecim i ostatnim przykładem jest filtr piątego rzędu o dopasowaniu -20 dB z czterema zerami transmisyjnymi umieszczonymi na $\omega = -2.2$, $\omega = -1.5$, $\omega = 1.2$, $\omega = 1.8$. Schemat sprzężeń oraz założona odpowiedź przedstawione zostały na rysunku 3.3 (a). Podobnie jak w poprzednich przypadkach, zmiana charakteru wybranych sprzężeń poskutkowałą zwiększoną liczbą zer transmisyjnych. Profil zbieżności algorytmu przedstawiono na rysunku 3.3 (b). Tak jak w poprzednich przykładach, uzyskano monotoniczny charakter krzywej. Wartości elementów stałej oraz dyspersyjnej części macierzy sprzężeń zamieszczono w trzeciej kolumnie tabeli 3.1.

We wszystkich testowanych przykładach punktem wyjściowym do optymalizacji był filtr w konfiguracji inline o założonym dopasowaniu -20 dB oraz wszystkich sprzężeniach skrośnych, stałych jak i dyspersyjnych, ustawionych na 0. Do wyznaczenia punktu startowego wykorzystano procedurę opisaną w [50]. Przedstawiona w niniejszym rozdziale



RYSUNEK 3.3: (a) Idealna odpowiedź filtru (topologia we wstawce), (b) profil zbieżności

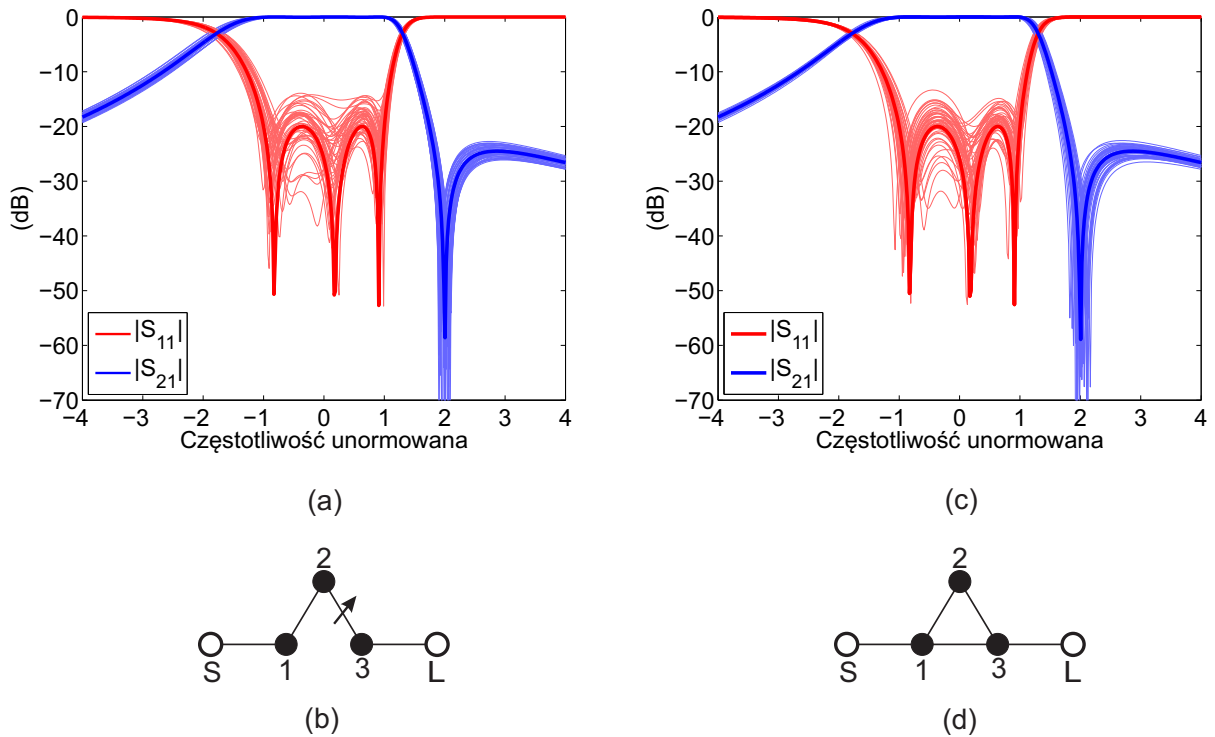
TABLICA 3.1: Wartości sprzężeń stałych oraz dyspersyjnych

Przykład 1		Przykład 2		Przykład 3	
R_1	1.0155	R_1	1.0433	R_1	0.9902
$M_0^{(1,1)}$	-0.0155	$M_0^{(1,1)}$	0.3376	$M_0^{(1,1)}$	0.0207
$M_0^{(2,2)}$	-0.7110	$M_0^{(1,2)}$	0.9088	$M_0^{(1,2)}$	0.7551
$M_0^{(1,3)}$	0.8910	$M_0^{(2,2)}$	0.3291	$M_0^{(2,2)}$	0.2137
$M_0^{(2,3)}$	0.5683	$M_0^{(2,3)}$	0.2990	$M_0^{(2,3)}$	0.7610
$M_0^{(3,3)}$	0.3019	$M_0^{(3,3)}$	0.8719	$M_0^{(3,3)}$	-0.4268
$M_0^{(1,4)}$	-0.2269	$M_0^{(2,4)}$	0.7006	$M_0^{(2,4)}$	0.3257
$M_0^{(2,4)}$	0.6652	$M_0^{(3,4)}$	-0.4664	$M_0^{(3,4)}$	0.7610
$M_0^{(3,4)}$	0.5928	$M_0^{(4,4)}$	0.2656	$M_0^{(4,4)}$	0.2137
$M_0^{(4,4)}$	-0.0155	R_N	1.0260	$M_0^{(1,5)}$	0.0750
R_N	1.0155	$M_1^{(1,2)}$	0.2601	$M_0^{(4,5)}$	-0.7551
$M_1^{(1,4)}$	0.1426	$M_1^{(2,4)}$	0.2883	$M_0^{(5,5)}$	0.0207
-	-	-	-	R_N	0.9902
-	-	-	-	$M_1^{(2,4)}$	0.4529
-	-	-	-	$M_1^{(1,5)}$	0.0707

technika syntezy filtrów dyspersyjnych wraz z przykładami numerycznymi została opisana i opublikowana w [92].

3.4 Analiza deformacji charakterystyk rozproszenia filtrów w funkcji zaburzeń wartości sprzężeń

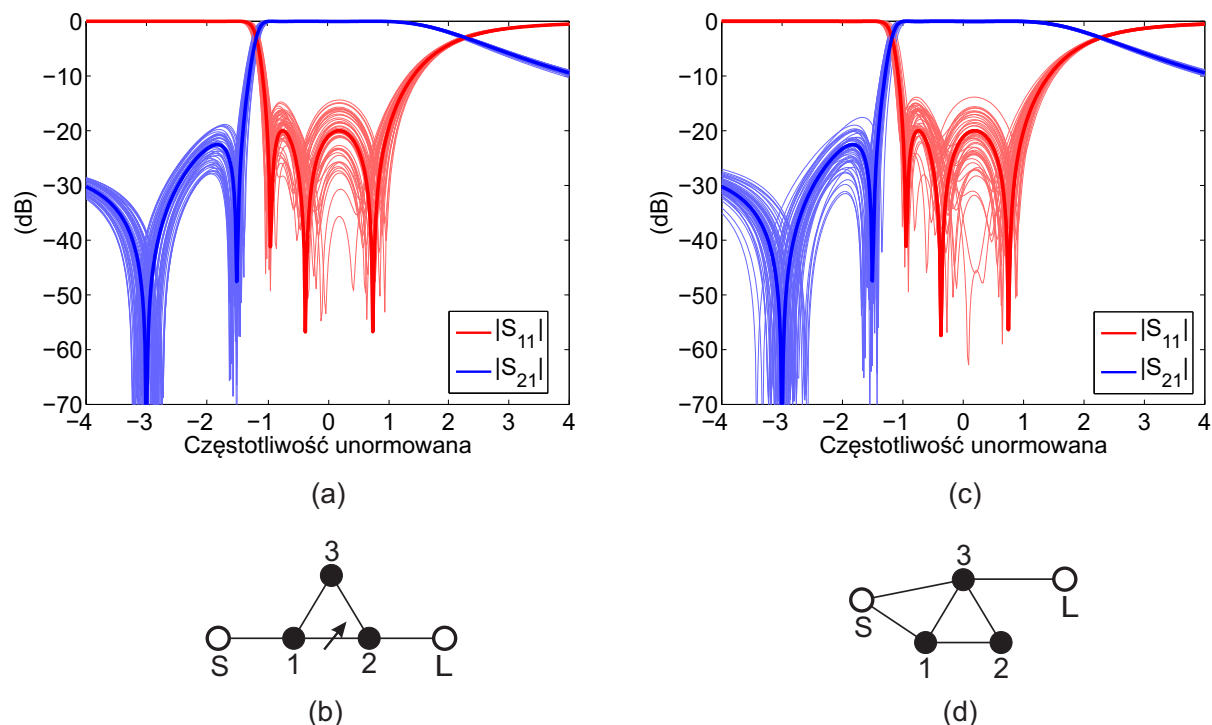
W klasycznych strukturach filtrujących maksymalna liczba zer transmisyjnych możliwa do zrealizowania w danej topologii wynosi N (gdzie N jest rzędem filtru). Uzyskanie takiej liczby zer transmisyjnych związane jest z bezpośrednim sprzężeniem pomiędzy



RYSUNEK 3.4: (a) Parametry rozproszenia filtra ze sprzężeniami dyspersyjnymi, (b) topologia, (a) parametry rozproszenia filtra ze sprzężeniami stałymi, (b) topologia

źródłem a obciążeniem, tworząc tzw. strukturę kanoniczną [12, 19]. Niestety, główną wadą tego rozwiązania jest wzrost czułości charakterystyk filtra w funkcji zaburzeń wartości sprzężeń, co bezpośrednio przekłada się na realizacje fizyczne. W związku z powyższym, w topologiach ze sprzężeniami stałymi częściej stosuje się kaskadowe połączenie sekcji tripletów lub kwadrupletów do zachowania porównywalnej selektywności [56]. Niemniej jednak, aby w tych konfiguracjach uzyskać dowolne położenie zer, często pojawia się potrzeba stosowania sprzężeń diagonalnych (zagnieżdżonych), które w znacznym stopniu komplikują wykonanie układu. Proponowane w ramach niniejszej rozprawy rozwiązanie, bazujące na wprowadzeniu sprzężeń dyspersyjnych do klasycznych topologii, daje możliwość uzyskania dodatkowych zer transmisyjnych w charakterystyce przenoszenia. Mając na względzie praktyczne zastosowanie tych układów, konieczne jest określenie wpływu zaburzeń wartości sprzężeń na odpowiedzi tego typu filtrów. W tym celu zostaną ze sobą zestawione układy z identyczną liczbą zer transmisyjnych, przy realizacji ze sprzężeniami dyspersyjnymi oraz stałymi. Dla każdego z analizowanych przykładów wygenerowano po pięćdziesiąt serii jednorodnych, losowych zaburzeń (jednocześnie dla wszystkich sprzężeń) z zakresu $\pm 5\%$ wartości danego sprzężenia (części stałej).

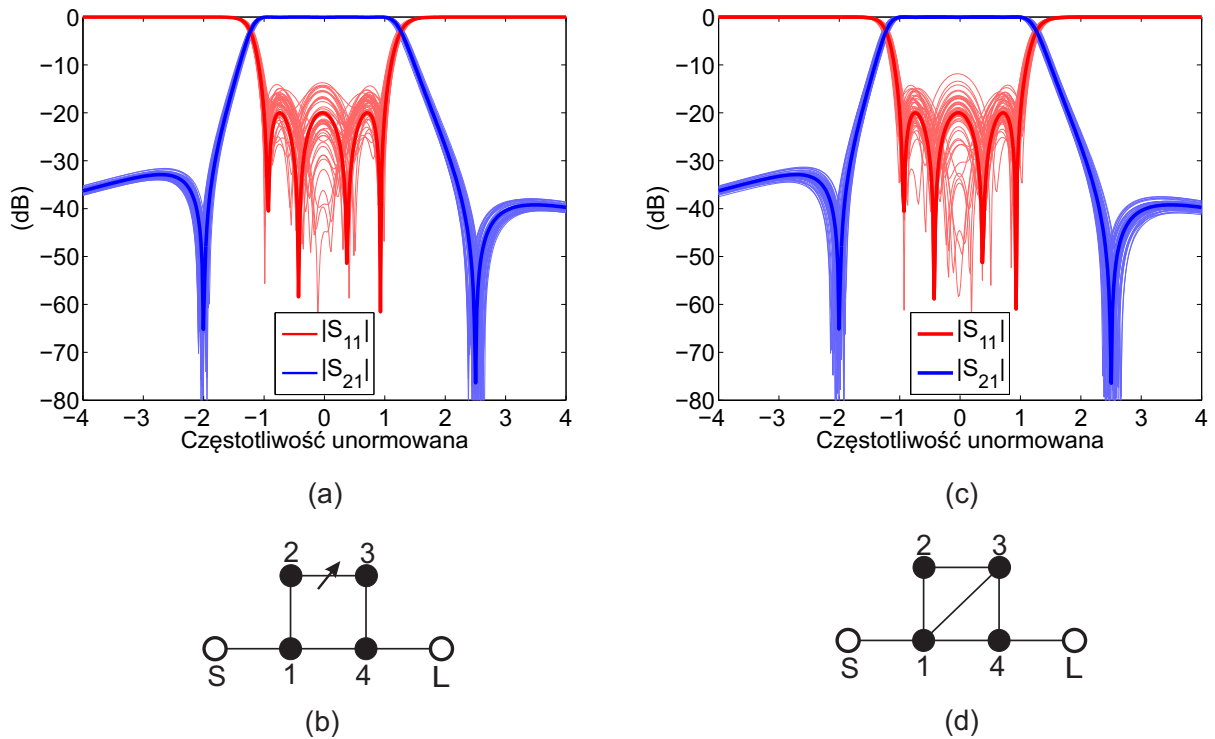
Pierwszym z analizowanych przykładów jest filtr trzeciego rzędu w topologii kaskadowej przedstawiony na rysunku 3.4 (b). Zasadniczo, bezpośrednie połączenie rezonatorów nie pozwala realizować zer transmisyjnych, jednakże zmieniając charakter jednego ze sprzężeń stałych na zmienne z częstotliwością, można uzyskać pojedyncze (urojone) zero transmisyjne. Warto dodać, że zmieniając kolejne sprzężenie ze stałego na dyspersyjne,



RYSUNEK 3.5: (a) Parametry rozproszenia filtra ze sprzężeniami dyspersyjnymi, (b) topologia, (a) parametry rozproszenia filtra ze sprzężeniami stałymi, (b) topologia

można uzyskać większą selektywność, tj. dodatkowe zero transmisyjne (urojone). Na rysunku 3.4 (a) przedstawione zostały wyniki analizy czułościowej. Rozrzut położenia zera transmisyjnego w stosunku do wartości założonej wyniósł 9%, natomiast dopasowanie w najgorszym punkcie zredukowane zostało do poziomu -14 dB. Otrzymane rezultaty skonfrontowano z analogicznym filtrem zrealizowanym w oparciu tylko o sprzężenia stałe. Jak już wspomniano, w konfiguracji kaskadowej nie ma możliwości uzyskania zer transmisyjnych, dlatego też konieczne jest wprowadzenie sprzężenia skrośnego pomiędzy pierwszy i trzeci rezonator, tak jak pokazano na rysunku 3.4 (d). Po analizie charakterystyk z rysunku 3.4 (c) można stwierdzić, że rozrzut położenia zera transmisyjnego w stosunku do wartości nominalnej wyniósł 17%, natomiast dopasowanie w najgorszym punkcie jest równe niespełna -13 dB.

Drugim przykładem jest również filtr trzeciego rzędu w topologii tripletu, z dyspersyjnym sprzężeniem skrośnym, przedstawiony na rysunku 3.5(b). Dzięki zastosowaniu sprzężenia zmiennego z częstotliwością o ujemnym współczynniku kierunkowym uzyskano dwa zera transmisyjne po jednej stronie pasma zaporowego. Należy podkreślić, że w celu realizacji zer transmisyjnych po obu stronach pasma należy zmienić znak współczynnika kierunkowego z ujemnego na dodatni. W analizowanym przykładzie rozrzut położenia zer transmisyjnych wyniósł, odpowiednio, 16.63% dla pierwszego (niższego) zera transmisyjnego oraz 7.97% dla drugiego. Dopasowanie w najgorszym punkcie wyniosło -14.93 dB. Analogicznie do poprzedniego przykładu, otrzymane wyniki zostały porównane z odpowiednikiem zrealizowanym w oparciu o sprzężenia stałe. W celu uzyskania założonej

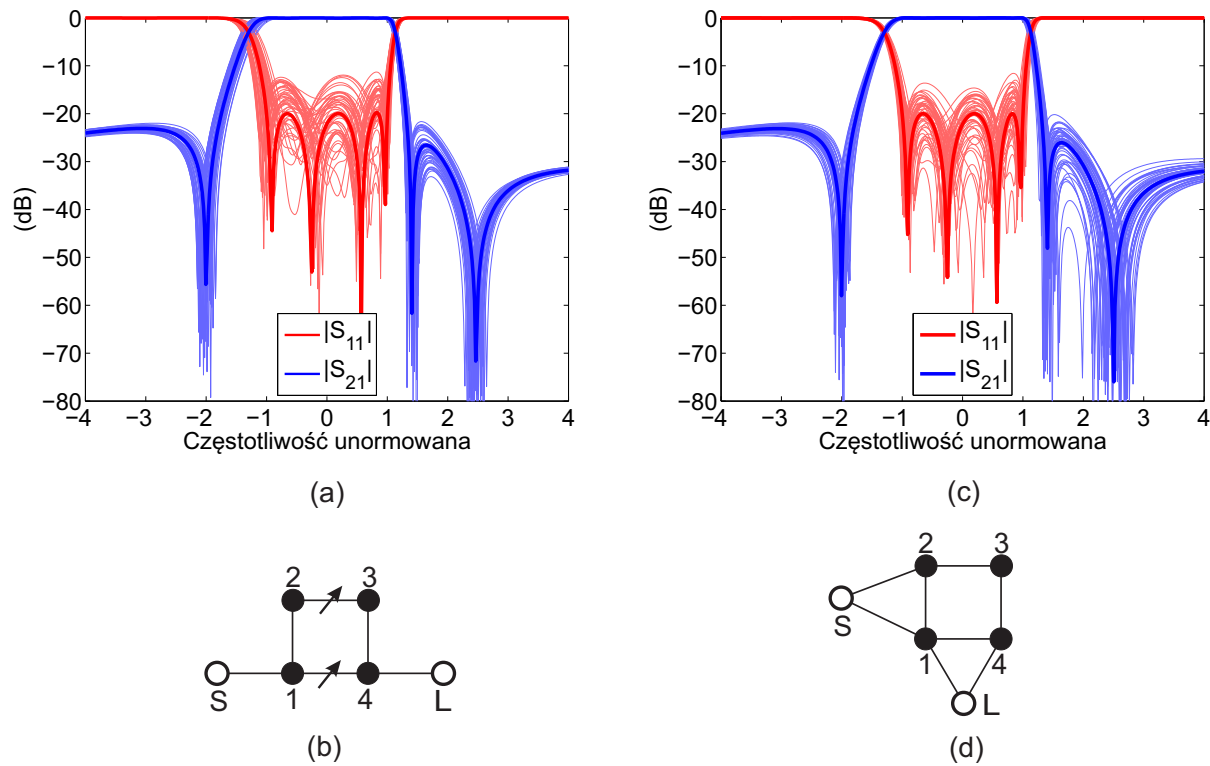


RYSUNEK 3.6: (a) Parametry rozproszenia filtra ze sprzężeniami dyspersyjnymi, (b) topologia, (a) parametry rozproszenia filtra ze sprzężeniami stałymi, (b) topologia

liczby zer transmisyjnych, konieczne jest wprowadzenie dodatkowego sprzężenia ze źródła do trzeciego rezonatora, tak jak pokazano na rysunku 3.5(d). W tym przypadku rozrzut wartości pierwszego zera transmisyjnego wyniósł 28.57%, a drugiego 22.6%. Dopasowanie w najgorszym punkcie wyniosło -13.9 dB.

Trzeci układ to filtr czwartego rzędu w konfiguracji kwadrupletu. W klasycznych rozwiązaniach bazujących na sprzężeniach stałych topologia ta realizuje parę symetrycznych zer transmisyjnych. Poprzez wprowadzenie sprzężenia dyspersyjnego pomiędzy drugi i trzeci rezonator, możliwe jest uzyskanie dwóch zer transmisyjnych o dowolnym położeniu na osi częstotliwości. Topologia układu oraz odpowiadająca mu analiza czułościowa przedstawione zostały, odpowiednio, na rysunku 3.6 (b) oraz 3.6 (a). W badanym układzie maksymalny rozrzut dla dolnego zera transmisyjnego wyniósł 9%, natomiast dla górnego 10.36%. W najmniej korzystnym przypadku dopasowanie wyniosło -13.7 dB. Ponieważ układ ze sprzężeniami stałymi realizuje jedynie symetryczne odpowiedzi, konieczne jest wprowadzenie sprzężenia diagonalnego pomiędzy pierwszy i trzeci rezonator, tak jak pokazano na rysunku 3.6 (d). Otrzymana analiza czułościowa dla topologii ze sprzężeniami stałymi przedstawiona jest na rysunku 3.6 (c). Maksymalny rozrzut dla dolnego i górnego zera wyniósł, odpowiednio, 10.85% oraz 11.96%, natomiast najmniejsza wartość dopasowania osiągnęła poziom -11.86 dB.

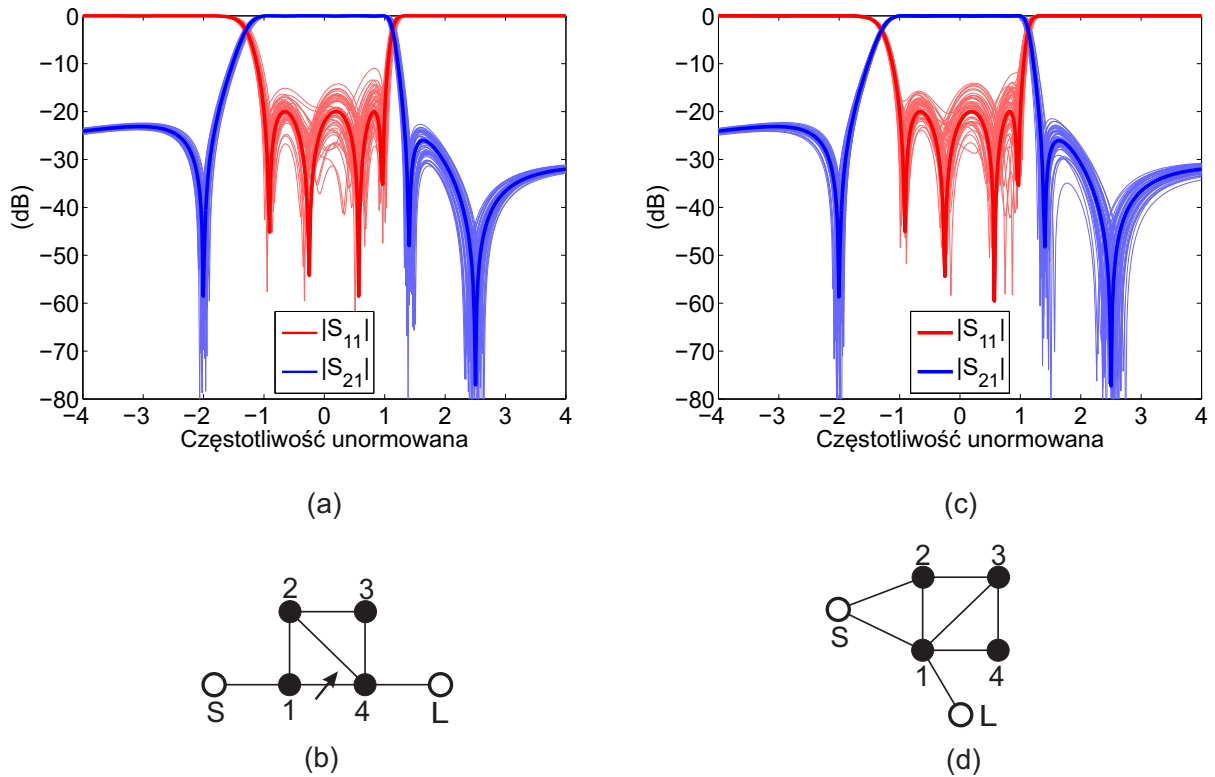
Kolejną z badanych topologii jest konfiguracja z poprzedniego przykładu z dodatkowym sprzężeniem dyspersyjnym pomiędzy pierwszym i czwartym rezonatorem tak, jak pokazano na rysunku 3.7 (b). W efekcie możliwe jest uzyskanie trzech zer trans-



RYСУNEK 3.7: (a) Parametry rozproszenia filtra ze sprzężeniami dyspersyjnymi, (b) topologia, (a) parametry rozproszenia filtra ze sprzężeniami stałymi, (b) topologia

misyjnych o dowolnych położeniach (urojonych oraz zespolonych). Należy zaznaczyć, że jest to maksymalna liczba zer, jaką układ jest w stanie zrealizować bez wprowadzenia sprzężenia pomiędzy źródło a obciążenie. W wyniku przeprowadzonej analizy czułościowej przedstawionej na rysunku 3.7 (a) otrzymano następujące rozrzuty zer transmisyjnych (kolejno od najmniejszego do największego położenia): 15%, 12.8%, 14.36%. Poziom dopasowania spadł do -11.3 dB w najgorszym punkcie. W analogicznym rozwiązaniu ze sprzężeniami stałymi konieczne jest wprowadzenie dodatkowych sprzężeń ze źródła oraz obciążenia do rezonatorów, aby zrealizować ekwiwalentną liczbę zer transmisyjnych. W rezultacie otrzymano następujące rozrzuty zer transmisyjnych 13%, 19.93%, 33.52%, a dopasowanie zredukowane zostało do -11.6 dB.

Ostatnim przykładem jest również topologia kwadrupletu, jednak tym razem jedno ze sprzężeń dyspersyjnych zostało zamienione na sprzężenie diagonalne, tak jak pokazano na rysunku 3.8 b). Analiza czułościowa z rysunku 3.8 (a) wykazała następujące rozrzuty zer transmisyjnych (zaczynając kolejno od najmniejszego do największego): 9%, 12.8% oraz 12.76% oraz dopasowanie -11 dB w najgorszym punkcie. Modyfikacji uległ również odpowiednik ze sprzężeniami stałymi przedstawiony na rysunku 3.8(d), w którym jedno ze sprzężeń wychodzących z obciążenia zamienione zostało na sprzężenie diagonalne (zagnieżdżone). Otrzymane charakterystyki czułościowa zamieszczono na rysunku 3.8 (c). W tej konfiguracji otrzymano następujące rozrzuty zer (począwszy od najmniejszej częstotliwości): 9%, 19.93%, 19.16%. Najgorsze dopasowanie jest równe -11.97 dB.



RYSUNEK 3.8: (a) Parametry rozproszenia filtru ze sprzężeniami dyspersyjnymi, (b) topologia, (a) parametry rozproszenia filtru ze sprzężeniami stałymi, (b) topologia

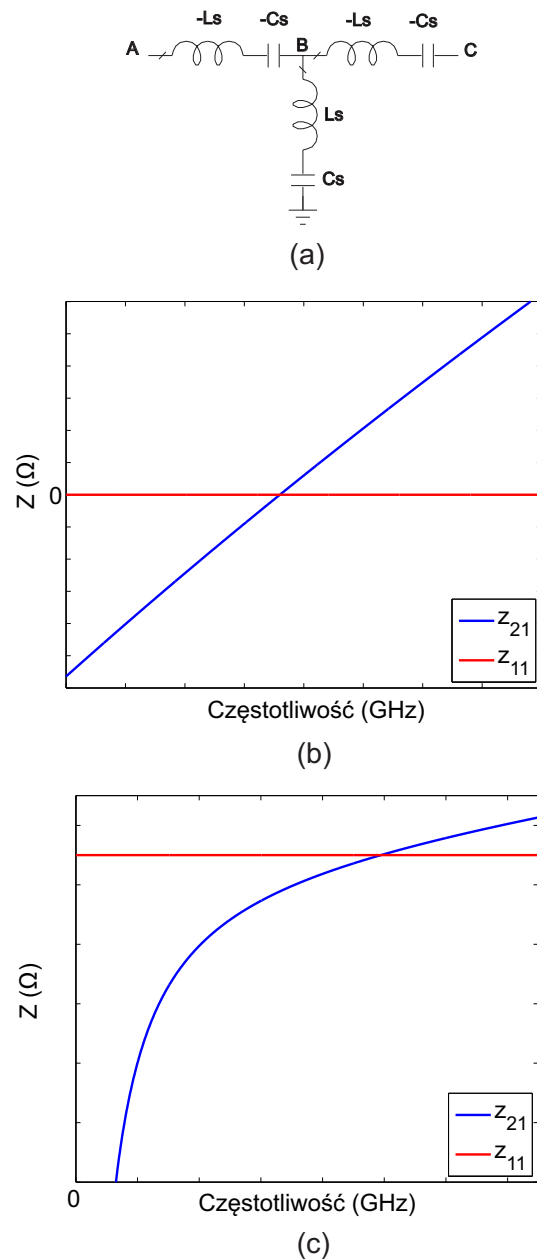
Podsumowując, z powyższych danych jasno wynika, że stosowanie sprzężeń dyspersyjnych w klasycznych topologiach pozwala na zwiększenie selektywności, przy jednoczesnym zmniejszeniu liczby sprzężeń. Na podstawie przeprowadzonych analiz czułościowych można wywnioskować, że struktury ze sprzężeniami zmiennymi z częstotliwością cechują się mniejszą wrażliwością odpowiedzi w stosunku do odpowiedników zrealizowanych w oparciu o sprzężenia stałe.

3.5 Hybrydowy model filtru z idealnymi inwerterami

W poprzednich podrozdziałach przedstawiona została metoda syntezy filtrów dyspersyjnych wraz ze wskazaniem na korzyści wynikające ze stosowania sprzężeń zmiennych z częstotliwością w stosunku do klasycznych rozwiązań. W celu dokładnego przedstawienia fizycznego sensu sprzężenia dyspersyjnego zaczniemy od przywołania ogólnej macierzy impedancyjnej takiego inwertera (w dziedzinie prototypu dolnoprzepustowego)

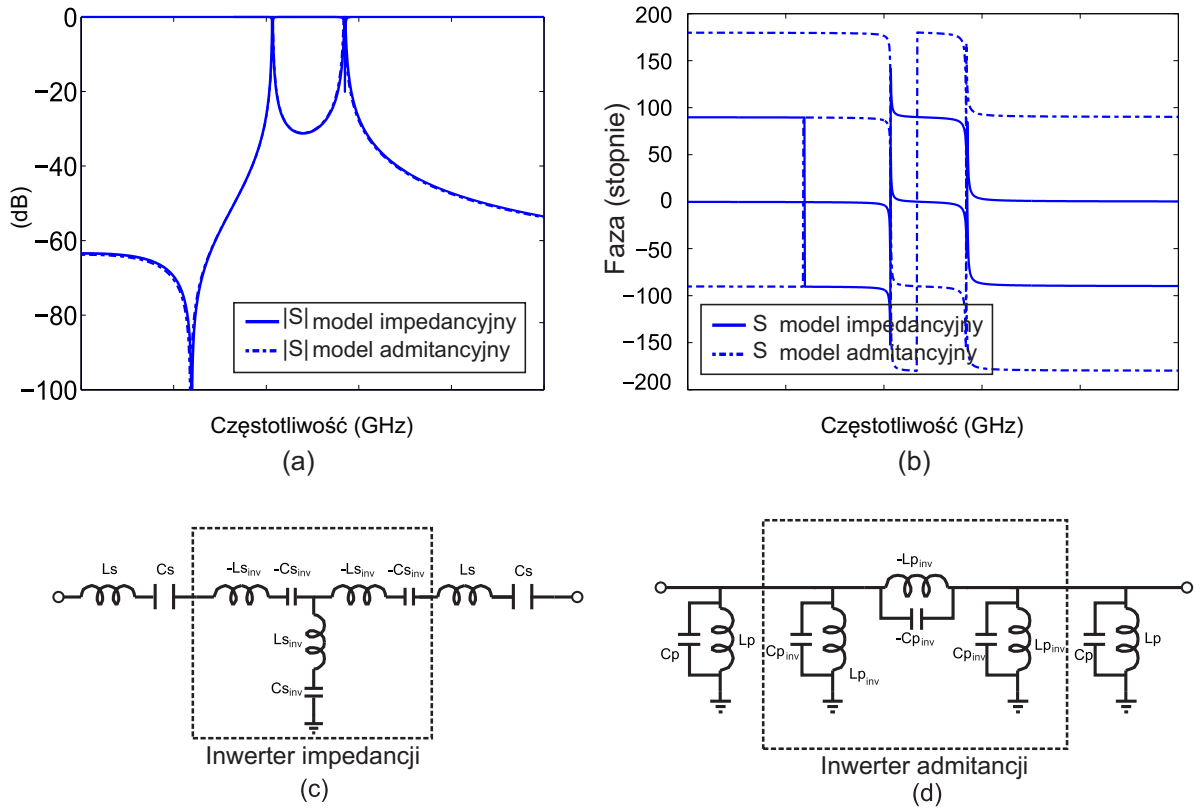
$$\mathbf{Z} = j \begin{bmatrix} 0 & m_1^{ij} \omega + m_0^{ij} \\ m_1^{ij} \omega + m_0^{ij} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

gdzie m_1^{ij} oznacza część dyspersyjną sprzężenia natomiast m_0^{ij} odpowiada za część stałą. Indeksy i, j określają numery sprzężonych rezonatorów. Należy pamiętać, że w przypadku



RYSUNEK 3.9: (a) Skupiony model inwertera zmiennego z częstotliwością, (b) parametry impedancyjne inwertera zmiennego z częstotliwością, (c) szerokopasmowe parametry impedancyjne inwertera zmiennego z częstotliwością

standardowych filtrów współczynnik $m_1^{i,j}$ jest równy zero. Z klasycznej teorii syntezy filtrów [38] wiadomo, że aby uzyskać skupiony obwód inwertera w dziedzinie rzeczywistej, konieczny jest proces denormalizacji jego wartości. W tym celu należy wykonać transfor-



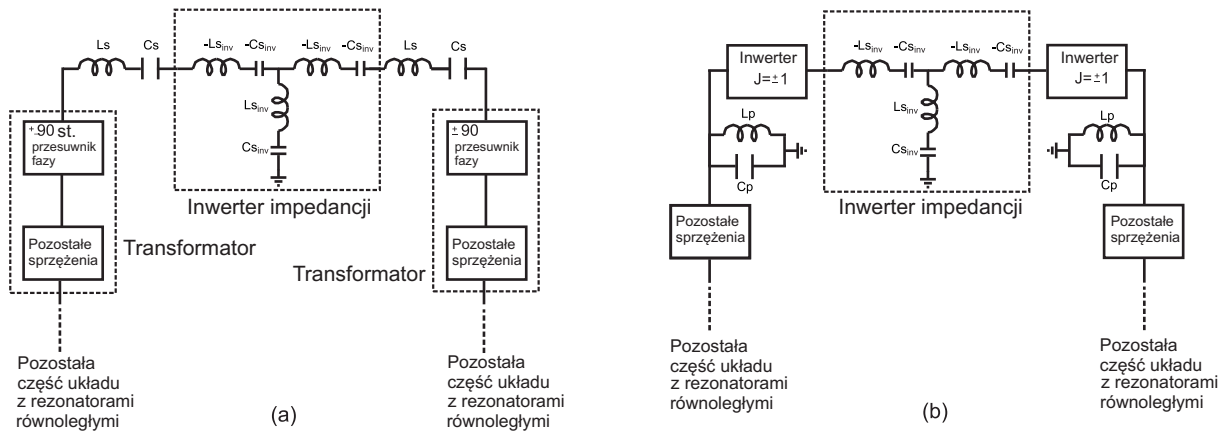
RYSUNEK 3.10: (a), (b) Porównanie amplitud oraz faz parametrów rozproszenia dwóch modeli dyspersyjnie sprzężonych rezonatorów dla dodatniego nachylenia sprzężenia, (c) realizowalny szeregowy model sprzężonych rezonatorów, (d) nierealizowalny równoległy model sprzężonych rezonatorów

mację składników zmiennych z ω zgodnie z wzorami [38]:

$$\begin{aligned}
 L_s &= \frac{\gamma_0 g}{FBW \omega_0}, C_s = \frac{FBW}{\omega_0 \gamma_0 g} \\
 L_p &= \frac{FBW \gamma_0}{\omega_0 g}, C_p = \frac{g}{FBW \omega_0 \gamma_0 g}
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

gdzie L_s, C_s to indukcyjność oraz pojemność modelu szeregowego, natomiast L_p, C_p to indukcyjność oraz pojemność modelu równoległego. Zmienna g jest współczynnikiem części dyspersyjnej, natomiast zmienna γ_0 jest równa impedancji (lub konduktancji) portów. W wyniku otrzymuje się obwody rezonansowe szeregowo (lub równoległe) w schemacie typu T (lub typu Π), tak jak to przedstawiono na rysunku 3.9 (a). Szeregowo obwody o ujemnych wartościach pojemności i indukcyjności (pomiędzy węzłami A i B oraz B i C) są absorbowane przez rezonatory podłączone do rezonatora. Przykładowe charakterystyki impedancyjne dla omawianego modelu przedstawiono na rysunku 3.9 (b), (c). Jak można zauważyć, w otoczeniu częstotliwości rezonansowej inwertera (miejsce zerowe prostej) charakterystyka z_{21} zachowuje zmienność liniową, a więc dokładnie tak, jak w macierzy sprzężeń. Warto dodać, że pasmo w jakim zmianę częstotliwościową można

uważać za liniową zależy od parametrów transformacji, czyli częstotliwości środkowej i pasma projektowanego filtru. Szerokopasmowe charakterystyki ukazujące nieliniowość charakterystyki częstotliwościowej inwertera przedstawione zostały na rysunku 3.9 (c). Dotychczasowe rozważania bazowały na inwerterze, którego współczynnik kierunkowy $m_1^{i,j}$ był dodatni, dzięki czemu charakterystyka sprzęgająca z_{21} była rosnąca. W tym punkcie należy zadać pytanie czy istnieje realizacja analogicznego inwertera o ujemnym współczynniku nachylenia? Otóż, bazując na transformacjach 3.11 można pokazać, że jest to niemożliwe. Uzyskany w ten sposób obwód miałby ujemne wartości indukcyjności oraz pojemności [64] części równoległej (pomiędzy węzłem B i masą), które w żaden sposób nie mogą zostać skompensowane, co w oczywisty sposób wyklucza realizację. Przeprowadzając analogiczne rozumowanie dla opisu opartego na parametrach admitancyjnych (model równoległy), można stwierdzić, że sytuacja jest odwrotna [65]. Mianowicie, sprzężenie zmienne z częstotliwością o dodatnim współczynniku kierunkowym wymaga ujemnych wartości indukcyjności oraz pojemności, których nie można skompensować. Z powyższego można wywnioskować, że macierz impedancyjna (lub admitancyjna) filtru, w którym występują dodatnie bądź ujemne współczynniki kierunkowe sprzężeń dyspersyjnych, można zrealizować w formie sprzężonych obwodów szeregowych lub równoległych. Niestety, ujednolicony opis obwodowy modelu, w którym jednocześnie występują szeregowe oraz równoległe sprzężone rezonatory, prowadzi do skomplikowanych i niepraktycznych wyrażen matematycznych. W związku z powyższym, konieczne jest wprowadzenie prostego oraz użytecznego modelu, który pozwoli na wykorzystanie, w jednym obwodzie, sprzężeń o różnych znakach nachylenia. W tym celu zacznijmy od porównania odpowiedzi pary dyspersyjnie sprzężonych rezonatorów (przy założeniu dodatniego współczynnika kierunkowego, oraz pomijalnego zasilania). Rysunek 3.10 (a), (b) przedstawia porównanie amplitud oraz faz parametrów rozproszenia dwóch modeli z rysunku 3.10. Należy zwrócić uwagę, że w modelu równoległym (3.10 (d)) pojemności i indukcyjności mają ujemne wartości, w celu zapewnienia dodatniego współczynnika kierunkowego. Z przedstawionych charakterystyk jasno wynika, że amplitudy parametrów rozproszenia są identyczne, natomiast fazy różnią się o 180° . Powstałą różnicę można w łatwy sposób usunąć poprzez wprowadzenie 90° przesuwników fazy na wejściu i wyjściu modelu szeregowego. Z praktycznego punktu widzenia najłatwiejszą implementacją takich przesuwników jest zastąpienie ich idealnymi inwerterami. Z powyższych rozważań wynika, że układ składający się z pary równoległych sprzężonych rezonatorów o nierzeczywistym modelu sprzężenia dyspersyjnego można zastąpić alternatywnym, realizowalnym modelem szeregowym z dodatkowymi inwerterami umieszczonymi na wejściu i wyjściu. W ogólnym przypadku można stwierdzić, że mając zsyntezowaną macierz sprzężeń z dodatnimi oraz ujemnymi współczynnikami kierunkowymi połączeń zmiennych z częstotliwością, obwody o nierealizowalnych wartościach należy zastąpić alternatywną realizacją z dodatkowymi 90° przesuwnikami fazy umieszczonymi na wejściu i wyjściu danego podobwołu. Innymi słowy, jeśli w prototypie filtru z rezonatorami równoległymi występują różne znaki nachylenia współczynników sprzężenia, to sprzężenia o nachyleniach ujemnych realizuje się postaci w obwodów typu II, natomiast jeśli pojawia się sprzężenie dyspersyjne o dodatnim nachyleniu, to taką parę rezonatorów wydziela się i otacza z obu stron przesuwnikami fazy ± 90 stopni, a rezonatory realizuje się w formie szeregowej, sprzężonej poprzez obwód dyspersyjny w modelu T o postaci pokazanej na rysunku 3.11.



RYSUNEK 3.11: (a) Sposób połączenia podobodu z rezonatorami szeregowymi odpowiadającego parze rezonatorów równoległych sprzężonych za pomocą inwertera o dodatnim współczynniku nachylenia do pozostałej części układu z rezonatorami równoległymi (b) oraz równoważna jego postać wykorzystująca rezonatory równoległe

Posiadając uzupełniające się modele sprzężonych rezonatorów można przystąpić do określenia wartości sprzężeń pomiędzy danymi wydzielonymi podobwodami a resztą filtru. Rysunek 3.11 (a) przedstawia część układu po transformacji opisanej powyżej (po zmianie modelu równoległego na szeregowy). Jak można zauważyć, kaskadowe połączenie inwertera odpowiadającego za sprzężenia, pochodzące z pozostałej części obwodu, oraz przesuwnika fazy (traktowanego również jako inwerter) tworzy transformator o następującej wartości sprzężenia wzajemnego

$$k = m_0^{j,k} FBW \quad (3.12)$$

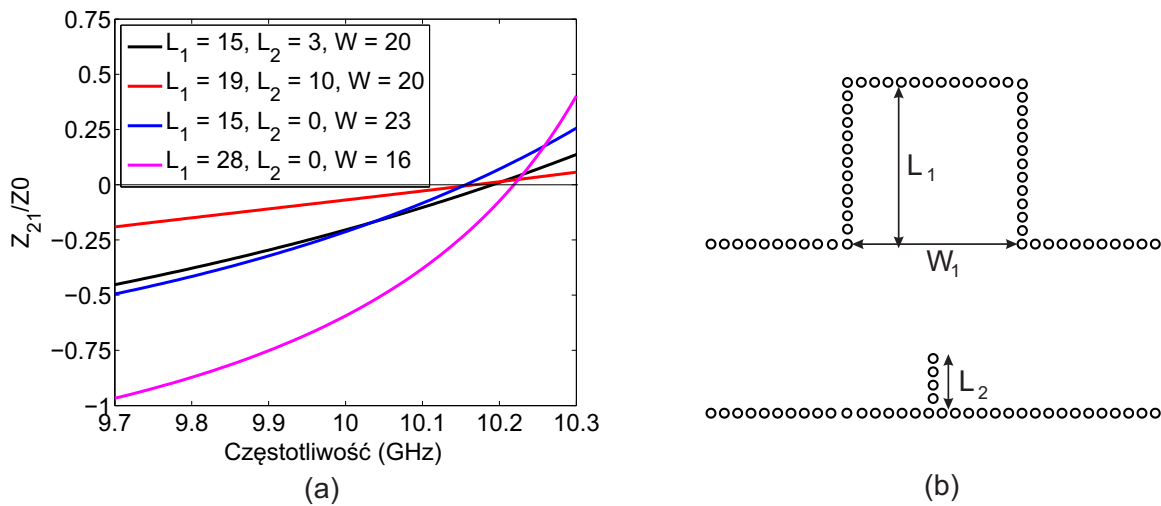
lub przekładni równej

$$n = \frac{1}{m_0^{j,k}}. \quad (3.13)$$

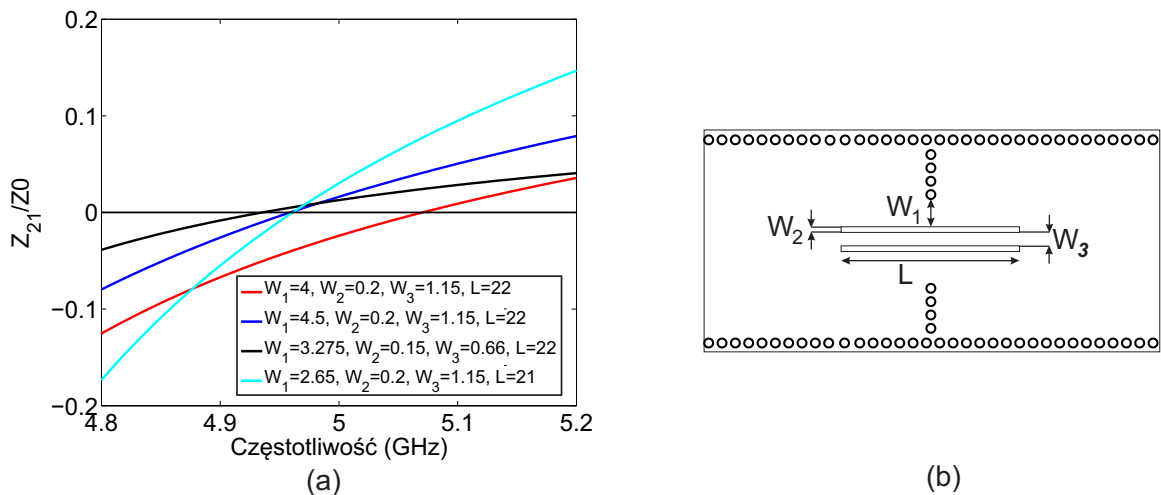
Alternatywna realizacja tego samego obwodu przedstawiona została na rysunku 3.11 (b). Wykorzystując teorię inwerterów, można zaobserwować, że 90° przesuwnik fazy (inwerter) wraz z szeregowym rezonatorem z rysunku 3.11 (a) można zastąpić równoległym obwodem rezonansowym z dodatkowym (jednostkowym) inwerterem admitancji $J = \pm 1$. W tym rozwiązaniu sprzężenie pary rezonatorów z szeregowym inwerterem do reszty układu nie wymaga transformatora i może zostać zaimplementowane w formie inwertera. Główną zaletą tego podejścia jest łatwiejsza implementacja w postaci obwodu o stałych rozłożonych. Wybór jednej z realizacji kończy proces budowania rzeczywistego, skupionego modelu filtru z dodatnimi oraz ujemnymi współczynnikami kierunkowymi sprzężeń dyspersyjnych.

3.6 Implementacje sprzężeń dyspersyjnych

W poprzedniej części omówione zostały aspekty realizowalności sprzężeń dyspersyjnych w postaci idealnych inwerterów w zależności od typu sprzęganych rezonatorów. Mimo że wyprowadzony model hybrydowy jest wygodny z punktu widzenia obwodowego, to



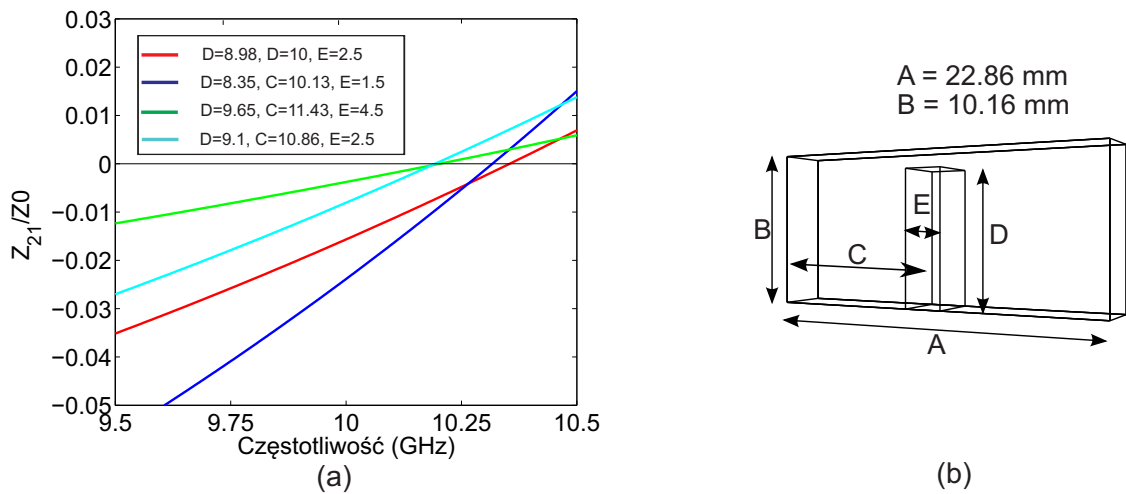
RYSUNEK 3.12: Nieciągłość realizująca dodatni współczynnik kierunkowy charakterystyki z_{21}



RYSUNEK 3.13: Nieciągłość realizująca dodatni współczynnik kierunkowy charakterystyki z_{21}

jego implementacja w formie rozłożonej może być kłopotliwa. W związku z powyższym poszukuje się nieciągłości niebędących idealnymi inwerterami jednak realizujących ujemne (lub dodatnie) współczynniki kierunkowe pozadiagonalnych elementów parametrów z (lub y), które mogą zostać bezpośrednio wykorzystane w jednym typie rezonatorów (szeregowych lub równoległych). Jak już wspomniano, komponenty te nie posiadają modelu o stałych skupionych w formie zwykłych inwerterów zabudowanych z obwodów rezonansowych (w modelu T lub Π) ponieważ wiązałoby się to z niemożliwymi do skompensowania ujemnymi wartościami indukcyjności oraz pojemności. W ogólnym przypadku modele skupione tych nieciągłości są strukturami wyższego rzędu (niż zakładany liniowy). Niemniej jednak nie oznacza to, że dla wybranego zakresu częstotliwości struktury te nie mogą emulować charakteru sprzężenia wynikającego z opisu macierzowego filtra.

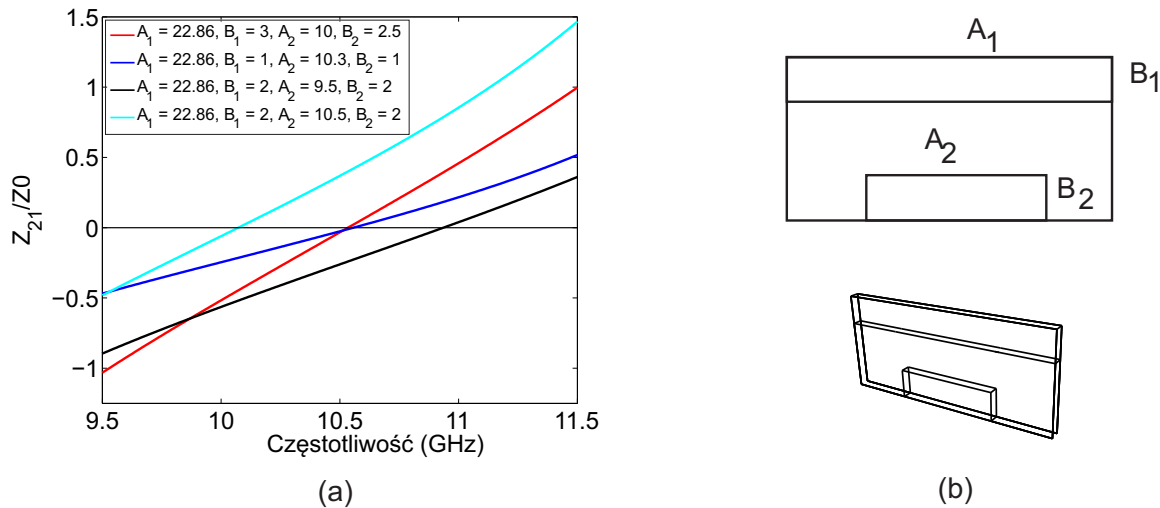
Kluczowe jest odpowiednie zachowanie się parametrów z_{21} lub y_{21} . Rysunki 3.12 - 3.15



RYSUNEK 3.14: Nieciągłość realizująca dodatni współczynnik kierunkowy charakterystyki z_{21}

przedstawiają grupę układów wykonanych na bazie falowodu zintegrowanego z podłożem lub falowodu prostokątnego, wykazujących rosnące charakterystyki z_{21} (unormowane do impedancji portów). Podstawową nieciągłością dyspersyjną jest zwarty równoległy sęk przedstawiony na rysunku 3.12 (b). W prezentowanym przypadku ściany falowodu jak i dodatkowa ostroga wykonane zostały w formie metalizowanych otworów, tworząc falowód SIW. Ze względu na teorię działania proponowane rozwiązanie może zostać zaadaptowane dla filtrów wykonanych w oparciu o falowód prostokątny (lub inną przewodnicę falową). Rysunek 3.12 (a) przedstawia przykładowe charakterystyki z_{21} w funkcji wymiarów geometrycznych. Jak łatwo zauważyć, proponowana struktura daje szerokie spektrum możliwych nachyleń oraz pozycji zera transmisyjnego. Zasadniczo, częstotliwość zera transmisyjnego, generowana przez strukturę, kontrolowana jest długością sęka. Szerokość sęka pozwala regulować nachylenie prostej, przy czym dodatkowy stopień swobody wprowadza ostroga ustawiona prostopadłe do kierunku propagacji fali (możliwe jest również wzdłużne położenie). Rozwiązanie to po raz pierwszy zaproponowane zostało w [53]. Niewątpliwą zaletą stosowania równoległych sęków jest ich prosta konstrukcja, pełne ekranowanie oraz relatywnie szerokie pasmo, w którym układ zachowuje się liniowo (choć to może się zmieniać dla różnych wymiarów). Zasadniczą wadą jest powtarzanie się odpowiedzi w funkcji częstotliwości, co powoduje naprzemienne powstawanie zer transmisyjnych oraz pasożytniczych zer odbiciowych.

Drugą konstrukcją wykorzystywaną w technologii SIW do zrealizowania dodatniego współczynnika kierunkowego parametrów impedancyjnych jest uziemiony falowód komplanarny (ang. Grounded Coplanar Waveguide GCPW), który przedstawiony został na rysunku 3.13 (b). W stosunku do poprzedniej konstrukcji ewidentną zaletą jest znacząca redukcja wymiarów. Rozwiązanie to po raz pierwszy wykorzystane zostało do zapewnienia sprzężenia pojemnościowego w standardowych filtrach mikrofalowych [77]. Jednakże podczas badań przeprowadzonych przez autora niniejszej rozprawy okazało się, że nieciągłość ta ma znacznie większe możliwości. Zasadniczo, w proponowanej strukturze zmienny z częstotliwością charakter sprzężenia uzyskuje się poprzez złożenie części pojemnościowej

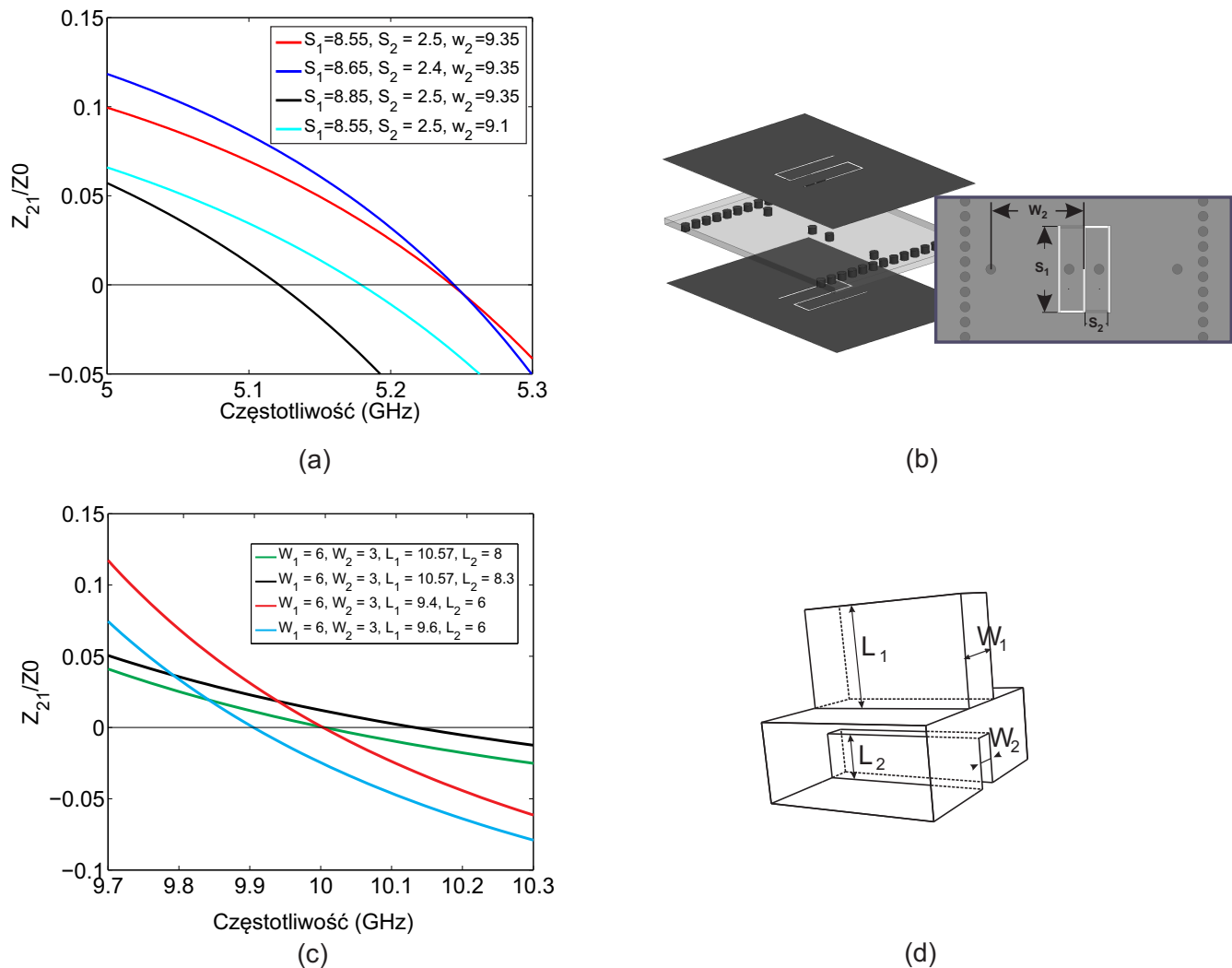


RYSUNEK 3.15: Nieciągłość realizująca dodatni współczynnik kierunkowy charakterystyki z_{21}

oraz indukcyjnej pola elektromagnetycznego obecnego w pobliżu nieciągłości. Pojemnościowa część sprzężenia realizowana jest poprzez uziemiony falowód koplarnary (ang. grounded coplanar waveguide GCPW), natomiast część indukcyjna regulowana jest szerokością przesłony typu H. Na rysunku 3.13 (a) przedstawiony został zestaw charakterystyk z_{21} w funkcji wymiarów nieciągłości. Z przedstawionych danych jasno wynika dyspersyjny charakter sprzężenia oraz możliwość kontrolowania nachyleń oraz położenia zera transmisyjnego. Należy podkreślić, że rozwiązanie to ma również swoje wady. Pierwszą jest możliwość wystąpienia pasożytniczych rezonansów blisko pasma pracy filtra przy źle dobranej długości odcinka falowodu GCPW. Wynika to z natury odcinka linii GCPW, którą należy traktować jako półfalowy rezonator zwarty na końcach, a którego częstotliwość własna regulowana jest długością. Drugą wadą jest możliwość powstania pasożytniczego promieniowania ze szczelin falowodu. W celu zminimalizowania tego efektu zaleca się zmniejszenie szczelin lub dodatkowe ekranowanie w formie płytki dielektryka z dodatkową metalizacją nałożoną na linię GCPW.

Trzecia konstrukcja to prostopadłościenny kołek niepełnej wysokości, wykonany w falowodzie prostokątnym, przedstawiony na rysunku 3.14 (b). Na dyspersyjny charakter nieciągłości składa się część indukcyjna realizowana przez kołek oraz pojemnościowa regulowana szczeliną pomiędzy mniejszym przekrojem kołka a obudową falowodu. Ta prosta konstrukcja cechuje się szerokim zakresem liniowej zmiany z_{21} , łatwością strojenia oraz wykonania. Dodatkowo istnieje możliwość realizacji szerokiej gamy nachyleń oraz położenia zera transmisyjnego. Przykładowe charakterystyki impedancyjne przedstawione zostały na rysunku 3.14 (a).

Czwarta nieciągłość również zrealizowana została w technologii falowodu prostokątnego, tak jak pokazano na rysunku 3.15 (b). Struktura składa się z dwóch prostokątnych okien, przy czym każde z nich jest osobnym obwodem rezonansowym. Odpowiednio dobierając częstotliwości rezonansowe poszczególnych obwodów możliwe jest uzyskanie zera transmisyjnego na częstotliwości leżącej pomiędzy rezonansami [45, 81]. Na rysunku 3.15 (a) przedstawione zostały przykładowe proste sprzęgające. W celu ograniczenia



RYSUNEK 3.16: Nieciągłości realizujące ujemny współczynnik kierunkowy charakterystyki z_{21}

liczby zmiennych, wygodnie jest ustawić szerokość jednego z okien na szerokość falowodu. Taki obwód posiada częstotliwość rezonansową równą częstotliwości odcięcia falowodu. Jak już wspomniano, częstotliwość zera transmisyjnego regulowana jest szerokością okien (w badanym przypadku tylko jednym oknem). Za nachylenie prostych bezpośrednio wpływają wysokości każdego z rezonatorów. Niewątpliwą zaletą analizowanej konstrukcji jest szeroki zakres liniowy. Jako wadę należy wymienić pasożytnicze rezonanse wynikające z charakteru poszczególnych okien.

Wszystkie z wyżej wymienionych struktur mogą być z powodzeniem stosowane w filtrach mikrofalowych wykorzystujących sprzężenia dyspersyjne o dodatnim współczynniku nachylenia. Niemniej jednak w wielu przypadkach, aby mieć możliwość całkowitej kontroli nad rozkładem zer transmisyjnych w układzie, konieczne jest stosowanie sprzężeń o rosnących oraz malejących charakterystykach impedancyjnych. Jak już wspomniano skupiony, realizowalny model inwertera impedancji o ujemnym współczynniku kierunkowym nie istnieje. Nie zmienia to jednak faktu, że istnieją rzeczywiste obwody rozłożone wykazujące

malejące charakterystyki z_{21} (liniowe dla założonego pasma). Na rysunku 3.16 przedstawione zostały dwa obwody realizujące ujemny współczynnik kierunkowy. Pierwszy z nich przedstawiony został na rysunku 3.16 (b). Nieciągłość ta realizowana jest w technologii SIW i wykorzystuje ideę linii meandrowej wytrawionej w osi symetrii przesłony indukcyjnej [84], która zapewnia dodatni współczynnik kierunkowy. Wytrawiając analogiczną linię (obróconą o 180 stopni) na przeciwnej warstwie metalizacji, a następnie łącząc je przelotkami [23] otrzymuje się odwrócenie współczynnika kierunkowego. Przykładowe charakterystyki sprzęgające w funkcji wymiarów geometrycznych zamieszczone zostały na 3.16 (a). Należy pamiętać, że dyspersyjny charakter nieciągłości jest złożeniem części pojemnościowej (regulowanej linią meandrową) oraz indukcyjnej (regulowanej szerokością przesłony). Połączenie obu linii meandrowych metalizowanymi odwiertami tworzy transformator (zgodnie z teorią linii zrównoważonych) i odwraca fazę o 180 stopni, dzięki czemu otrzymuje się ujemne nachylenie krzywych sprzęgających. Na pierwszy rzut oka proponowana struktura jest podobna do przedstawionej w [30]. Autorzy tego rozwiązania skupili się jednak na wzmocnieniu sprzężenia pojemnościowego w funkcji tolerancji wykonania. Dodatkowo, wprowadzona w [30] przegroda z metalizowanych odwiertów minimalizuje część magnetyczną pola, przez co dyspersyjny charakter nieciągłości jest utracony. Struktura proponowana w niniejszym przykładzie dopuszcza indukcyjną część sprzężenia, formując w ten sposób nieciągłość o zmiennej z częstotliwością charakterystyce sprzęgającej.

Drugim obwodem realizującym malejące ze wzrostem częstotliwości charakterystyki sprzęgające jest szeregowy zwarty sęk wykonany w falowodzie prostokątnym z dodatkową przegrodą ustawioną prostopadle do kierunku propagacji fali, przedstawiony na rysunku 3.16(d). Idea tej konstrukcji zaczerpnięta została z analogicznego rozwiązania z sękiem równoległym (patrz rysunek 3.12 (b)). Seria znormalizowanych charakterystyk sprzęgających w funkcji czterech wymiarów geometrycznych przedstawiona została na rysunku 3.16 (c). Jak łatwo zauważyć, nieciągłość daje możliwość uzyskania malejącej charakterystyki z_{21} przy arbitralnie dobranej częstotliwości zera transmisyjnego. Główną wadą tego rozwiązania jest kłopotliwa realizacja w niektórych typach przewodnic oraz periodyczna charakterystyka.

3.7 Synteza macierzy sprzężeń z nieidealnymi inwert- erami

Struktury dyspersyjne przedstawione w poprzedniej części rozprawy emulują charakterystyki z_{21} skupionych odpowiedników opisanych macierzą sprzężeń (dla założonego pasma pracy). Niemniej jednak zaproponowane elementy nie mogą być w pełni traktowane jako idealne inwertery ze względu na niezerowe wartości parametrów z_{11} oraz z_{22} co jest zasadniczą cechą idealnego inwertera. W konsekwencji prowadzi to do dodatkowego obciążenia sprzęganych rezonatorów i ich odstrojenia, a w efekcie deformacji odpowiedzi. W celu przedstawienia tego zjawiska zacznijmy od ogólnej postaci macierzy impedancyjnej filtru drugiego rzędu ze sprzężeniem dyspersyjnym pomiędzy pierwszym i drugim

rezonatorem,

$$\mathbf{Z}_{=j} \begin{bmatrix} -j & m_0^{S1} & 0 & 0 \\ m_0^{S1} & \omega+m_0^{11} & m_1^{12}\omega+m_0^{12} & 0 \\ 0 & m_1^{12}\omega+m_0^{12} & \omega+m_0^{22} & m_0^{2L} \\ 0 & 0 & m_0^{2L} & -j \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Powyższy opis można podzielić na następujące podmacierze

$$\mathbf{Z}_{=j} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega+m_0^{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega+m_0^{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & m_0^{S1} & 0 & 0 \\ m_0^{S1} & 0 & m_1^{12}\omega+m_0^{12} & 0 \\ 0 & m_1^{12}\omega+m_0^{12} & 0 & m_0^{2L} \\ 0 & 0 & m_0^{2L} & 0 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

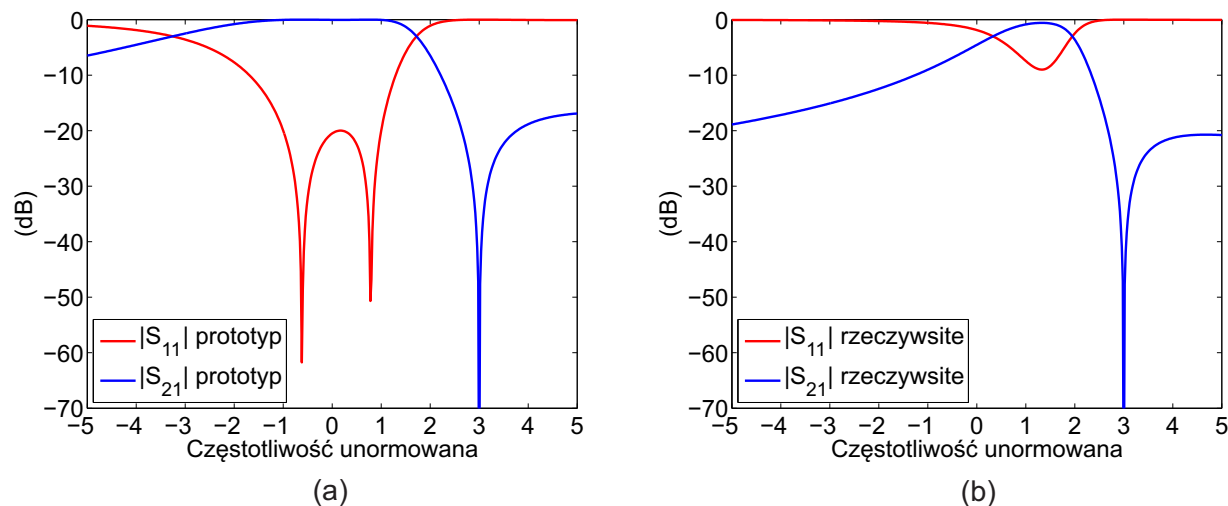
co w skrócie można zapisać jako

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_{\text{res}} + \mathbf{Z}_{\text{inv}} + \mathbf{Z}_{\text{term}} \quad (3.16)$$

gdzie \mathbf{Z}_{res} zawiera diagonalne elementy macierzy \mathbf{Z} , \mathbf{Z}_{inv} składa się z elementów odpowiedzialnych za inwertery, natomiast \mathbf{Z}_{term} jest macierzą z portami obciążającymi (o jednostkowej impedancji). W przypadku idealnych inwerterów diagonalna \mathbf{Z}_{inv} jest równa zeru. Niestety, jak już wspomniano rzeczywiste układy nie posiadają wszystkich cech idealnego inwertera, dlatego też macierz \mathbf{Z}_{inv} należy zmodyfikować zgodnie ze specyfiką danej nieciągłości. Należy przy tym pamiętać, że w ogólnym przypadku określenie tych parametrów wymaga przeprowadzenia szeregu symulacji elektromagnetycznych. Niemniej jednak dla wybranych komponentów charakterystyki te są znane a priori. Jednym z takich układów jest równoległy sęk mikrofalowy realizowany w formie rozwartego odcinka linii TEM (ang. transverse electromagnetic), który dodatkowo jest doskonałym elementem do implementacji sprzężeń zmiennych z częstotliwością o dodatnim współczynnikiem kierunkowym. W tym przypadku parametry rozwarciowe związane są następującą zależnością $z_{11} = z_{22} = z_{21} = z_{12}$ (szczegółowy opis zostanie przedstawiony w następnej sekcji). Dodatkowo dla założonego pasma pracy można założyć, że charakterystyki te są liniową funkcją częstotliwości. Rysunek 3.17 (a) przedstawia przykładową odpowiedź filtra drugiego rzędu opisanego macierzą (3.15). Jeśli założymy, że sprzężenie dyspersyjne jest zrealizowane w formie równoległego, rozwartego sęka, to macierz \mathbf{Z}_{inv} z opisu (3.15) należy zmodyfikować tak, jak w równaniu (3.17). Dodanie dodatkowych elementów o współrzędnych $\mathbf{Z}_{\text{inv}}(2,2)$ oraz $\mathbf{Z}_{\text{inv}}(3,3)$ prowadzi do odstrojenia sprzęganych rezonatorów oraz zmiany ich współczynników nachylenia reaktancji. Efekt ten przedstawiony został na rysunku 3.17 (b). Jak łatwo zauważyć, jedynie pozycja zera transmisyjnego pozostała bez zmian. Dopasowanie filtra pogorszyło się, a pasmo pracy uległo znaczącemu odstrojeniu w stosunku do odpowiedzi prototypowej.

$$\mathbf{Z}'_{=j} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega+m_0^{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega+m_0^{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & m_0^{S1} & 0 & 0 \\ m_0^{S1} & \omega m_1^{12} + m_0^{12} & \omega m_1^{12} + m_0^{12} & 0 \\ 0 & \omega m_1^{12} + m_0^{12} & \omega m_1^{12} + m_0^{12} & m_0^{2L} \\ 0 & 0 & m_0^{2L} & 0 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

Mając świadomość nieidealności inwerterów można zaproponować taką modyfikację syn-



RYSUNEK 3.17: (a) Prototypowa odpowiedź filtru, (b) odpowiedź filtru z uwzględnieniem rzeczywistych inwerterów

tezy obwodowej układu, aby uzyskana drogą optymalizacyjną macierz sprzężeń niejako automatycznie uwzględniała dodatkowe obciążenie rezonatorów przez nieidealne inwertery. W ogólnym przypadku, aby w zaproponowanym w podrozdziale 3.1 algorytmie syntezy uwzględnić efekt obciążenia, w każdej iteracji należy modyfikować diagonalę macierzy \mathbf{Z}_{inv} (czyli macierzy \mathbf{M}_0 , \mathbf{M}_1), poprzez dodawanie odpowiednich wartości wynikających z charakteru parametrów impedancyjnych lub admitancyjnych. Zsyntezowana w ten sposób macierz sprzężeń pozwala na dokładniejsze wymiarowanie struktury, co jest istotne z punktu widzenia redukcji całkowitego czasu długotrwałych optymalizacji elektromagnetycznych koniecznych w finalnym strojeniu filtra.

3.8 Synteza wymiarowa

W poprzednich sekcjach o omówiona została metoda syntezy dyspersyjnej macierzy sprzężeń oraz przedstawione zostały wybrane realizacje sprzężeń dyspersyjnych w popularnych technologiach. W procesie projektowym ogniwem łączącym model obwodowy o stałych skupionych (idealny), czyli inaczej macierz sprzężeń, z modelem o stałych rozłożonych jest synteza wymiarowa. W klasycznym podejściu wymiarowanie rzeczywistej struktury wykonuje się na podstawie analizy parametrów rozproszenia nieciągłości lub w oparciu o częstotliwości rezonansowe sprzężone pary rezonatorów [21] (rozdział 14), dzięki czemu można wyznaczyć poszczególne współczynniki sprzężenia o czym wspomniano w części wstępnej niniejszej rozprawy. Niestety, dokładność tych metod w przypadku sprzężeń dyspersyjnych jest zbyt zgrubna, dlatego też konieczne jest opracowanie od podstaw całkowicie nowych technik.

3.8.1 Wymiarowanie nieciągłości dyspersyjnej

Według klasycznych teorii modelowania obwodów każdą nieciągłość mikrofalową można przedstawić w formie modelu T (lub Π), tak jak to pokazano na rysunku 3.18 (przy zachowaniu symetrii i odwracalności). Z przedstawionego schematu można wywnioskować, że wartość impedancji inwertera $Z_2 = z_{21}$ (stosowane jest również oznaczenie K [21]). W związku z powyższym, impedancję sprzęgającą można związać bezpośrednio z parametrami rozwarciowymi z_{21} obwodu i wyliczyć w symulatorze elektromagnetycznym. Zanim jednak będzie to możliwe należy pamiętać, że syntezy macierzy sprzężeń dokonuje się dla prototypu dolnoprzepustowego i przed porównaniem parametrów rozwarciowych trzeba dokonać denormalizacji charakterystyk prototypowych. W tym celu korzysta się ze znanej relacji (patrz rozdział 14 [21]), która w ogólnej postaci ma następującą formę

$$M_{i,j} = \sqrt{\alpha_i \alpha_j} FBW (\omega m_1^{i,j} + m_0^{i,j}) \quad (3.18)$$

$$= \sqrt{\alpha_i \alpha_j} FBW \left(\frac{1}{FBW} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) m_1^{i,j} + m_0^{i,j} \right) \quad (3.19)$$

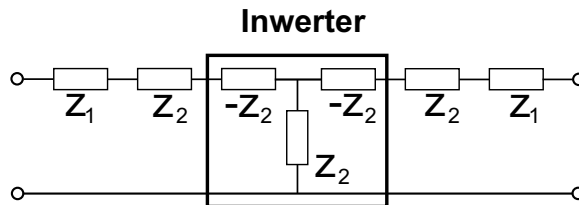
gdzie

$$\alpha_i = \frac{\pi Z_0}{2} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \quad (3.20)$$

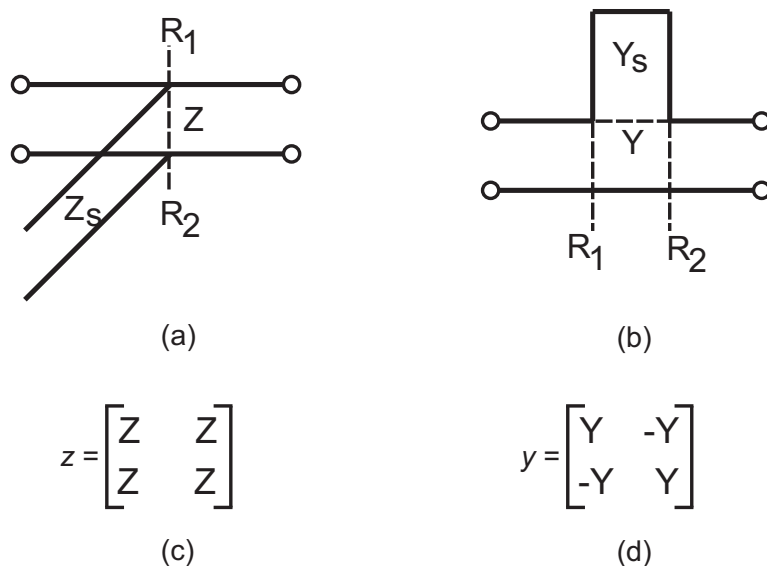
jest nachyleniem reaktancji i -tego rezonatora, f_0 częstotliwością środkową filtra, FBW procentowym pasmem pracy, natomiast $m_0^{i,j}$, $m_1^{i,j}$ jest, odpowiednio, częścią stałą oraz dyspersyjną sprzężeniami pomiędzy rezonatorami i oraz j . Impedancja rezonatora oznaczona została jako Z_0 , natomiast λ_{g0} , λ_0 to, odpowiednio, długości fali na częstotliwości rezonansowej w rezonatorze oraz wolnej przestrzeni. Wymiarowanie nieciągłości polega na znalezieniu takich parametrów geometrycznych, które na częstotliwości środkowej zrównują wartość $Z_2(\omega)$ i jej pierwszej pochodnej, odpowiednio, z M_{ij} i pochodną M_{ij} . Ponieważ pełny schemat zastępczy nieciągłości zawiera szeregowo impedancje Z_1 , to rezonatory zostaną obciążone przez inwerter sumą impedancji $Z_1 + Z_2$ (co pokazano na rysunku 3.18). W efekcie prowadzi to do odstrojenia sprzężonych rezonatorów oraz zmiany nachylenia reaktancji sprzęganych rezonatorów.

Wymiarowanie nieciągłości sprzęgającej w postaci sęka TEM

Zajmiemy się teraz przypadkiem szczególnym, w którym model rozłożony składa się z odcinków linii TEM, a nieciągłość ma postać sęka szeregowego lub równoległego. Zwarty



RYSUNEK 3.18: Ogólny model nieciągłości



RYSUNEK 3.19: Modele sęków wraz z parametrami rozwarciowymi (lub zwarciovymi)

lub rozarty sęk włączony szeregowo lub równoległe w tor transmisyjny jest popularnym elementem stosowanym w układach pracujących w paśmie fal radiowych oraz mikrofal [3, 39, 41, 52]. Dodatkowo jest to znakomity element do realizacji sprzężeń dyspersyjnych, o łatwo kontrolowanym współczynniku kierunkowym, położeniu zera transmisyjnego oraz znanych parametrach impedancyjnych (lub admitancyjnych). W przypadku linii TEM syntezę wymiarową sęka jako dyspersyjnego elementu sprzęgającego można wykonać w sposób niemal całkowicie analityczny. Zaczniemy od analizy krzywej impedancyjnej równoległe włączonego rozartego sęka z rysunku 3.19 (a). W płaszczyznach referencyjnych $R_1 - R_2$ impedancja rozartego odcinka linii transmisyjnej opisana jest następującą zależnością

$$Z = -jZ_S \cot \theta_S \quad (3.21)$$

gdzie Z_S jest impedancją sęka, natomiast θ_S jest długością elektryczną sęka. Dla sęka równoległe włączonego $Z = z_{12} = z_{21}$, a więc jeśli dobierzemy jego długość elektryczną tak, aby na pewnej zadanej częstotliwości, $\theta_S = \frac{\pi}{2}$ to na tej częstotliwości wygenerowane zostanie zero transmisyjne. Rozwijając w szereg Taylora charakterystykę impedancyjną wokół punktu $\frac{\pi}{2}$, otrzymuje się

$$\cot \theta_S = \left(\frac{\pi}{2} - \theta_S \right) - \frac{1}{3} \left(\theta_S - \frac{\pi}{2} \right)^3 + O \left(\left(\theta_S - \frac{\pi}{2} \right)^5 \right) \quad (3.22)$$

gdzie dla argumentu z zakresu $\left(\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4} \right)$, można skorzystać z uproszczenia

$$\cot \theta_S \approx \left(\frac{\pi}{2} - \theta_S \right). \quad (3.23)$$

Podstawienie w powyższych zależnościach wyrażeń na długość elektryczną linii TEM, prowadzi do następującej relacji

$$Z = jZ_S \left(\frac{2\pi l}{c} f - \frac{\pi}{2} \right). \quad (3.24)$$

Z równania (3.24) można zaobserwować, że impedancja w przekroju $R_1 - R_2$ jest liniową funkcją częstotliwości z dodatnim współczynnikiem kierunkowym. Analogiczne rozumowanie dla sęka szeregowego z rysunku 3.19 (b) prowadzi do

$$Y = -jY_S \left(\frac{2\pi l}{c} f - \frac{\pi}{2} \right), \quad (3.25)$$

przy czym należy podkreślić, że w tym przypadku współczynnik kierunkowy nachylenia jest ujemny. Ponieważ powyższe rozważania wyprowadzone zostały dla liniowego zakresu pracy sęków, należy pamiętać, że zasadne są one dla zakresu częstotliwości z przedziału

$$0.5f_{zero} < f < 1.5f_{zero} \quad (3.26)$$

gdzie f_{zero} oznacza częstotliwość, na której sęk wprowadza zero transmisyjne.

Następnym krokiem jest znalezienie związku pomiędzy modelem skupionym otrzymanym z macierzy sprzężeń, a obwodem rozłożonym. W tym celu należy odnormalizować model prototypowy do dziedziny rzeczywistej, zgodnie z formułą (3.19). Dla wąskich i średnich pasm równanie (3.19) można zlinearyzować do następującej postaci

$$M_{i,j} = \sqrt{\alpha_i \alpha_j} FBW \left(m_1^{i,j} \frac{2}{FBW} \left(\frac{f}{f_0} - 1 \right) + m_0^{i,j} \right). \quad (3.27)$$

Porównując dyspersyjne części wyrażeń (3.24) oraz (3.27) można wyznaczyć relację pomiędzy impedancją sęka a wartością współczynnika kierunkowego prostej sprzęgającej z macierzy sprzężeń

$$Z_S = 4m_1^{i,j} \sqrt{\alpha_i \alpha_j} \frac{f_{zero}}{\pi f_0}. \quad (3.28)$$

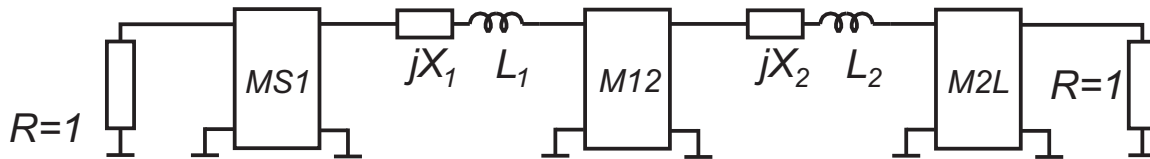
Częstotliwość f_{zero} wyznacza się poprzez denormalizację jej prototypowej lokalizacji (poprzez dobrze znaną transformację) w następujący sposób

$$f_{zero} = -0.5FBW f_0 \left(\frac{m_0^{i,j}}{m_1^{i,j}} - \sqrt{\left(\frac{m_0^{i,j}}{m_1^{i,j}} \right)^2 + \frac{4}{FBW^2}} \right). \quad (3.29)$$

Analogiczne relacje dotyczą sęka szeregowego z rysunku 3.19 (b). Wyznaczywszy częstotliwość f_{zero} dobieramy długość sęka w taki sposób, aby na tej częstotliwości jego długość elektryczna wyniosła $\lambda/4$. Następnie obliczamy impedancję sęka z zależności (3.28) i znajdujemy (analitycznie lub numerycznie) parametry geometryczne prowadnicy TEM, które odpowiadają wyznaczonej impedancji. Warto dodać, że omawiany model rozłożony sprzężenia dyspersyjnego posiada ograniczenia. Przede wszystkim, podstawowym elementem, o którym trzeba pamiętać, to fakt, że impedancja sęka jest nieliniową (okresową) funkcją częstotliwości więc zachowanie modelu poza pasmem pracy będzie odbiegać od modelu skupionego. Może się okazać, że impedancje sęków mogą przyjmować nierealizowalne wartości (technologicznie niewykonywalne).

3.8.2 Wymiarowanie pary sprzężonych rezonatorów

Jak wspomniano we wstępie, syntezę wymiarową można wykonać badając parametry elektryczne przesłony lub na podstawie częstotliwości rezonansowych sprzężonej pary rezonatorów. Ponieważ metoda oparta na analizie pojedynczej nieciągłości może wprowadzać znaczące rozstrojenia do układu w niniejszym podrozdziale zaprezentowana zostanie nowa metoda bazująca na rezonansach własnych sprzężonej pary rezonatorów. Proponowana technika charakteryzuje się większą dokładnością w stosunku do ogólnego podejścia przedstawionego w pierwszej części podrozdziału 3.8.1, ponieważ kompensuje odstrojenia wprowadzone przez nieciągłość (do rezonatorów, które sprzęga). W klasycznym podejściu, po wykonaniu analizy elektromagnetycznej badanej struktury otrzymuje się dwie częstotliwości rezonansowe, które odpowiadają pobudzeniu w fazie i przeciw fazie. Następnie, korzystając z wyrażeń analitycznych, wyznacza się wartość sprzężenia. W przypadku sprzężeń dyspersyjnych pojawia się dodatkowa częstotliwość odpowiedzialna za zero transmisyjne (antyrezonans). Do prawidłowego zsyntezowania takiej struktury konieczne jest jednoczesne dopasowanie częstotliwości rezonansowych badanej pary rezonatorów oraz zera transmisyjnego (wynikającego z dyspersyjnego charakteru sprzężenia). W tym celu należy wyekstrahować macierz sprzężeń opisującą syntezowany podukład, a następnie wyliczyć odpowiadające mu parametry rozproszenia. W tym punkcie należy podkreślić, że metoda ta nie korzysta z wyrażeń analitycznych, a polega na optymalizacyjnym dopasowywaniu odpowiedzi struktury rozłożonej do przeskalowanego prototypu o stałych skupionych. W celu prawidłowego zsyntezowania sprzężenia zmiennego z częstotliwością konieczne jest spasowanie modułów parametrów rozproszenia oraz fazy, aby zapewnić odpowiedni znak współczynnika nachylenia. Zaczniemy od przywołania modelu obwodowego dwóch, dyspersyjnie sprzężonych rezonatorów, jak pokazano na rysunku 3.20. Przy założeniu $L_1=L_2=1$, $jX_1=jX_2=0$, i słabego sprzężenia rezonatorów ze

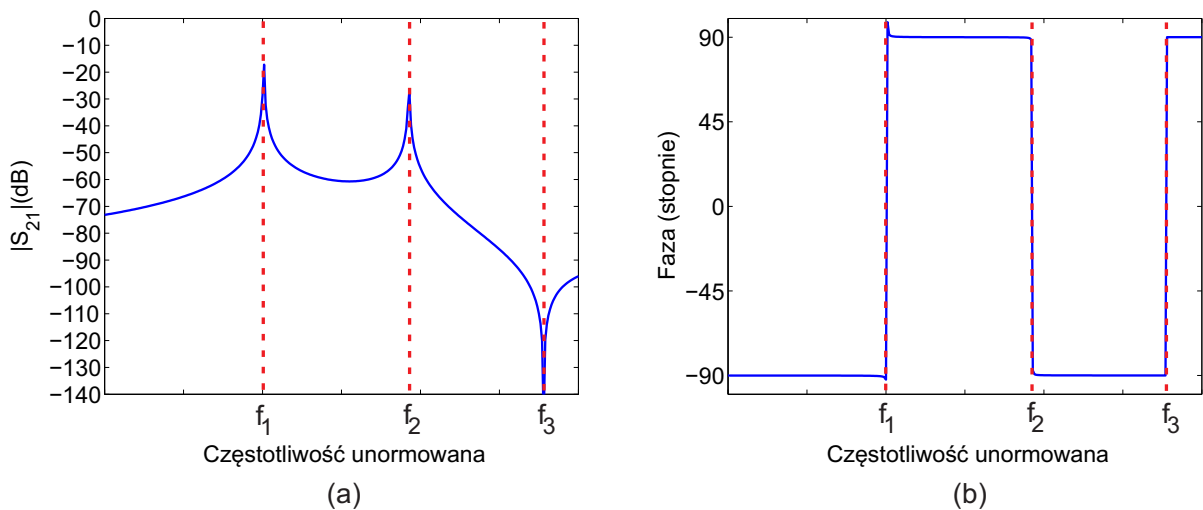


RYSUNEK 3.20: Ogólny model dwóch sprzężonych rezonatorów w dziedzinie prototypu

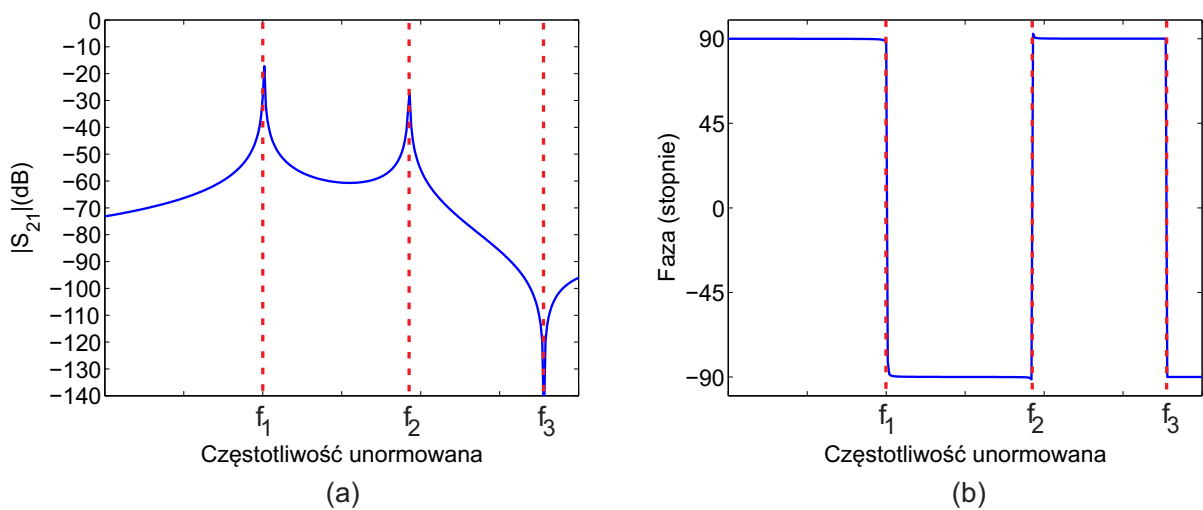
źródłem i obciążeniem prototypowa macierz impedancyjna ma następującą postać

$$\mathbf{Z} = j \begin{bmatrix} -j & 0.02 & 0 & 0 \\ 0.02 & \omega & m_1^{12}\omega + m_0^{12} & 0 \\ 0 & m_1^{12}\omega + m_0^{12} & \omega & 0.02 \\ 0 & 0 & 0.02 & -j \end{bmatrix}$$

gdzie $M12 = m_1^{12}\omega + m_0^{12}$ (m_1^{12} , m_0^{12} oznaczają, odpowiednio, część zmienna oraz stało współczynnika sprzężenia). Należy zwrócić uwagę na niewielkie wartości sprzężeń zewnętrznych $MS1$ oraz $M2L$. Wartości te zostały wybrane celowo, aby możliwie zminimalizować wpływ zasilania. Rysunek 3.21 przedstawia przykładowe charakterystyki S_{21} (moduł oraz faza) pary sprzężonych rezonatorów z rysunku 3.20 (dla dodatniego



RYSUNEK 3.21: (a) Parametry transmisyjne pary sprzężonych rezonatorów, (b) faza parametrów transmisyjnych



RYSUNEK 3.22: (a) Parametry transmisyjne pary sprzężonych rezonatorów, (b) faza parametrów transmisyjnych- przypadek z odwróconym znakiem wartości sprzężenia i jego pochodnej

współczynnika kierunkowego). Na charakterystyce z łatwością można wskazać częstotliwości rezonansowe (oznaczone jako f_1 , f_2) oraz położenie zera transmisyjnego (f_3). Należy przypomnieć, że zarówno charakterystyka amplitudowa jak i fazowa muszą być spasowane dla prawidłowej syntezy. Najlepiej zostało to zobrazowane na rysunku 3.22, gdzie przedstawione zostały parametry tej samej pary rezonatorów po wymnożeniu w macierzy \mathbf{Z} drugiego wiersza i drugiej kolumny przez -1 , a następnie pierwszego wiersza i pierwszej kolumny również przez -1 . Modyfikacja ta odwraca znak współczynnika kierunkowego oraz części stałej sprzężenia. Z przedstawionych charakterystyk jasno wynika, że wraz ze zmianą znaku współczynnika kierunkowego, odwróceniu uległa tylko charakterystyka

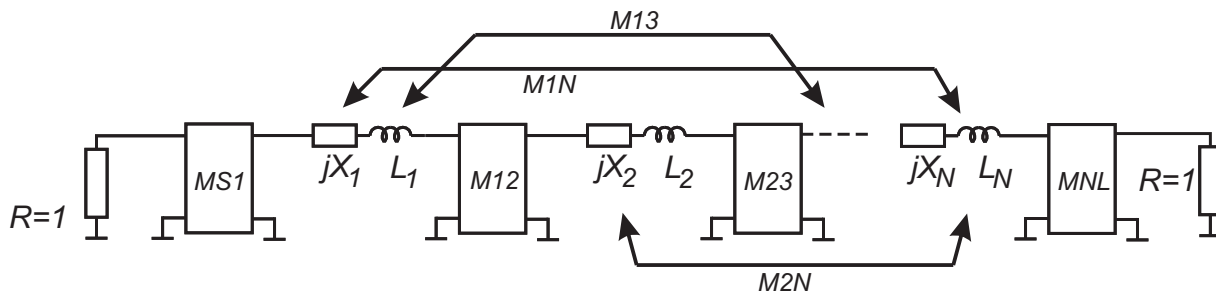
fazowa, natomiast amplitudowa pozostała bez zmian.

3.8.3 Wymiarowanie pary sprzężonych rezonatorów z uwzględnieniem efektu obciążenia

Techniki wymiarowania opisane w poprzednich sekcjach dotyczyły odizolowanej nieciągłości lub pary sprzężonych rezonatorów. Niestety, metody te nie oddają w pełni docelowych warunków pracy syntezywanej pary. Głównie związane jest to z dodatkowymi sprzężeniami wchodzącymi (wychodzącymi) z rezonatorów. Na skutek pominięcia tych elementów w procesie syntezy odpowiedź wstępnie zaprojektowanego filtru może znacząco odbiegać od założonej. Przyczyną takiego stanu rzeczy są odstrojone rezonatorów, spowodowane obciążającymi je dodatkowymi sprzężeniami, co w efekcie prowadzi do deformacji charakterystyki dopasowania oraz przenoszenia. W celu pełniejszego opisu macierzowego pary sprzężonych rezonatorów konieczna jest rozbudowa modelu z poprzedniego podrozdziału. Rysunek 3.23 przedstawia ogólny model filtru zbudowanego w oparciu o sprzężone obwody rezonansowe, a odpowiadająca mu macierz impedancyjna (przy założeniu $L_1=L_2=\dots=L_N=1$) jest następująca (3.30)

$$\mathbf{Z}=j \begin{bmatrix} -j & m_0^{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ m_0^{S1} & \omega+m_0^{11} & \omega m_1^{12}+m_0^{12} & m_0^{13} & \dots & 0 \\ 0 & \omega m_1^{12}+m_0^{12} & \omega+m_0^{22} & m_0^{23} & \vdots & 0 \\ 0 & m_0^{13} & m_0^{23} & \ddots & & 0 \\ 0 & \vdots & 0 & & \omega+m_0^{NN} & m_0^{NL} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_0^{NL} & -j \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

Założmy, że celem jest zsyntezowanie pary sprzężonych rezonatorów 1 i 2 w taki sposób, aby uwzględnić fakt, że rezonator nr 2 obciążony jest przez rezonator nr 3, a rezonator nr 1 obciążany jest dodatkowo przez sprzężenie ze źródłem. W pierwszym kroku w macierzy (3.30) należy zastąpić czwarty element diagonalny przez $-j$ (co odpowiada wstawieniu dopasowanego obciążenia w miejsce trzeciego rezonatora), a następnie usunąć wszystkie kolumny i wiersze, począwszy od piątego, kończąc na ostatnim. W rezultacie otrzymuje



RYSUNEK 3.23: Ogólny model pasmowo-przepustowego filtru w dziedzinie prototypu

się następującą podmacierz

$$\mathbf{Z}^{12=j} = j \begin{bmatrix} -j & m_0^{S1} & 0 & 0 \\ m_0^{S1} & m_0^{11} + \omega & m_0^{12} + \omega m_1^{12} & m_0^{13} \\ 0 & m_0^{12} + \omega m_1^{12} & m_0^{22} + \omega & m_0^{23} \\ 0 & m_0^{13} & m_0^{23} & -j \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

Zanim możliwe będzie wykorzystanie tego opisu do syntezy wymiarowej, niezbędne jest skalowanie wybranych sprzężeń. Należy podkreślić, że podukład o identycznej macierzy impedancyjnej powstaje w przypadku zastosowania metody syntezy z poprzedniej części. Jednakże, aby metoda ta była skuteczna należałoby odizolować parę, tzn. przypisać sprzężeniom m_0^{S1} , m_0^{23} sztucznie małe wartości, rzędu 0.02, natomiast sprzężenie m_0^{13} zostałoby usunięte. Obecnie w macierzy (3.31) trzeci rezonator został zastąpiony jednostkowym obciążeniem ($R=1$), a sprzężenie m_0^{23} zmieniło charakter z wewnętrznego (międzyrezonatorowego) na zewnętrzne (sprzęgające do obciążenia). W celu prawidłowego uwzględnienia tej transformacji w macierzy sprzężeń, konieczne jest odpowiednie skalowanie. Zanim wyprowadzona zostanie generalna zależność, należy przywołać ogólne wyrażenia wiążące wartości z prototypowej macierzy sprzężeń z obwodami rzeczywistymi (rozdział 8 w [63]),

$$K_{S1} = \sqrt{\alpha_1 FBW R_S} \cdot m_0^{S1} \quad (3.32)$$

$$K_{NL} = \sqrt{\alpha_N FBW R_L} \cdot m_0^{NL} \quad (3.33)$$

$$K_{i,j} = FBW \sqrt{\alpha_i \alpha_j} \cdot (m_0^{i,j} + \omega m_1^{i,j}) \quad (3.34)$$

$$\alpha_i = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dX_j(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (3.35)$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (3.36)$$

gdzie, K_{S1} , K_{NL} , $K_{i,j}$ oznaczają, odpowiednio, odnormalizowane wartości sprzężeń: ze źródła do pierwszego rezonatora, z n-tego rezonatora do obciążenia, pomiędzy rezonatorami. FBW jest procentowym pasmem pracy, natomiast ω_2 , ω_1 , ω_0 oznaczają krańcowe częstotliwości pracy oraz częstotliwość środkową. Współczynnik kierunkowy i-tego rezonatora oznaczony został jako α_i . Jak łatwo zauważyć, skalowanie sprzężeń zewnętrznych różni się w stosunku do sprzężeń wewnętrznych. W związku z powyższym, należy wyznaczyć nową wartość sprzężenia m_0^{23} tak, aby po denormalizacji otrzymać wartość odnormalizowanego sprzężenia m_0^{23} (wewnętrznego). W ogólnym przypadku procedurę tę określa następujący wzór

$$m_0^{ij'} = \frac{\sqrt{\alpha_i \alpha_j} FBW}{\sqrt{\alpha_i FBW R_L}} m_0^{ij}, \quad (3.37)$$

gdzie R_L jest impedancja obciążenia. W rozważanym przypadku równanie (3.37) przyjmuje postać

$$m_0^{23'} = \frac{\sqrt{\alpha_2 \alpha_3} FBW}{\sqrt{\alpha_2 FBW R_L}} m_0^{23}. \quad (3.38)$$

Ponieważ macierz \mathbf{Z}^{12} uwzględnia dodatkowo sprzężenie pomiędzy pierwszym i trzecim rezonatorem, trzeba wykonać analogiczną operację dla tego elementu

$$m_0^{13'} = \frac{\sqrt{\alpha_1 \alpha_3} FBW}{\sqrt{\alpha_1 FBW R_L}} m_0^{13}. \quad (3.39)$$

Finalna macierz impedancji, opisująca zachowanie dwóch sprzężonych rezonatorów 1 i 2 z uwzględnieniem dodatkowych sprzężeń, ma następującą postać

$$\mathbf{Z}^{12'} = j \begin{bmatrix} -j & m_0^{S1} & 0 & 0 \\ m_0^{S1} & m_0^{11} + \omega & m_0^{12} + \omega m_1^{12} & m_0^{13'} \\ 0 & m_0^{12} + \omega m_1^{12} & m_0^{22} + \omega & m_0^{23'} \\ 0 & m_0^{13'} & m_0^{23'} & -j \end{bmatrix}. \quad (3.40)$$

Powyższa procedura dotyczyła rezonatorów ułożonych kaskadowo. W przypadku sprzężeń do rezonatorów nieprzylegających, budowanie podmacierzy opisującej obwód wymaga innego podejścia. Załóżmy, że interesuje nas zwymiarowanie sprzężonych rezonatorów 1 i 3. Podobnie jak poprzednio zaczynamy od usunięcia nadmiarowych wierszy i kolumn z macierzy (3.30). W tym przypadku należy usunąć wszystkie kolumny i wiersze począwszy od szóstego kończąc na ostatnim zastępując równocześnie czwarty rezonator obciążeniem jednostkowym. Otrzymany opis jest następujący

$$\mathbf{Z}^{13} = j \begin{bmatrix} -j & m_0^{S1} & 0 & 0 & 0 \\ m_0^{S1} & \omega + m_0^{11} & m_0^{12} & m_0^{13} & 0 \\ 0 & m_0^{12} & \omega + m_0^{22} & m_0^{23} & 0 \\ 0 & m_0^{13} & m_0^{23} & \omega + m_0^{33} & m_0^{34} \\ 0 & 0 & 0 & m_0^{43} & -j \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

jak łatwo zauważyć, otrzymana macierz zawiera trzy elementy rezonujące (rezonatory 1,2,3). W przypadku wykorzystania techniki z poprzedniego podrozdziału drugi wiersz i druga kolumna z macierzy \mathbf{Z}^{13} zostałyby usunięte, a wartość sprzężeń m_0^{S1} , m_0^{34} ustawiona na 0.02. Jednakże, aby możliwie najlepiej oddać rzeczywiste warunki pracy rezonatorów 1 i 3, konieczne jest uwzględnienie sprzężeń pochodzących od drugiego rezonatora. Niestety, przy obecnej formie macierzy \mathbf{Z}^{13} bezpośrednie jej wykorzystanie wymagałoby podniesienia rzędu obwodu z pary rezonatorów do tripletu. Aby tego uniknąć, w miejsce drugiego rezonatora należy wstawić jednostkowe obciążenie (węzeł nierezonujący) oraz przeskalować odpowiednie sprzężenia tak, jak poprzednio. W rezultacie prowadzi to do następującej macierzy:

$$\mathbf{Z}^{13} = j \begin{bmatrix} -j & m_0^{S1} & 0 & 0 & 0 \\ m_0^{S1} & \omega + m_0^{11} & m_0^{12'} & m_0^{13} & 0 \\ 0 & m_0^{12'} & -j & m_0^{23'} & 0 \\ 0 & m_0^{13} & m_0^{23'} & \omega + m_0^{33} & m_0^{34'} \\ 0 & 0 & 0 & m_0^{43'} & -j \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

Otrzymana macierz opisuje trójwrotnik, którego odpowiedź, rozumiana jako transmisja z wrót pierwszych do trzecich, uwzględnia obecność rezonatorów sąsiadujących, w tym w szczególności rezonatora nr 2. Synteza wymiarowa polegać będzie na dobraniu wymiarów geometrycznych rezonatora 1 i 3 oraz nieciągłości pomiędzy rezonatorem 1 i 3,

aby odpowiedź elektromagnetyczna uzyskana w symulatorze pokrywała się z odpowiedzią układu opisanego macierzą impedancyjną (3.42). Najprościej to uzyskać metodą zero-biegunową przedstawianą w podrozdziale 3.1. Metoda zero-biegunowa wymaga ustalenia zer i biegunów odniesienia.

Ostatnim etapem przygotowania wyników referencyjnych do syntezy wymiarowej jest więc ekstrakcja zer i biegunów parametrów rozproszenia prototypowych podobwodów. Do tego celu należy skorzystać z relacji (3.3) oraz (3.4) przy założeniu jednostkowym impedancji portów zasilających. Znajdując odpowiednie wartości własne powstałych pęków macierzowych, problem syntezy wymiarowej można zdefiniować jako problem optymalizacyjny z następującą funkcją celu (analogicznie jak w przypadku syntezy macierzy sprzężeń)

$$EF_{DS} = \sum_{i=1}^M |Z'_i - Z_i|^2 + \sum_{i=1}^N |P'_i - P_i|^2 + \sum_{i=1}^N |R'_i - R_i|^2$$

gdzie N oznacza liczbę wspólnych biegunów S_{11} i S_{21} oraz liczbą zer S_{11} , natomiast M jest liczbą zer transmisyjnych. R'_i , Z'_i oraz P'_i są, odpowiednio, zerami odbiciowymi, transmisyjnymi oraz biegunami otrzymanymi z interpolacji wymiernej S_{11} oraz S_{21} optymalizowanego układu. Z_i , P_i oraz R_i są referencyjnymi zerami biegunami wyekstrachowanymi z prototypowej podmacierzy (3.41). Do interpolacji wymiernej można wykorzystać algorytm dopasania wektorów (ang. vector fitting) [27] lub metodę Cauchy'ego [2].

3.9 Weryfikacja projektowa oraz eksperymentalna

3.9.1 Falowodowy filtr dyspersyjny w konfiguracji kwadrupletu

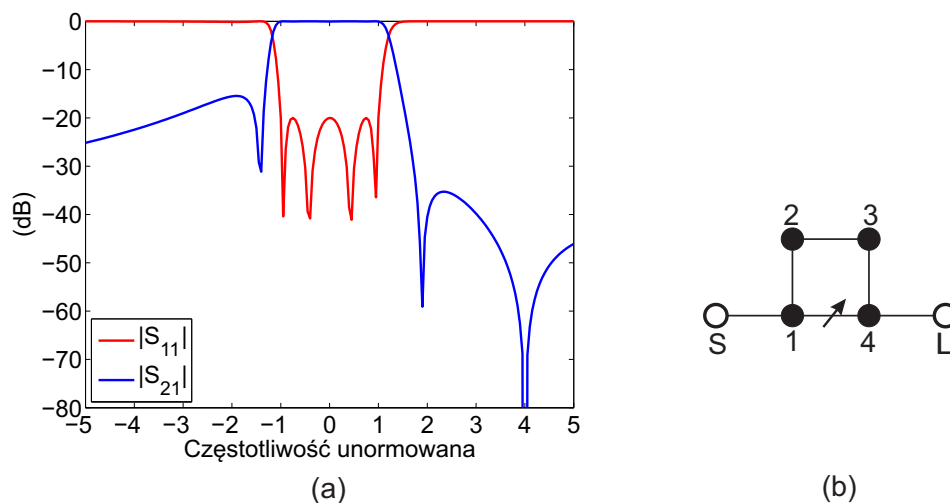
Pierwszym układem eksperymentalnym weryfikującym teorię z poprzednich sekcji niniejszego rozdziału jest falowodowy filtr czwartego rzędu nastrojony na pasmo X. Częstotliwość środkowa wynosi 9.9 GHz, pasmo przenoszenia równe jest 200 MHz, natomiast dopasowanie wynosi -20 dB. Wykorzystując zmienne z częstotliwością sprzężenie skośne, uzyskano trzy asymetryczne zera transmisyjne na pozycjach: $f_1 = 9.76$ GHz, $f_2 = 10.09$ GHz oraz $f_3 = 10.31$ GHz. Rezonatory ułożone są w konfiguracji kwadrupletu jak pokazano na rysunku 3.24 (b), natomiast idealna odpowiedź w dziedzinie prototypu przedstawiona została na rysunku 3.24 (a). Jak już wspomniano, w rozważanym przykładzie sprzężenie skośne ma charakter dyspersyjny (co oznaczone zostało strzałką na rysunku 3.24 (b)) i w efekcie prowadzi do trzech zer transmisyjnych (znormalizowanych) $\omega = -1.42$, $\omega = 1.89$, $\omega = 4$. W tym punkcie należy zaznaczyć, że uzyskanie dowolnych położenia zer transmisyjnych (również zespolonych) wymaga zmiany charakteru sprzężenia pomiędzy rezonatorem 2 i 3 ze stałego na zmienny z częstotliwością. Wykorzystując algorytm syntezy opisany w podrozdziale 3.1 otrzymano następującą macierz impedancji

$$\mathbf{Z} = j \begin{bmatrix} -j & 1.0147 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0147 & \omega - 0.0399 & 0.8190 & 0 & 0.0720\omega - 0.3240 & 0 \\ 0 & 0.8190 & \omega + 0.0176 & 0.8240 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8240 & \omega + 0.0176 & 0.8190 & 1.0147 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0147 & -j \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

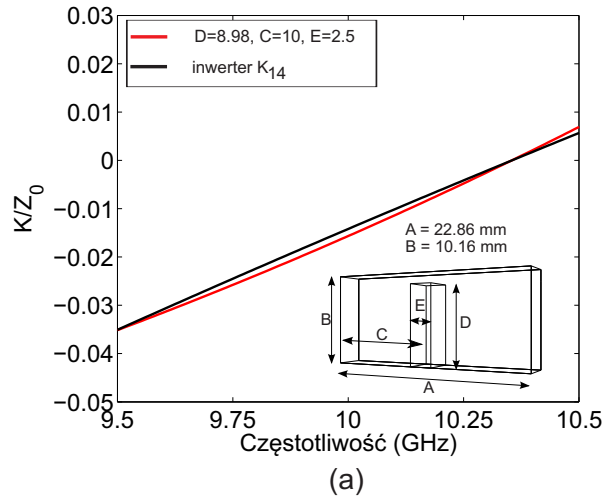
Mając opis macierzowy układu, można dokonać syntezy wymiarowej poszczególnych sprzężeń. Jak łatwo zauważyć, sprzężenie dyspersyjne ma dodatni współczynnik kierunkowy. Ponieważ, filtr realizowany jest w falowodzie prostokątnym, idealnym wyborem na realizację połączenia zmiennego z częstotliwością jest kołek niepełnej wysokości przedstawiony na rysunku 3.14 (b). W przypadku stałych połączeń sytuacja jest stosunkowo prosta i wymiarowanie pary sprzężonych rezonatorów można zrealizować w oparciu o dobrze znane wzory [21]. Do wymiarowania sprzężenia dyspersyjnego wykorzystana zostanie metoda syntezy oparta na parametrach impedancyjnych z_{21} nieciągłości, opisana w podrozdziale 3.8.1. W pierwszym kroku należy odnormalizować wartości dyspersyjnego inwertera (pomiędzy węzłami 1 i 4) zgodnie z zależnością (3.19). Dodatkowo, podstawiając $FBW_\lambda = \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0}\right)^2 FBW$ uzyskuje się:

$$\frac{K_{1,4}}{Z_0} = \frac{\pi}{2} FBW \cdot M_{1,4} = \frac{\pi}{2} FBW_\lambda \left(\frac{0.0720}{FBW_f} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) - 0.3240 \right) \quad (3.44)$$

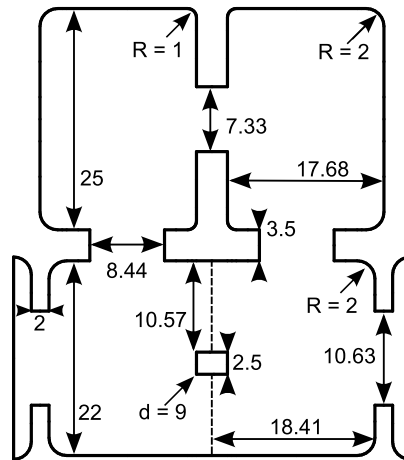
gdzie $K_{1,4}$ oznacza odnormalizowane wartości impedancji inwertera pomiędzy rezonatorami 1 i 4. Otrzymane w ten sposób wartości należy skorelować z odpowiednimi parametrami elementu realizującego sprzężenie. Rysunek 3.25 przedstawia porównanie pomiędzy charakterystyką idealną a otrzymaną z symulacji dla kołka niepełnej wysokości. Jak łatwo zauważyć, otrzymano wysoką zgodność. Podsumowując, projektowanie filtra rozpoczyna się od znalezienia wstępnych wymiarów wnek falowodowych pracujących z rodzajem TE_{101} . W tym celu należy wykorzystać wyrażenia zamieszczone w [21]. Sprzężenia bezpośrednie oraz zewnętrzne zrealizowane zostały w formie przesłon indukcyjnych i zsyntezowane w klasyczny sposób (patrz rozdział 14 w [21]). Sprzężenie dyspersyjne zaimplementowane zostało w falowodzie prostokątnym w formie przewodzącego kołka niepełnej wysokości, podobnego do przedstawionego w [13]. W celu ograniczenia liczby zmiennych, przy syntezy sprzężenia dyspersyjnego szerokość falowodu ustawiono na 22.86 mm, natomiast długość i szerokość kołka ustawiono, odpowiednio, na 2.5 mm i 3.5 mm. Następnie,



RYСУNEK 3.24: (a) Idealna odpowiedź filtra, (b) topologia



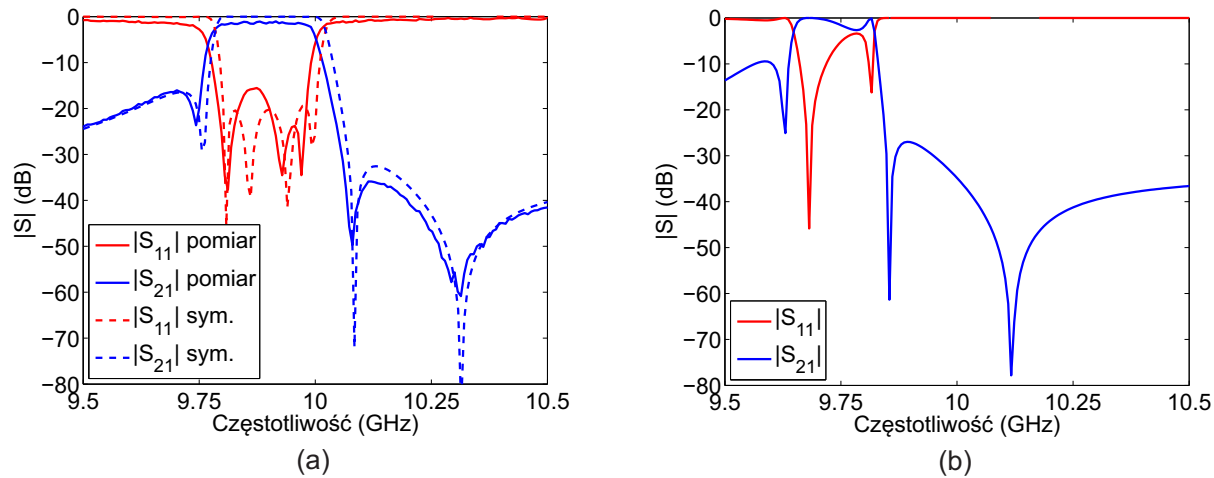
RYSUNEK 3.25: Porównanie charakterystyki sprzężenia dyspersyjnego otrzymanej z symulacji i prototypu (implementacja sprzężenia dyspersyjnego we wstawce) (jednostki mm)



RYSUNEK 3.26: Model filtra (rzut z góry, jednostki mm). Filtr zasilany jest z falowodu WR-90

dobierając wysokość kołka oraz jego położenie, dopasowano charakterystyki z_{21} do tych otrzymanych z macierzy sprzężeń. Warto dodać, że w rozważanym przykładzie współczynnik skalujący $\frac{\pi}{2}FBW_{\lambda}$ wynosi 0.0565, przy $FBW_{\lambda} = 0.036$, natomiast $FBW_f=0.0202$. Filtr zaprojektowany został w pełnofalowym symulatorze elektromagnetycznym Mician MicroWave Wizard [1]. Parametry rozproszenia wstępnie zsyntezowanego układu przedstawione zostały na rysunku 3.27 (b). Jak łatwo zauważyć, pasmo filtra zostało przesunięte w dół, a założony poziom dopasowania znacząco się pogorszył. Niemniej jednak, na charakterystykach przenoszenia trzy zera transmisyjne są widoczne. Finalne numeryczne strojenie układu wykonano w ww. symulatorze wykorzystując algorytm optymalizujący z funkcją celu bazującą na zerach i biegunach [47]. Model zoptymalizowanego filtra wraz z wymiarami przedstawiony jest na rysunku 3.26.

Filtr wykonany został z dwóch części aluminium (część główna oraz pokrywa) skre-

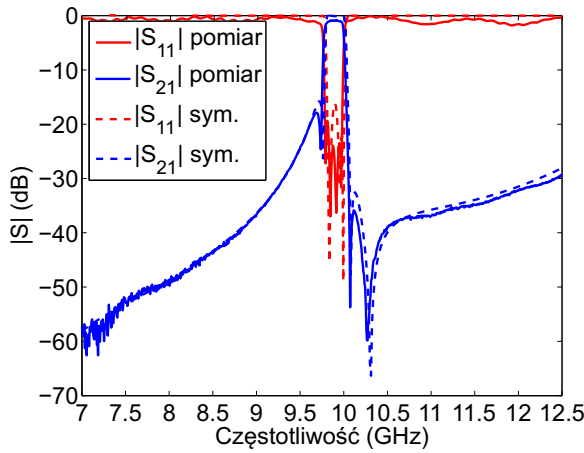


RYСУNEK 3.27: (a) Porównanie pomiędzy charakterystykami zmierzonymi i symulacyjnymi, (b) wynik syntezy wymiarowej z wykorzystaniem metody opisanej w podrozdziale 3.8.1

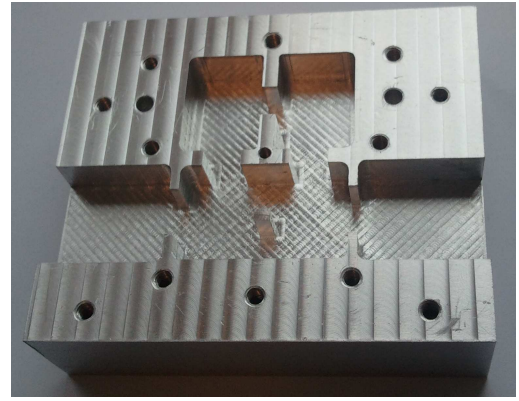
conych śrubami. Wnęki rezonansowe, sprzężenia indukcyjne oraz kołek realizujący sprzężenie dyspersyjne wykonane zostały drogą frezowania maszyną CNC. Rysunek 3.27 (a) przedstawia porównanie pomiędzy charakterystykami zmierzonymi i wynikami symulacyjnymi. Jak można zauważyć, pasmo filtru zostało zawężone o 20 MHz w stosunku do górnej częstotliwości pasma. Dodatkowo, dopasowanie filtru w zakresie częstotliwości od 9.84 GHz do 9.89 GHz odbiega od założonej wartości maksymalnie o 4.2 dB. Wynika to z niedokładności wykonania poszczególnych elementów i w efekcie prowadzi do rozstrojenia rezonatorów. Częstotliwości zer transmisyjnych praktycznie pokrywają się z założonymi z wyjątkiem pierwszego zera umieszczonego po dolnej stronie pasma zaporowego. Zostało ono przesunięte o 15 MHz. Straty wtrąceniowe są na poziomie 1.25 dB. Pomierzona charakterystyka szerokopasmowa przedstawiona została na rysunku 3.28 (a). W całym paśmie X nie zaobserwowano rezonansów pasożytniczych, aczkolwiek występują one powyżej 14 GHz. Zdjęcie wykonanego układu przedstawione zostało na rysunku 3.28 (b) Przedstawione powyżej wyniki zostały opublikowane w [93].

3.9.2 Filtry ze sprzężeniami dyspersyjnymi zrealizowanymi w formie sęków

W sekcji dotyczącej syntezy wymiarowej nieciągłości pokazano, że sęki można wykorzystać jako implementacje rozłożone sprzężeń dyspersyjnych. Z drugiej strony parametry impedancyjne (lub admitancyjne) tych elementów są znane, co pozwala odpowiednio zmodyfikować procedurę syntezy, w celu otrzymania dokładnego opisu macierzowego. Dodatkowo, zakładając, że rezonatory oraz sęki modelowane są odcinkami linii TEM, synteze tego typu filtrów można przeprowadzić całkowicie analitycznie. Z tego względu w niniejszym podrozdziale skoncentrujemy się wyłącznie na strukturach filtrujących wykorzystujących przewodnice TEM lub quasi-TEM. We wszystkich przypadkach synteze modelu o stałych rozłożonych przeprowadzono w oparciu o technikę opisaną w podrozdziale 3.8.1 (zależności (3.23)-(3.28) oraz w (5.21)-(5.22) w [38]).



(a)



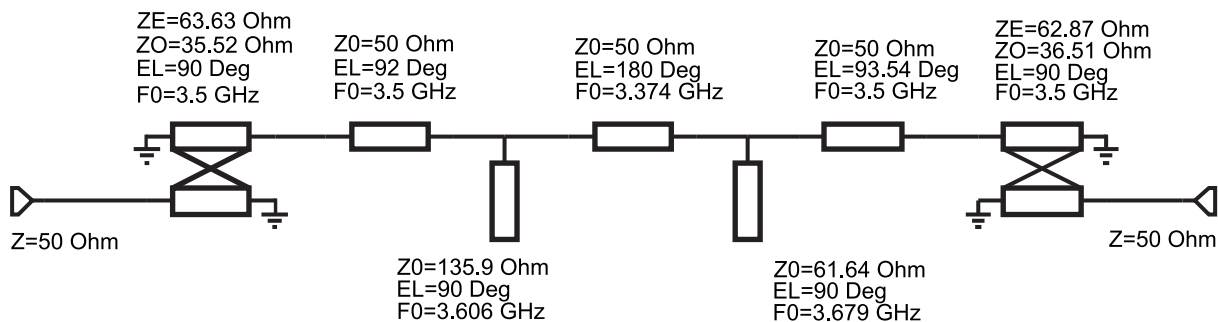
(b)

RYSUNEK 3.28: (a) Szerokopasmowa odpowiedź filtru, (b) zdjęcie wykonanego układu (bez pokrywy)

Pierwszym przykładem jest filtr trzeciego rzędu z dwoma zerami transmisyjnymi umieszczonymi po górnej stronie pasma zaporowego. Filtr nastrojony jest na częstotliwość środkową $f_0=3.5$ GHz przy szerokości pasma pracy równej 110 MHz. Założone dopasowanie układu wynosi -20 dB, natomiast częstotliwości zer transmisyjnych są równe $f_{z1}=3.6$ GHz oraz $f_{z2}=3.68$ GHz. Model o stałych rozłożonych układu składa się z trzech bezpośrednio sprzężonych, półfalowych rezonatorów TEM ze sprzężeniami dyspersyjnymi umieszczonymi pomiędzy pierwszym i drugim rezonatorem oraz pomiędzy drugim i trzecim. Wykorzystując zaproponowaną w pracy procedurę syntezy obwodów dyspersyjnych, otrzymano następującą macierz (podzieloną na część odpowiedzialną za rezonatory oraz inwertery)

$$\mathbf{z} = j \begin{bmatrix} -1j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega - 0.8199 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega - 0.7393 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega - 0.4187 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0.9399 & 0 & 0 & 0 \\ 0.9399 & 0 & 0.5088\omega - 1.0119 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5088\omega - 1.0119 & 0 & 0.2723\omega - 0.9119 & 0 \\ 0 & 0 & 0.2723\omega - 0.9119 & 0 & 1.0505 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0505 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

Ponieważ sprzężenia dyspersyjne mają dodatni współczynnik kierunkowy, przyjęto, że zostaną zaimplementowane w formie równoległych zwartych sęków ćwierćfalowych. W wyniku zastosowania zmodyfikowanej procedury syntezy prototypu o stałych skupionych z uwzględnieniem rzeczywistych parametrów impedancyjnych sęków, przedstawionej w

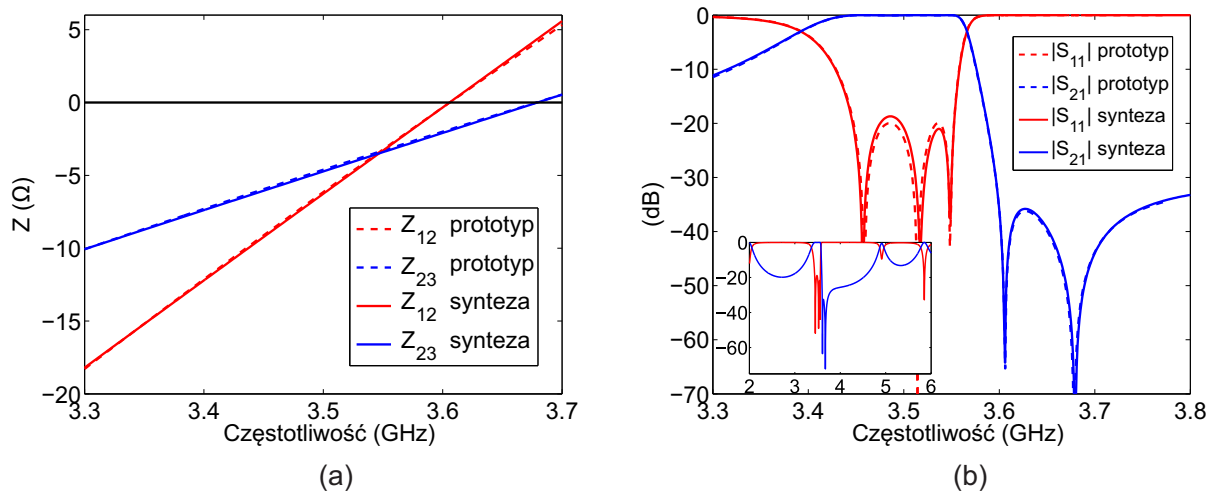


RYSUNEK 3.29: Rozłożony modelu filtru trzeciego rzędu z dwoma sprzężeniami dyspersyjnymi

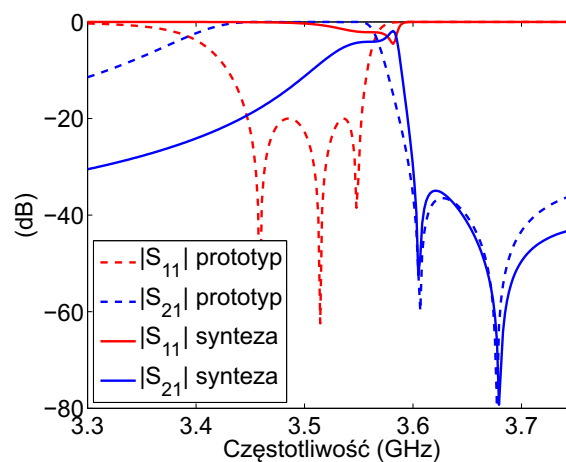
rozdziale 3.7, opis (3.45) uległ modyfikacji do postaci (3.46)

$$\mathbf{z}' = j \begin{bmatrix} -j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega - 0.7273 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega - 2.4375 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega - 1.2912 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -j \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & 1.4322 & 0 & 0 & 0 \\ 1.4322 & 1.3191\omega - 2.6261 & 1.3191\omega - 2.6261 & 0 & 0 \\ 0 & 1.3191\omega - 2.6261 & 1.9055\omega - 4.5843 & 0.5864\omega - 1.9582 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5864\omega - 1.9582 & 0.5864\omega - 1.9582 & 1.3229 \\ 0 & 0 & 0 & 1.3229 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

Jak łatwo zauważyć, uwzględnienie dodatkowych obciążeń rezonatorów przez sęki spowodowało przeskalowanie wartości sprzężeń stałych oraz częstotliwości własnych rezonatorów. Następnym krokiem jest określenie impedancji sęków oraz ich długości elektrycznych. W pierwszej kolejności z zależności (3.29) znajduje się częstotliwości zer transmisyjnych, które w rozważanym przypadku wynoszą $f_{z1} = 3.6$ GHz oraz $f_{z2} = 3.68$ GHz. Należy dodać, że częstotliwości te są identyczne z lokalizacją zer transmisyjnych realizowanych przez filtr. Wynika to z zastosowania topologii kaskadowej, w której sprzężenia zmienne z częstotliwością bezpośrednio odpowiadają za położenie zer transmisyjnych. Znając długości elektryczne sęków, korespondujące impedancje wyznacza się z (3.28). W tym przypadku wynoszą one: $Z_{S12} = 135.6 \Omega$ oraz $Z_{S23} = 61.83 \Omega$ (indeksy oznaczają numery sprzęganych rezonatorów). Rysunek 3.30 (a) przedstawia porównanie pomiędzy charakterystykami zsyntezowanych sprzężeń w postaci sęków, a modelem prototypowym. W obu przypadkach otrzymano praktycznie idealną zgodność. Ostatnim elementem jest wyznaczenie częstotliwości rezonansowych półfalowych rezonatorów. Wykorzystując klasyczną transformację z prototypu do pasma rzeczywistego, otrzymano następujące wartości: $f_{res1} = 3.457$, $f_{res2} = 3.374$, $f_{res3} = 3.421$ GHz. Rozłożony model filtru przedstawiony został na rysunku 3.29. Do zrealizowania sprzężeń stałych wykorzystano zwarte ćwierćfalowe odcinki sprzężonych linii [63]. Należy zwrócić uwagę, że pierwszy i ostatni rezonator zrealizowany jest częściowo na liniach sprzężonych, które muszą mieć długość elektryczną równą 90° na częstotliwości środkowej filtru. Z tego powodu na schemacie z rysunku 3.29 długości elektryczne tych rezonatorów wyrażone zostały w odniesieniu do częs-



RYSUNEK 3.30: (a) Porównanie pomiędzy prototypowymi prostymi sprzęgającymi oraz zsyntezowanymi, (b) porównanie pomiędzy idealną odpowiedzią filtra oraz układu o stałych rozłożonych zsyntezowanego z uwzględnieniem nieidealności inwerterów



RYSUNEK 3.31: Porównanie pomiędzy idealną odpowiedzią filtra oraz układu zsyntezowanego przy założeniu idealnych inwerterów

totliwości środkowej filtra. Porównanie pomiędzy parametrami rozproszenia otrzymanymi z syntezowanego analitycznie układu o stałych rozłożonych oraz odpowiedzi prototypowej przedstawione zostało na rysunku 3.30 (b). Z zaprezentowanych danych jasno wynika, że uzyskano zgodność na wysokim poziomie, co dowodzi słuszności proponowanego podejścia. Szerokopasmowa odpowiedź modelu rozłożonego przedstawiona została jako wstawka na rysunku 3.30 (b). Aby zobrazować znaczenie poprawki wprowadzanej przy syntezie prototypu o stałych skupionych związanej z obciążaniem rezonatorów przez seki sprzęgające, dodatkowo na rysunku 3.31 przedstawiono porównanie pomiędzy obwodem o stałych rozłożonych (3.45), a odpowiedzią prototypową. Można zaobserwować, że tylko położenia zer transmisyjnych są zgodne z założonymi. Dopasowanie zostało zredukowane do

poziomu około -2.5 dB, przy jednoczesnym przestrojeniu i zawężeniu pasma pracy.

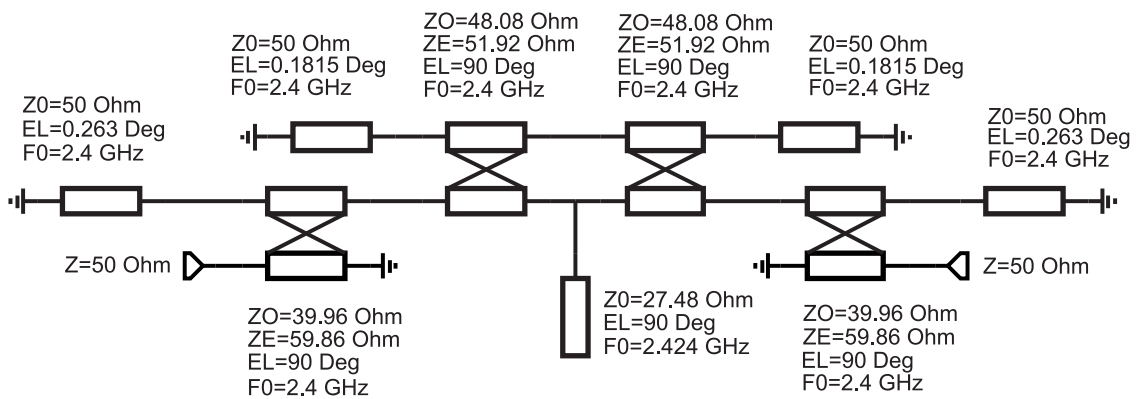
Drugi przykład to również filtr trzeciego rzędu, jednak tym razem rezonatory ułożone zostały w konfiguracji tripletu. Filtr nastrojony jest na częstotliwość środkową równą $f_0=2.4$ GHz, natomiast względne pasmo pracy wynosi 2%. Dopasowanie, podobnie jak w poprzednim przykładzie, założone zostało na poziomie -20 dB, natomiast zera transmisyjne ulokowane są po obu stronach pasma zaporowego, a ich pozycje wynoszą $f_{z1}=2.35$ GHz i $f_{z2}=2.47$ GHz. W rozważanym układzie występuje jedno sprzężenie dyspersyjne, które umieszczone zostało pomiędzy pierwszym i trzecim rezonatorem. Analogicznie do poprzedniego filtru, projekt rozpoczynamy od syntezy nieskompensowanej dyspersyjnej, macierzy sprzężeń, co prowadzi do następującego opisu

$$\mathbf{z} = j \begin{bmatrix} -1j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega-0.1037 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega+0.2015 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega-0.1037 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1j \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & 1.0382 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0382 & 0 & 1.0838 & 0.2176\omega-0.2179 & 0 \\ 0 & 1.0838 & 0 & 1.0838 & 0 \\ 0 & 0.2176\omega-0.2179 & 1.0838 & 0 & 1.0382 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0382 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.47)$$

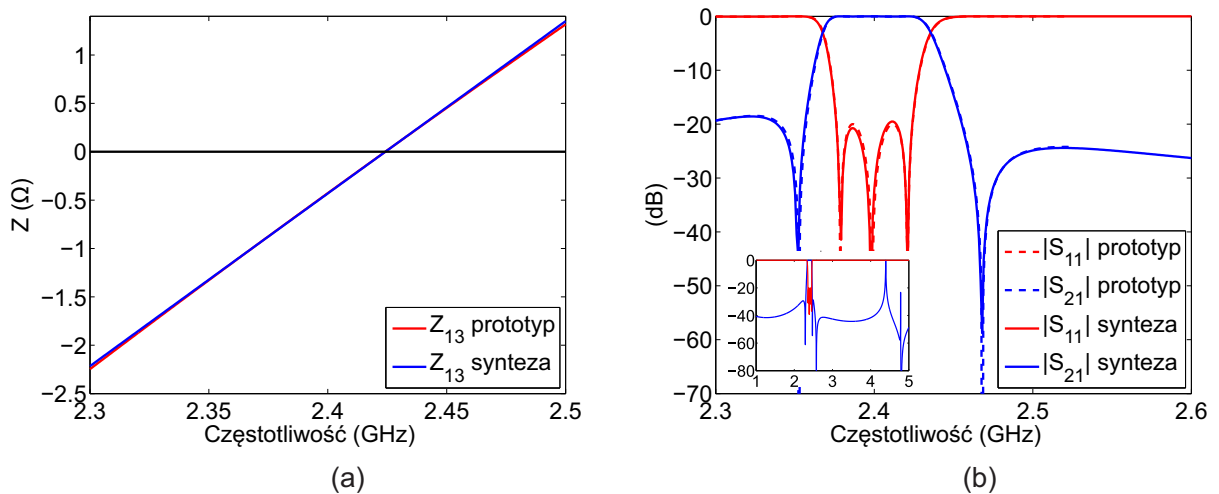
Podobnie jak w poprzednim przykładzie sprzężenie dyspersyjne ma dodatni współczynnik kierunkowy, dlatego też zostanie zaimplementowane w formie równoległe włączonego, rozwartego sęka. Powtarzając syntezę obwodu z uwzględnieniem parametrów sęka otrzymano

$$\mathbf{z}' = j \begin{bmatrix} -1j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega+0.1460 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega+0.2015 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega+0.1460 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1j \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & 1.1737 & 0 & 0 & 0 \\ 1.1737 & 0.2781\omega-0.2785 & 1.2252 & 0.2781\omega-0.2785 & 0 \\ 0 & 1.2252 & 0 & 1.2252 & 0 \\ 0 & 0.2781\omega-0.2785 & 1.2252 & 0.2781\omega-0.2785 & 1.1737 \\ 0 & 0 & 0 & 1.1737 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.48)$$

Analogicznie do filtru kaskadowego, modyfikacji uległy wartości wszystkich sprzężeń oraz częstotliwości rezonansowe rezonatorów. Znając opis skupiony filtru, syntezę obwodu o stałych rozłożonych zaczynamy od znalezienia częstotliwości zera transmisyjnego sęka. Wykorzystując wyrażenie (3.29) otrzymano częstotliwość $f_{zero}=2.42$ GHz. Należy podkreślić, że w tym przypadku lokalizacja zera transmisyjnego sęka nie pokrywa się z żadną z pozycji zer transmisyjnych wynikających ze specyfikacji projektowej. Znając częstotliwość ćwierćfalowej długości sęka, należy wyznaczyć jego impedancję, która wynosi $Z_{S13} = 27.5 \Omega$. Do zamodelowania rezonatorów wykorzystano półfalowe odcinki linii

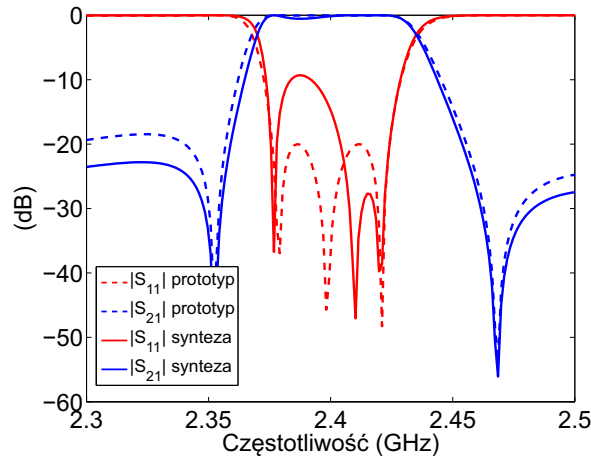


RYSUNEK 3.32: Rozłożony model filtra



RYSUNEK 3.33: (a) Porównanie pomiędzy prostymi sprzęgającymi otrzymanymi z macierzy sprzężeń oraz zsyntezowanymi, (b) porównanie pomiędzy prototypowymi charakterystykami filtra, a odpowiedzią układu rozłożonego zsyntezowanego metodą opisaną w podrozdziale 3.8.1

TEM. Rysunek 3.33 (a) przedstawia porównanie pomiędzy prototypową prostą sprzęgającą pomiędzy pierwszym i trzecim rezonatorem, a wynikiem syntezy sęka. Z przedstawionych danych jasno wynika, że proste są praktycznie nierozróżnialne. Kompletny model filtra zrealizowany na stałych rozłożonych przedstawiony został na rysunku 3.32. Podobnie jak w poprzednim przykładzie, do realizacji sprzężeń stałych (zewnętrznych) wykorzystano sprzężone, zwarte odcinki linii. Porównanie pomiędzy odpowiedziami uzyskanymi z modelu skupionego i rozłożonego przedstawiono na rysunku 3.33 (b). Podobnie jak poprzednio uzyskano wysoką zgodność charakterystyk. Szerokopasmowa odpowiedź modelu rozłożonego przedstawiona jest jako wstawka rysunku 3.33 (b). Jak łatwo zauważyć, okresowość charakterystyk impedancyjnych sęka oraz rezonatorów prowadzi do powstania pasożytniczych rezonansów. Porównanie pomiędzy odpowiedzią uzyskaną z syntezy układu o stałych rozłożonych na podstawie obwodu (3.47) przed kompensacją, a odpowiedzią idealną zamieszczone zostały na rysunku 3.34. W tym przypadku charak-



RYСУNEK 3.34: Porównanie pomiędzy idealną odpowiedzią filtru oraz układu o stałych rozłożonych zszyntezowanego przy założeniu idealnych inwerterów

terystyki są znacznie mniej zdeformowane w stosunku do poprzedniego filtru. Wynika to z zastosowania tylko jednego sęka, o mniejszej części dyspersyjnej, co bezpośrednio przekłada się na odstrojenia sprzężanych rezonatorów.

Trzeci i ostatni przykład to filtr czwartego rzędu z trzema zerami transmisyjnymi. Filtr nastrojony jest na częstotliwość $f_0=2.4$ GHz, natomiast względne pasmo pracy wynosi 4%. Założone dopasowanie równe jest -20 dB, natomiast pozycje zer transmisyjnych są następujące: $f_{z1}=2.29$ GHz, $f_{z2}=2.475$ GHz, oraz $f_{z3}=2.58$ GHz. Model rozłożony składa się z czterech sprzężonych rezonatorów TEM ułożonych w konfiguracji kwadrupletu. W proponowanym schemacie, sprzężenia dyspersyjne zostały umieszczone pomiędzy drugim i trzecim rezonatorem oraz pomiędzy pierwszym i czwartym. W rozważanym przykładzie zdecydowano, że w przeciwieństwie do dwóch poprzednich filtrów opis obwodowy będzie dotyczył parametrów admitancyjnych. Zakładając idealny model inwerterów, zszyntezowano następującą macierz

$$\mathbf{Y} = j \begin{bmatrix} -1j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega+0.0207 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega-0.5129 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega-0.5129 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega+0.0207 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1j \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & 1.0217 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0217 & 0 & 0.7864 & 0 & -0.0555\omega+0.1425 & 0 \\ 0 & 0.7864 & 0 & 0.4662\omega-0.8199 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.4662\omega-0.8199 & 0 & 0 & 0.7864 \\ 0 & -0.0555\omega+0.1425 & 0 & 0.7864 & 0 & 1.0217 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0217 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.49)$$

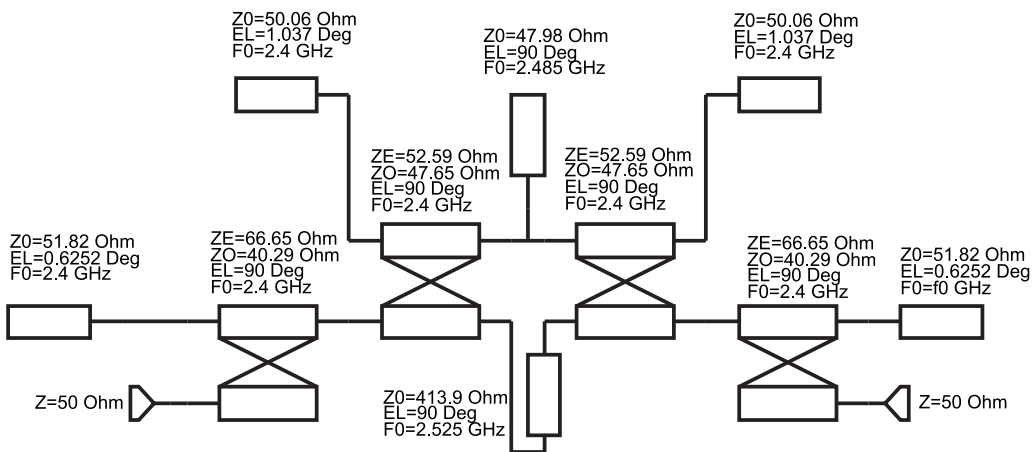
Należy zwrócić uwagę, że w analizowanym przykładzie sprzężenie pomiędzy drugim

i trzecim rezonatorem ma dodatni współczynnik kierunkowy, natomiast współczynnik kierunkowy sprzężenia pomiędzy pierwszym i czwartym rezonatorem ma wartość ujemną. W związku z powyższym wykorzystane zostaną oba typy sęków (równoległy oraz szeregowy) do realizacji wybranych sprzężeń dyspersyjnych. Skorygowana zgodnie z procedurą przedstawioną w podrozdziale 3.7 macierz admitancyjna ma następującą postać

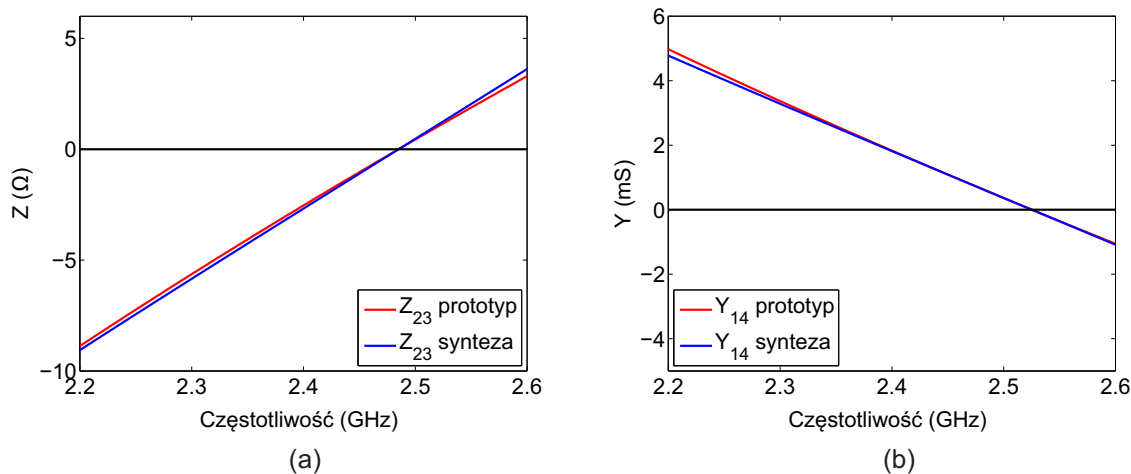
$$\mathbf{Y}' = j \begin{bmatrix} -1j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega-0.1289 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega+0.5750 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega+0.5750 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega-0.1289 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1j \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & 1.0513 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0513 & -0.0588\omega+0.1508 & 1.1076 & 0 & -0.0588\omega+0.1508 & 0 \\ 0 & 1.1076 & 0.8734\omega-1.5360 & 0.8734\omega-1.5360 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.8734\omega-1.5360 & 0.8734\omega-1.5360 & 1.1076 & 0 \\ 0 & -0.0588\omega+0.1508 & 0 & 1.1076 & -0.0588\omega+0.1508 & 1.0513 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0513 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.50)$$

Analogicznie do poprzednich przykładów, pierwszym krokiem syntezy obwodu rozłożonego po określeniu macierzy sprzężeń jest znalezienie impedancji sęków. Dla sęka równoległego (umieszczonego pomiędzy drugim i trzecim rezonatorem) wartość t_a , otrzymana z zależności (3.27) wynosi $Z_{S23} = 47.98 \Omega$, natomiast dla sęka szeregowego (umieszczonego pomiędzy pierwszym i czwartym rezonatorem) impedancja jest równa $Z_{S14} = 413.94 \Omega$. Do zrealizowania rezonatorów równoległych wykorzystano półfalowe rozwarte linie TEM. W podrozdziale 3.5 wyjaśniono, że jeśli w opisie impedancyjnym (lub admitancyjnym) filtru występują ujemne (lub dodatnie) współczynniki kierunkowe sprzężeń dyspersyjnych, wybrane podobwoły należy zastąpić alternatywną realizacją z dodatkowymi przesuwnikami fazy. W rozważanym przykładzie przesunięcie fazy wynosi -90° , co w efekcie prowadzi do skrócenia sprzęganych rezonatorów. Kompletny model filtru przedstawiono na rysunku 3.35. Porównanie pomiędzy zsyntezowanymi sprzężeniami, a idealnym modelem skupionym zaprezentowano na rysunku 3.36. Jak można zaobserwować uzyskano niemalże idealne spasowanie. Odpowiedź modelu rozłożonego została skonfrontowana z charakterystykami prototypowymi i przedstawiona na rysunku 3.37(a).

Pozycje zer transmisyjnych pokrywają się z założonymi częstotliwościami, jednakże charakterystyka dopasowania wykazuje 5 dB różnice w górnej części pasma pracy. Jest to efekt skończonej dokładności wyrażeń określających wartość sprzężeń stałych. Dodatkowo należy pamiętać, że w przypadku gdy, impedancja rezonatora jest różna od impedancji przesuwników fazy, konieczna jest korekta impedancji sęka, aby możliwe było wchłonięcie przesuwnika fazy przez rezonator. Niemniej jednak otrzymany wynik jest doskonałym punktem startowym do optymalizacji. Podobnie do poprzednich przykładów, aby podkreślić znaczenie rzeczywistych parametrów na etapie syntezy macierzy sprzężeń na rysunku 3.38 przedstawiono porównanie pomiędzy odpowiedzią prototypową a charakterystykami filtru o stałych rozłożonych zsyntezowanego przy założeniu idealnych inwertorów tj. na podstawie macierzy (3.47). Jak można zauważyć, tylko jedno zero transmisyjne



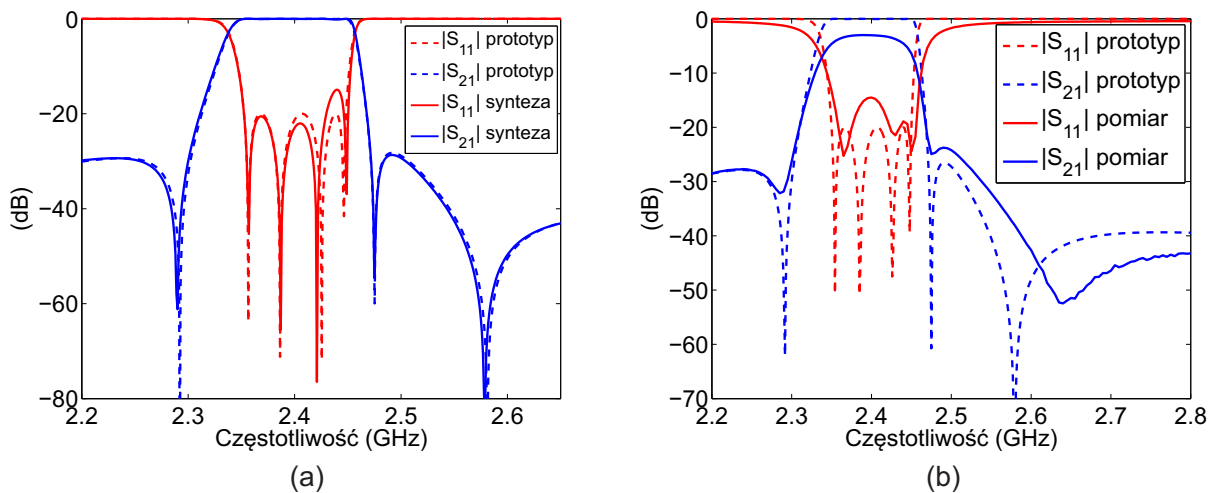
RYSUNEK 3.35: Model o stałych rozłożonych filtru w konfiguracji kwadrupletu z dwoma sprzężeniami dyspersyjnymi



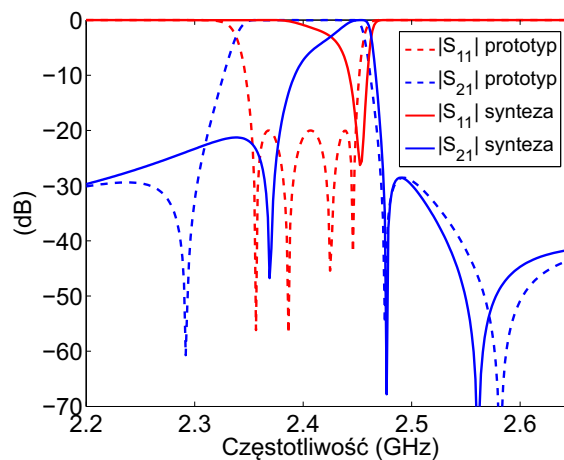
RYSUNEK 3.36: Porównanie pomiędzy prostymi sprzęgającymi otrzymanymi z macierzy sprzężeń oraz zsyntezowanymi

pokrywa się z założoną pozycją. Pozostałe parametry takie jak: pasmo pracy, poziom dopasowania oraz częstotliwości dwóch pozostałych zer transmisyjnych znacząco odbiegają od założonych.

Zaprojektowany filtr został następnie poddany optymalizacji numerycznej w celu jego wykonania w technologii mikropaskowej na podłożu o relatywnej przenikalności elektrycznej równej $\epsilon_r = 3.02$, wysokości 0.5 mm oraz tangensie kąta strat równym $\tan\delta = 0.0014$. Ponieważ linia mikropaskowa jest przewodniczą quasi-TEM konieczne było strojenie numeryczne z wykorzystaniem symulatora Momentum firmy Agilent. W celu przyspieszenia procesu projektowego wykorzystano nową zero-biegunową metodę niejawnego odwzorowania przestrzeni [54], opracowaną niedawno na Politechnice Gdańskiej w zespole prof. Mrozowskiego, którego członkiem jest autor rozprawy. Jako implementację sęka szeregowego wykorzystano dwie, równoległe, sprzężone linie zwarte na końcach (patrz

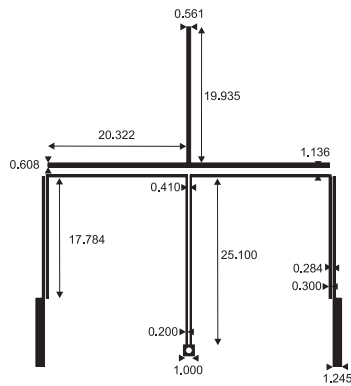


RYSUNEK 3.37: (a) Porównanie pomiędzy prototypowymi charakterystykami filtra, a odpowiedzią zsyntezowanego analitycznie, z uwzględnieniem nieidealności inwerterów układu o stałych rozłożonych, (b) porównanie pomiędzy charakterystykami zmierzonymi i symulacyjnymi

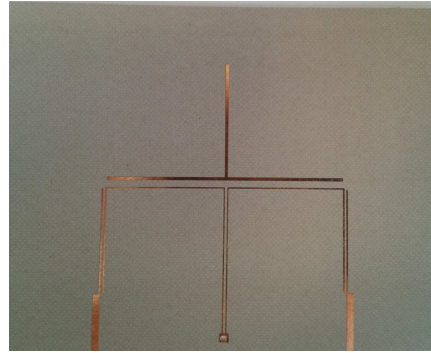


RYSUNEK 3.38: Porównanie pomiędzy idealną odpowiedzią filtra oraz układu o stałych rozłożonych zsyntezowanego przy założeniu idealnych inwerterów

rozdział 5 w [63]). Maska filtra z naniesionymi wymiarami przedstawiona została na rysunku 3.39(a). Porównanie pomiędzy charakterystykami zmierzonymi, a symulacyjnymi przedstawione zostało na rysunku 3.37 (b). Z przedstawionych danych można zaobserwować, że pasmo pracy i częstotliwość środkowa praktycznie pokrywają się z założonymi. Dopasowanie zredukowane zostało do -14.5 dB w najgorszym punkcie, co jest głównie spowodowane niedokładnościami wykonania. Niemniej jednak, ogólny profil dopasowania jest zadowalający. Charakterystyka przenoszenia zawiera trzy widoczne zera transmisyjne. Częstotliwości pierwszego (umieszczonego w dolnej części pasma zaporowego) oraz drugiego (pierwszego w górnej części pasma zaporowego) pokrywają się z założonymi. Drugie zero w górnej części pasma zaporowego przesunęło się w górę o 65 MHz w stosunku



(a)



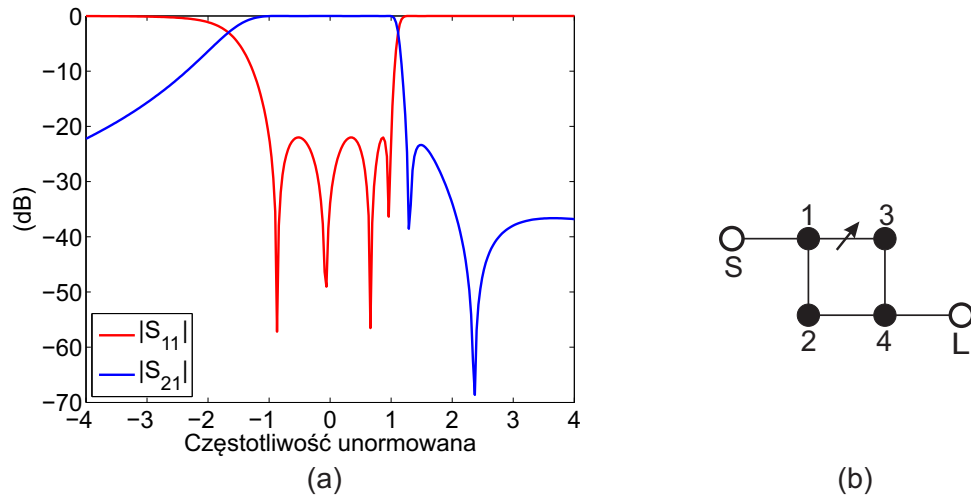
(b)

RYSUNEK 3.39: (a) Maska filtru z naniesionymi wymiarami (jednostki mm), (b) zdjęcie wykonanego układu

do nominalnej pozycji. Średnie straty wtrąceniowe wynoszą 3 dB i głównie wynikają ze strat dielektryka oraz skończonej przewodności miedzi. Zdjęcie wykonanego prototypu przedstawiono na rysunku 3.39 (b). Wyniki zaprezentowane w niniejszym podrozdziale zostały opublikowane przez autora w artykule [98].

3.9.3 Filtr dyspersyjny w konfiguracji box zaimplementowany w SIW

Kolejnym przykładem jest filtr czwartego rzędu, jednakże w tym przypadku do wykonania układu wykorzystana zostanie technologia falowodu zintegrowanego z podłożem SIW, a synteza wymiarowa sprzężenia dyspersyjnego przeprowadzona zostanie w oparciu o analizę charakterystyk rozproszenia układu dwóch rezonatorów słabo sprzężonych ze źródłem i obciążeniem, tak jak opisano to w podrozdziale 3.8.2. Głównymi założeniami projektowymi dla układu jest -20 dB dopasowania w paśmie pracy oraz tłumienie większe od 20 dB w górnym paśmie zaporowym, przy zapewnieniu maksymalnej selektywności. Częstotliwość środkowa filtru jest równa $f_0=5.25$ GHz, a szerokość pasma przenoszenia wynosi 300 MHz. Idealna charakterystyka filtru (w dziedzinie prototypu dolnoprzepustowego) oraz topologia przedstawione zostały na rysunku 3.40. Jak można zauważyć, rezonatory ułożone zostały w konfiguracji typu box [20] z jednym sprzężeniem dyspersyjnym umieszczonym pomiędzy pierwszym a trzecim rezonatorem. Zasadniczo, w rozważanej topologii, można wyróżnić dwie ścieżki sygnału. Pierwsza składa się z rezonatorów 1-3-4 i traktowana jest jako główna, ponieważ wymaga silniejszych sprzężeń. Druga, pomocnicza, realizowana jest na rezonatorach 1-2-4. Zmieniając charakter sprzężenia (pomiędzy rezonatorami 1-3) ze stałego na zmienny z częstotliwością uzyskuje się dodatkowe zero w stosunku do konwencjonalnego rozwiązania. Dodatkowo, wprowadzając sprzężenie dyspersyjne pomiędzy rezonatorem 3 i 4 możliwe jest uzyskanie trzech zer transmisyjnych. Analogicznie jak w poprzednim przykładzie, wykorzystując metodę syntezy dyspersyjnej



RYSUNEK 3.40: (a) Idealna odpowiedź filtru, (b) topologia

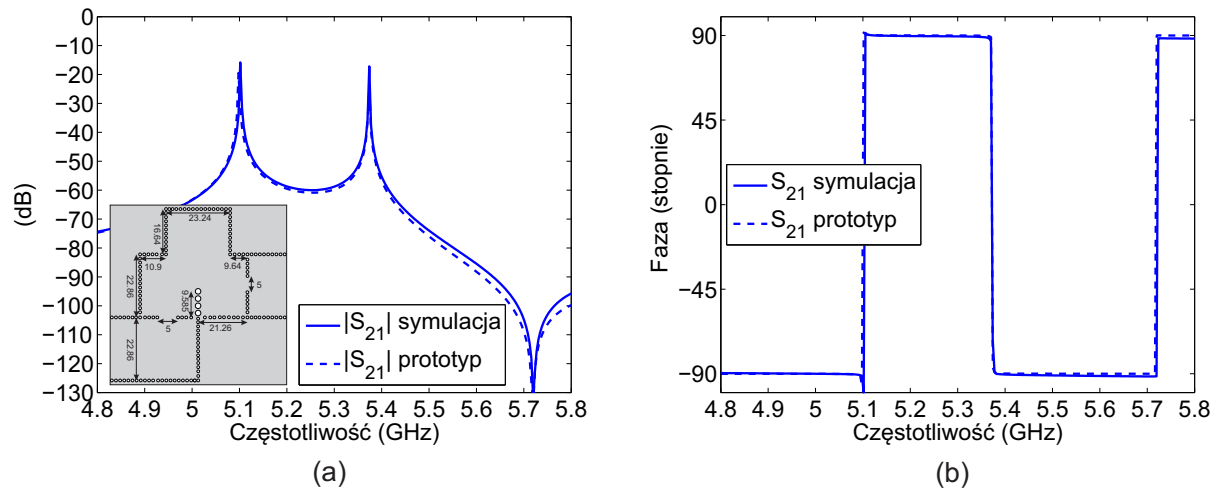
macierzy sprzężeń, otrzymano następujący opis macierzowy

$$\mathbf{Z}=j \begin{bmatrix} -j & 1.0225 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0225 & \omega-0.3725 & 0.3025 & 0.2874\omega-0.8646 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3025 & \omega-1.0144 & 0 & 0.3159 & 0 \\ 0 & 0.2874\omega-0.8646 & 0 & \omega+0.0437 & 0.9158 & 0 \\ 0 & 0 & 0.3159 & 0.9158 & \omega+0.1395 & 1.0225 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0225 & -j \end{bmatrix}. \quad (3.51)$$

Warto zaznaczyć, że pierwsze zero transmisyjne (na częstotliwości $\omega=1.3$) jest wynikiem złożenia sygnału po przejściu przez główną oraz pomocniczą linię sprzężeń, natomiast drugie zero ($\omega=2.36$) jest wynikiem dyspersyjnego sprzężenia pomiędzy rezonatorem 1 i 3. Należy dodać, że w celu umieszczenia zer transmisyjnych po obu stronach pasma (przy zachowaniu dodatniego współczynnika nachylenia sprzężenia dyspersyjnego) konieczna jest zmiana znaku jednego ze sprzężeń stałych z dodatniego na ujemny np. poprzez wykorzystanie rozwiązania przedstawionego w [23, 24]. Mając opis macierzowy układu, można przystąpić do wymiarowania struktury. W tym przypadku, jak wspomniano, do syntezy sprzężenia dyspersyjnego wykorzystana zostanie metodologia bazująca na parze sprzężonych rezonatorów. Zgodnie z procedurą podaną w podrozdziale 3.8.2 w pierwszym kroku należy wyekstrahować opis wybranego podukładu. W rozważanym przykładzie, macierz sprzężeń opisujące dyspersyjnie sprzężone rezonatory 1 i 3 ma następującą postać

$$\mathbf{Z}_{13}=j \begin{bmatrix} -j & 0.02 & 0 & 0 \\ 0.02 & \omega-0.3725 & 0.2874\omega-0.8646 & 0 \\ 0 & 0.2874\omega-0.8646 & \omega+0.0437 & 0.02 \\ 0 & 0 & 0.02 & -j \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

i została uzyskana po usunięciu drugiego oraz czwartego wiersza oraz drugiej oraz czwartej kolumny z macierzy \mathbf{Z} (3.51) oraz dołączeniu źródła i obciążenia, słabo sprzężonych z parą rezonatorów.

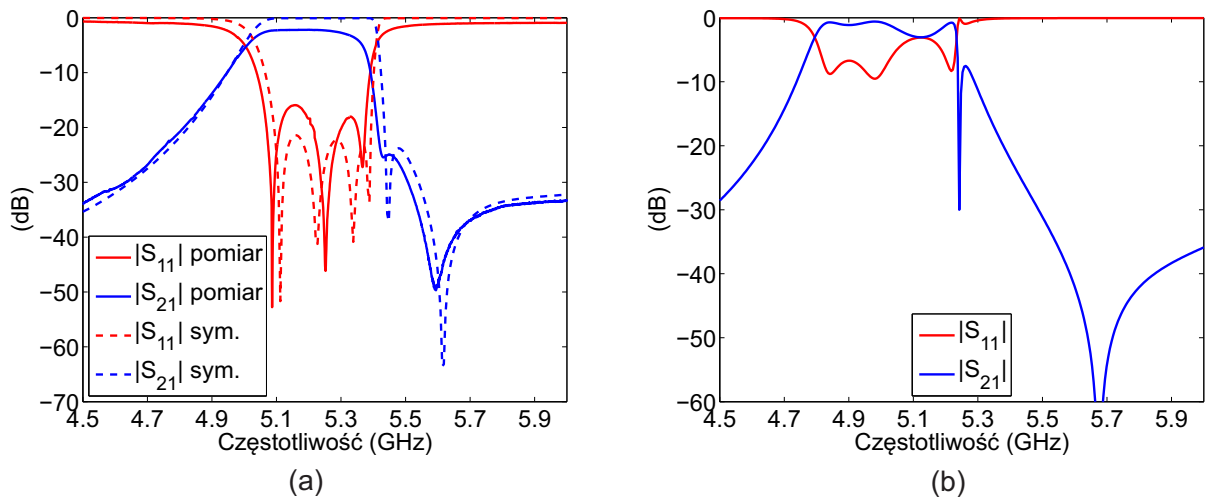


RYСУNEK 3.41: (a) Porównanie charakterystyk transmisyjnych otrzymanych z macierzy oraz symulacji, (b) porównanie charakterystyk fazowych otrzymanych z macierzy oraz symulacji

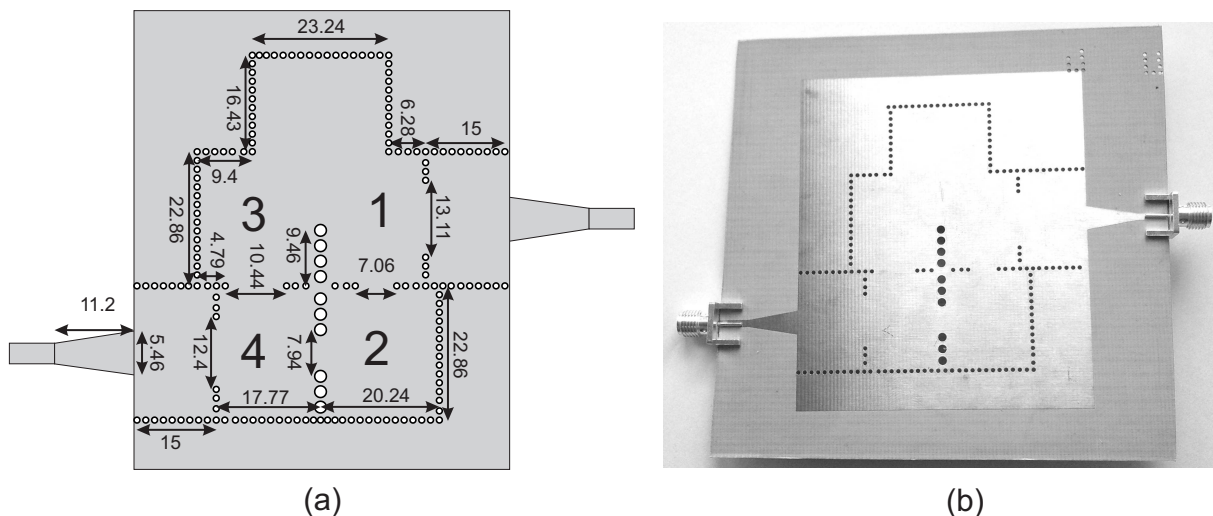
Do realizacji sprzężenia dyspersyjnego wykorzystany został równoległy (zwarty) sęk mikrofalowy z dodatkową przesłoną umieszczoną prostopadle do kierunku propagacji fali elektromagnetycznej, podobny do przedstawionego na rysunku 3.12(b). Rysunek 3.41 przedstawia porównanie pomiędzy modulem i fazą idealnych parametrów rozproszenia otrzymanych z macierzy \mathbf{Z}_{13} (w odnormalizowanym paśmie), a otrzymanymi z symulacji elektromagnetycznej fizycznej struktury. Jak można zauważyć, w charakterystyce występują dwie częstotliwości rezonansowe: $f_{r1} = 5.1$ GHz, $f_{r2} = 5.37$ GHz oraz jedno zero transmisyjne $f_{z1} = 5.72$ GHz. Z przedstawionych danych jasno wynika, że uzyskano niemal idealną zgodność, co gwarantuje prawidłowe zsyntezowanie współczynnika sprzężenia.

Filtr zaprojektowany został w symulatorze elektromagnetycznym Ansoft HFSS v13. W pierwszym kroku zsyntezowane zostało sprzężenie dyspersyjne, tak jak opisano powyżej. Następnie wyekstrahowano stałe sprzężenia w konwencjonalny sposób, po czym cały układ został przesymulowany. Otrzymane wyniki zamieszczone zostały na rysunku 3.42 (b). Z przedstawionych wykresów można wywnioskować, że pasmo oraz poziom dopasowania odbiegają od założonych. Częstotliwości krańcowe pasma przesunęły się w dół o około 250 MHz, natomiast poziom dopasowania wyniósł -3 dB w najgorszym przypadku. Dodatkowo można zaobserwować, że częstotliwość pierwszego zera transmisyjnego (bliższego pasmu) również przesunęła się w dół, natomiast drugie zero jest praktycznie na założonej pozycji. Jakkolwiek wynik syntezy wymiarowej nie jest zadowalający, to otrzymany w ten sposób filtr jest dobrym punktem startowym do dalszej optymalizacji. Finalne strojenie układu również wykonane zostało w symulatorze Ansoft HFSS z funkcją celu bazującą na zerach i biegunach parametrów rozproszenia [47].

Układ wykonany został na podłożu Taconic RF-35 o przenikalności $\epsilon_r = 3.47$ oraz grubości 0.737 mm. Do uformowania wnęk rezonansowych, przesłony oraz zwartego sęka wykorzystano metalizowane odwierty o średnicach 1 mm oraz 2 mm odsunięte od siebie, odpowiednio, o 1.5 mm oraz 2.625 mm. Rysunek 3.42 (a) przedstawia porównania charakterystyk pomierzonych z symulacyjnymi. Pasmo filtru oraz częstotliwość środkowa są



RYSUNEK 3.42: (a) Porównanie charakterystyk pomierzonych z symulacyjnymi, (b) wynik syntezy



RYSUNEK 3.43: (a) Maska układu z naniesionymi wymiarami (jednostki: mm), (b) zdjęcie wykonanego układu

niemal dokładnie jak w specyfikacji. Dwa górne zera odbiciowe nałożyły się, dając dopasowanie około -18.15 dB, natomiast pozycje dwóch dolnych zera odbiciowych uległy przestrojeniu (w wyniku niedokładności wykonania) powodując spadek dopasowania do poziomu -15.9 dB w najgorszym przypadku. Pomimo wspomnianych deformacji, ogólny poziom dopasowania filtra jest zadowalający. Na charakterystyce transmisyjnej jasno widać dwa zera transmisyjne po górnej stronie pasma przenoszenia. Każde z zer przesunięte jest w dół o około 15 MHz od założonej częstotliwości, niemniej jednak założony poziom tłumienia sygnału został zachowany. Poziom strat wtrąceniowych wynosi 2.4 dB i jest spowodowany skończoną przewodnością miedzi, stratami dielektryka oraz niską jakością metalizacji przelotek. Widok finalnego układu z naniesionymi wymiarami oraz zdjęcie wykonanego układu przedstawione są na rysunku 3.43 (a), (b). Rezultaty niniejszego

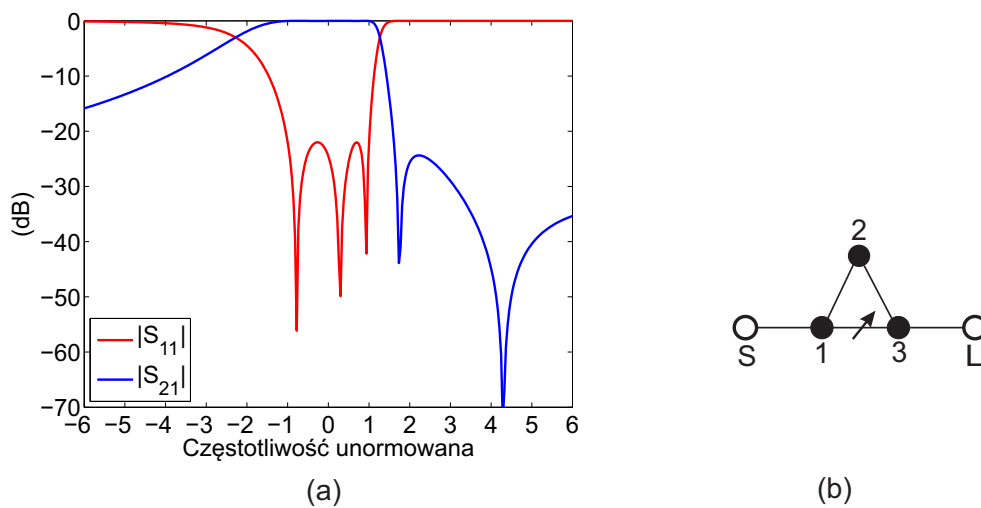
przykładu opublikowane zostały przez autora w [96].

3.9.4 Filtr SIW w konfiguracji tripletu z ujemnym współczynnikiem kierunkowym sprzężenia dyspersyjnego

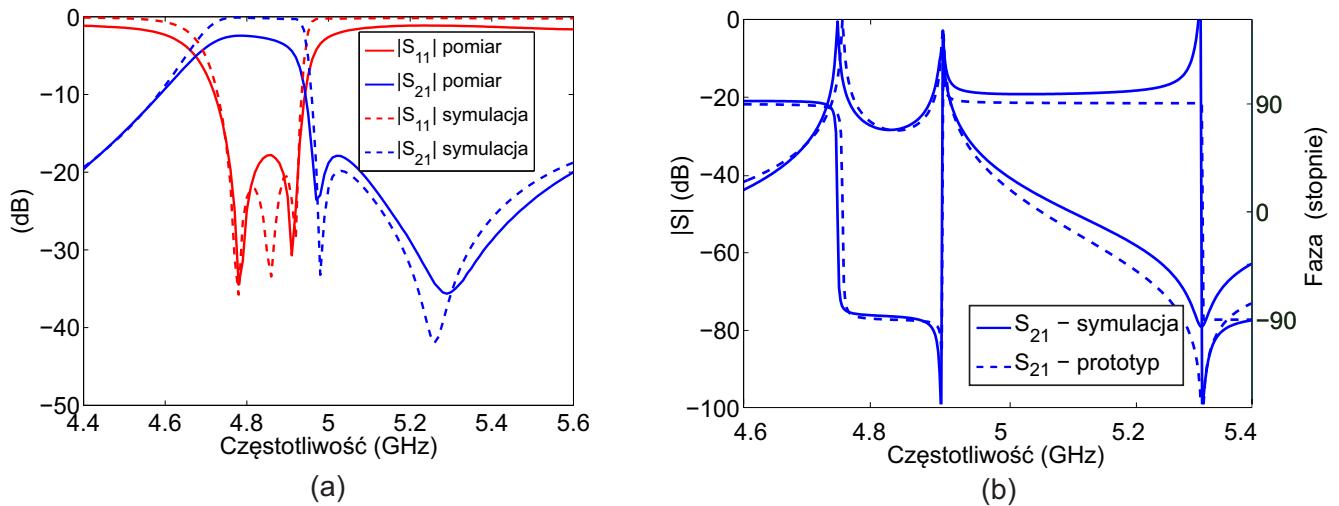
Kolejnym przykładem jest filtr trzeciego rzędu, który również został wykonany w technologii SIW. Układ składa się z trzech bezpośrednio sprzężonych wnęk rezonansowych oraz jednego dyspersyjnego sprzężenia skrośnego. Zastosowanie połączenia zmiennego z częstotliwością pozwala zrealizować dwa zera transmisyjne, co w klasycznych rozwiązaniach jest niemożliwe. Główną różnicą w stosunku do poprzednich przykładów jest realizacja sprzężenia dyspersyjnego z ujemnym współczynnikiem kierunkowym, co pozwoliło umieścić zera transmisyjne po jednej stronie pasma zaporowego. Filtr nastrojony jest na częstotliwość 4.85 GHz, pasmo wynosi 180 MHz, natomiast dopasowanie jest równe -22 dB. Położenia zer transmisyjnych są następujące: $f_1 = 5$ GHz, $f_2 = 5.25$ GHz. Rysunek 3.44 przedstawia prototypową odpowiedź filtru wraz z topologią. Wykorzystując proponowany w podrozdziale 3.8.2 algorytm syntezy dla obwodów ze sprzężeniami zmiennymi z częstotliwością uzyskano następującą macierz impedancji:

$$\mathbf{Z} = j \begin{bmatrix} -j & 1.1489 & 0 & 0 & 0 \\ 1.1489 & 0.0151 + \omega & 0.7157 & 0.9344 - 0.183\omega & 0 \\ 0 & 0.7157 & -0.8403 + \omega & 0.7157 & 0 \\ 0 & 0.9344 - 0.183\omega & 0.7157 & 0.0151 + \omega & 1.1489 \\ 0 & 0 & 0 & 1.1489 & -j \end{bmatrix}. \quad (3.53)$$

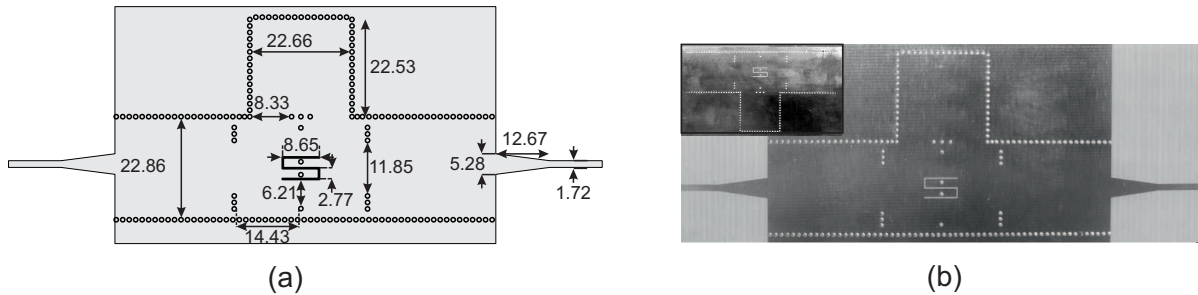
Jak już wspomniano współczynnik kierunkowy sprzężenia dyspersyjnego jest ujemny. Warto podkreślić, że w analizowanym przykładzie nie ma możliwości przemnożenia wybranej kolumny i wiersza przez -1 w taki sposób, nie zmienić znaku jednego ze sprzężeń stałych. Dodatkowo należy zaznaczyć, że aby uzyskać zera transmisyjne umieszczone po



RYSUNEK 3.44: (a) Idealna odpowiedź filtru, (b) topologia



RYSUNEK 3.45: (a) Porównanie charakterystyk pomierzonych z symulacyjnymi, (b) wynik syntezy sprzężenia dyspersyjnego



RYSUNEK 3.46: (a) Maska filtra (wymiary mm), (b) zdjęcie wykonanego układu

obu stronach pasma (jedno po danej stronie), należy wykorzystać sprzężenie o dodatnim współczynniku kierunkowym [84]. Triplet z dwoma zerami transmisyjnymi po jednej stronie pasma jest nowym rozwiązaniem. Do realizacji połączenia zmiennego z częstotliwością wykorzystano zaproponowane w niniejszej rozprawie dwie linie meandrowe połączone ze sobą przelotką, tak jak pokazano na rysunku 3.16 (b). Do zwymiarowania pary dyspersyjnie sprzężonych rezonatorów wykorzystano metodę opartą na częstotliwościach charakterystycznych (tak jak w poprzednim przykładzie). Jako narzędzie projektowe użyty został symulator pełnofalowy Ansoft HFSS, a otrzymane wyniki przedstawione zostały na rysunku 3.45 (b). Można łatwo zaobserwować, że maksima rezonansowe oraz pozycja zera transmisyjnego są niemalże idealnie spasowane. Rozbieżności w charakterystykach widać w zakresie częstotliwości od 4.96 GHz do 5.3 GHz, co jest wynikiem nieliniowości analizowanej nieciągłości w szerszym paśmie częstotliwości (kwadratowa zależność). Sprzężenia stałe wykonane zostały w formie przesłon indukcyjnych, a ich wartości wyekstrahowane w oparciu o dobrze znane wyrażenia analityczne, bazujące na częstotliwościach rezonansowych sprzężonych rezonatorów (zależność (1.10)).

Układ wykonany został na podłożu dielektrycznym Taconic RF-35 o względnej

przenikalności $\varepsilon_r=3.5$, wysokości $h=0.762$ mm oraz tangensie strat równym 0.0018. Średnica metalizowanych odwiertów wynosi 1 mm, natomiast odległości między nimi 1.5 mm. Porównanie pomiędzy pomierzonymi oraz symulacyjnymi znajduje się na rysunku 3.45 (a). Na charakterystyce dopasowania dobrze widoczne są tylko dwa zera odbiciowe. Jest to spowodowane błędami wykonania, które doprowadziły do rozstrojenia rezonatorów. Dopasowania w najgorszym punkcie charakterystyki zredukowane zostało do -17.8 dB, co jest zadowalającym wynikiem. Pasma filtru oraz częstotliwość środkowa pokrywają się z założonymi. Pozycja pierwszego zera transmisyjnego (bliższego pasmu) przesunęła się w dół o 10 MHz, natomiast pozycja drugiego zera transmisyjnego przesunęła się do góry o 20 MHz. Niemniej jednak założone własności pasma zaporowego zostały zachowane. Straty wtrąceniowe są na poziomie 3 dB i podobnie jak w poprzednich przykładach wykonanych w technologii SIW zależą od strat podłoża, skończonej przewodności miedzi oraz niskiej jakości metalizowanych odwiertów. Symulowane straty promieniowania z linii meandrowych wyniosły 0.2 dB. Zdjęcie wykonanego układu (górna i dolna warstwa) przedstawione zostały na rysunku 3.46 (b). Przeprowadzony eksperyment potwierdził założenia teoretyczne, zaś wyniki opisane w powyższym przykładzie opublikowane zostały przez autora w pracy [86].

3.9.5 Filtr SIW w konfiguracji kwadrupletu z wyrównanym opóźnieniem grupowym

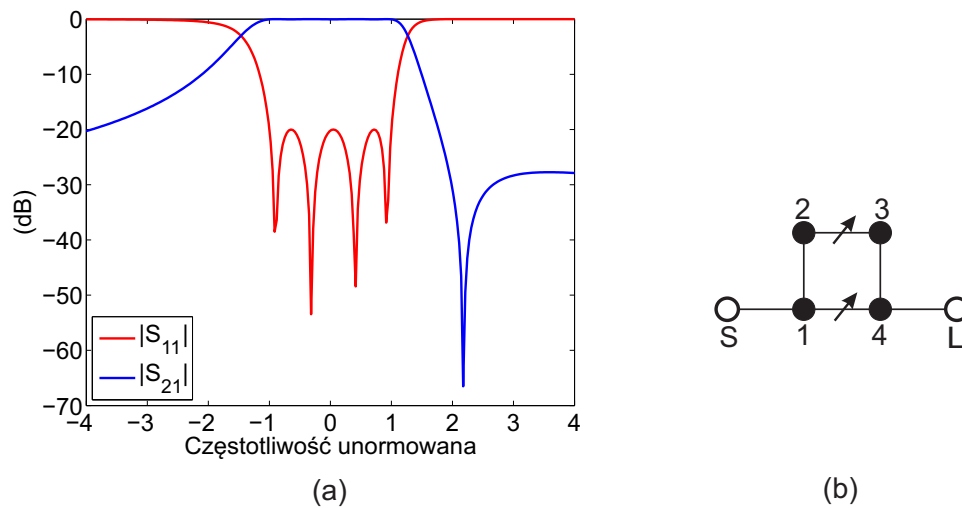
Czwarty przykład to filtr czwartego rzędu wykonany w technologii SIW. Układ zrealizowany został w topologii kwadrupletu (podobnie jak w pierwszym przykładzie) z dwoma sprzężeniami dyspersyjnymi. Filtr nastrojony jest na częstotliwość środkową równą 5 GHz, natomiast względne pasmo pracy wynosi 4%. Wykorzystanie dwóch sprzężeń dyspersyjnych pozwoliło uzyskać następujące efekty: pierwszy to realizacja zera transmisyjnego na częstotliwości $f_z=5.27$ GHz, drugi to realizacja zer zespolonych pozwalających wprowadzić wyrównanie opóźnienia grupowego w 70% szerokości pasma. W klasycznym podejściu (przy stałych sprzężeniach) nie ma możliwości zrealizowania takiej liczby zer, a do zaimplementowania jedynie pary zer zespolonych konieczne jest wprowadzenie sprzężenia diagonalnego [21], co dodatkowo komplikuje układ oraz utrudnia wykonanie. Rysunek 3.47 przedstawia idealną odpowiedź filtru (w dziedzinie prototypu) oraz topologię. Podobnie do pierwszego przykładu sprzężenie skrośne jest zmienne z częstotliwością (pomiędzy rezonatorami 1 i 4) oraz dodatkowo sprzężenie bezpośrednie pomiędzy 2 i 3 rezonatorem. W rozważanym przypadku znormalizowana pozycja zera urojonego wynosi $\omega=2.18$, natomiast zespolona para sprzężona wynosi $\pm 1.36-0.314j$. Analogicznie jak w poprzednich przykładach, wykorzystując zaproponowany algorytm syntezy dyspersyjnej macierzy sprzężeń uzyskano następujący opis obwodowy

$$\mathbf{Z}=j \begin{bmatrix} -j & 1.0452 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0452 & 0.0311+\omega & 0.9172 & 0 & -0.152+0.114\omega & 0 \\ 0 & 0.9172 & -0.1681+\omega & -0.6416+0.09\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.6416+0.09\omega & -0.1681+\omega & 0.9172 & 1.0452 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0452 & -j \end{bmatrix}. \quad (3.54)$$

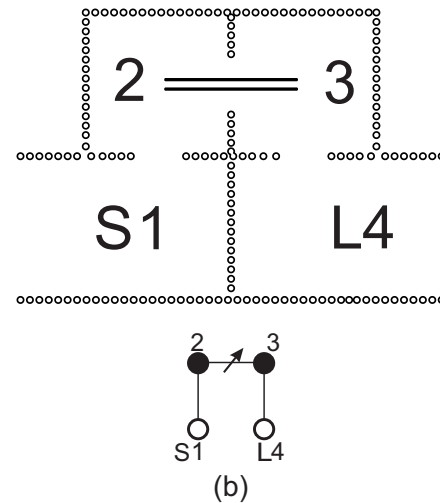
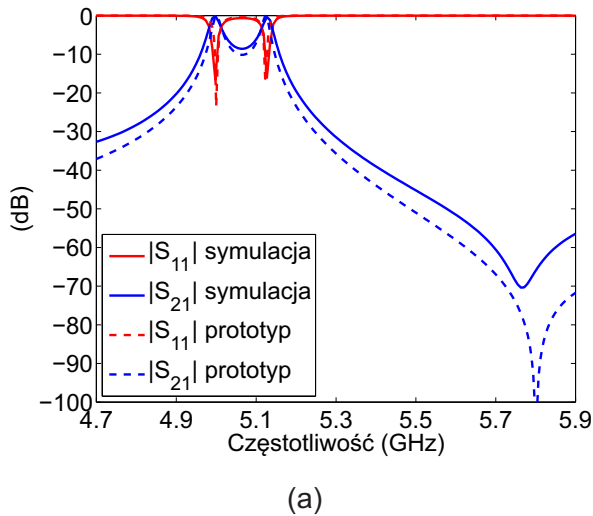
W tym punkcie należy zaznaczyć, że oba współczynniki kierunkowe sprzężeń dyspersyjnych są dodatnie, jednakże nie jest to reguła i w ogólnym przypadku znaki mogą się różnić. Mając opis obwodowy układu można przystąpić do wyboru sposobu realizacji i syntezy wymiarowej sprzężeń. Połączenia stałe pomiędzy rezonatorami zrealizowane zostały w formie przesłon indukcyjnych analogicznych do przedstawionych w poprzednim przykładzie. Newralgicznym punktem projektu jest synteza sprzężenia dyspersyjnego pomiędzy rezonatorami 1 i 4 oraz 2 i 3. Do tego celu wykorzystano strukturę bazującą na uziemionym falowodzie koplanaranym GCPW, przedstawioną w części 3.8.3. Do wykonania syntezy wymiarowej wykorzystano technikę opartą o sprzężone rezonatory z uwzględnieniem dodatkowych obciążeń (opisaną w podrozdziale 3.5). Zaczynając od zwymiarowania sprzężonej pary rezonatorów 2 i 3 w pierwszym kroku należy wyznaczyć odpowiedni opis obwodowy. W tym celu w macierzy (3.54) rezonatory 1 i 4 zostają zastąpione portami o jednostkowej impedancji. Dodatkowo bezpośrednie sprzężenie pomiędzy tymi portami należy usunąć, zaś pozostałe sprzężenia wychodzące z tych portów należy przeskalować zgodnie z formułą (3.37). Wynika to ze zmiany charakteru sprzężenia pomiędzy 1 i 2 rezonatorem (oraz 3 i 4) z wewnętrznego na zewnętrzne. Przeskalowana macierz sprzężeń dla badanej pary ma następującą postać

$$\mathbf{Z}^{23=j} = \begin{bmatrix} -j & 0.2112 & 0 & 0 \\ 0.2112 & \omega - 0.1681 & 0.09\omega - 0.6416 & 0 \\ 0 & 0.09\omega - 0.6416 & \omega - 0.1681 & 0.2112 \\ 0 & 0 & 0.2112 & -j \end{bmatrix}. \quad (3.55)$$

Rysunek 3.48 (a) przedstawia porównanie pomiędzy zsyntezowanymi charakterystykami, a prototypowymi. Jak łatwo zauważyć uzyskano zadowalającą zgodność. Na rysunku 3.48 (b) przedstawiono widok z góry symulowanej struktury SIW (wraz z numeracją elementów) oraz topologię zmodyfikowanego układu. W następnym kroku zwymiarowane zostały sprzężone rezonatory 1 i 4. W tym przypadku, poprzednio zsyntezowane rezonatory są elementami obciążającymi, dlatego też należy je zastąpić jednostkowymi portami (usuwamy



RYSUNEK 3.47: (a) Idealna odpowiedź filtru, (b) topologia



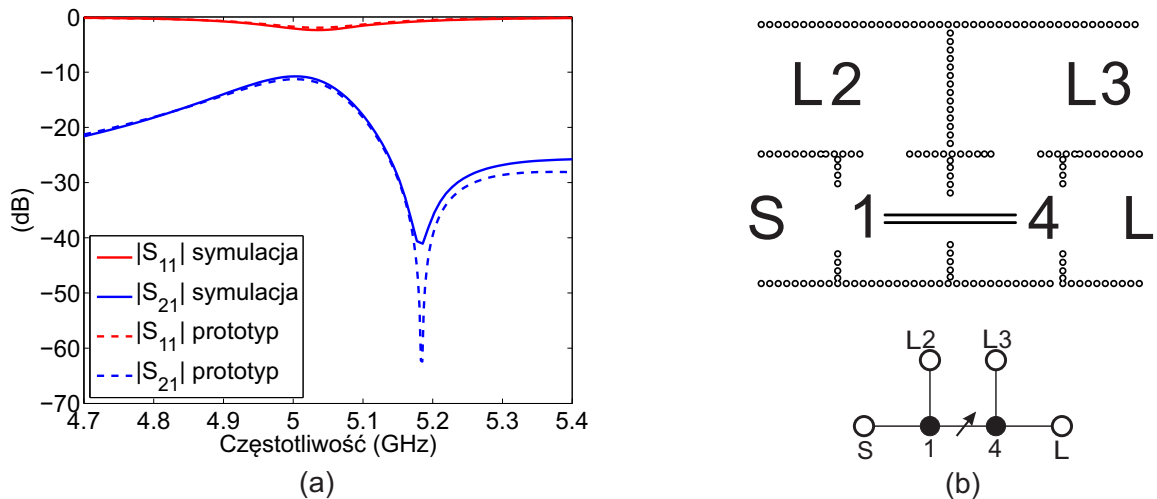
RYSUNEK 3.48: (a) Porównanie charakterystyk zsyntezowanych z idealnymi dla sprzężonej pary rezonatorów 2 i 3, (b) widok z góry symulowanego obwodu wraz z topologią

sprężenie pomiędzy nimi) oraz analogicznie przeskalować wybrane sprzężenia. W efekcie uzyskuje się następującą podmacierz

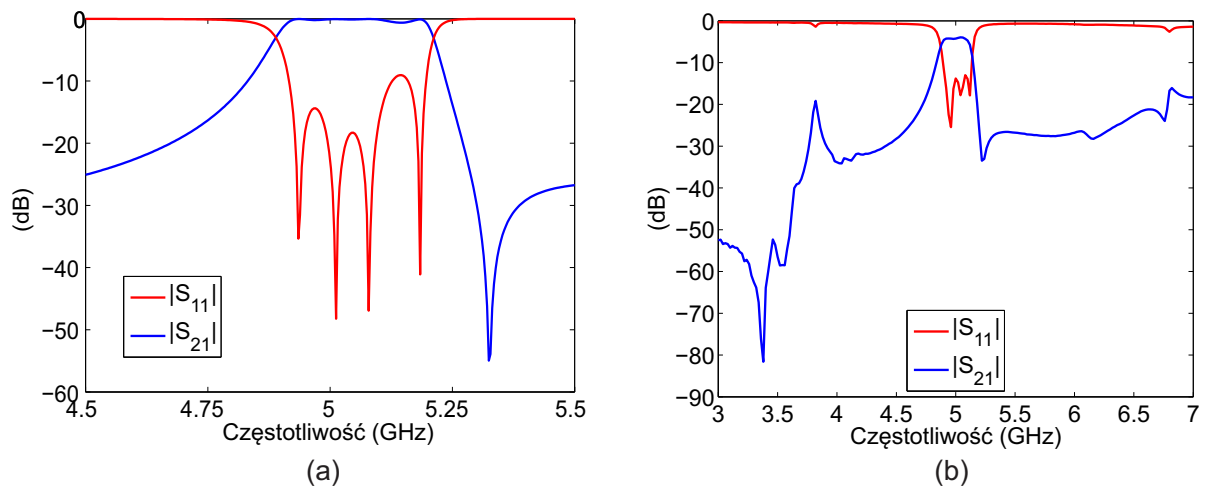
$$\mathbf{Z}^{14} = j \begin{bmatrix} -j & 1.0224 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.0224 & \omega + 0.0311 & 0.2112 & 0 & 0.114\omega - 0.152 & 0 \\ 0 & 0.2112 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j & 0.2112 & 0 \\ 0 & 0.114\omega - 0.152 & 0 & 0.2112 & \omega + 0.0311 & 1.0224 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0224 & -j \end{bmatrix}. \quad (3.56)$$

Rysunek 3.49 (a) przedstawia porównanie pomiędzy zsyntezowanymi charakterystykami, a prototypowymi. Podobnie jak poprzednio uzyskano wysoką zgodność. Na rysunku 3.49 (b) przedstawiono widok z góry symulowanej struktury SIW oraz topologię zmodyfikowanego układu. Wynik syntezy wymiarowej kompletnego filtra umieszczony został na rysunku 3.50 (a). Warto zwrócić uwagę na wysoką zgodność rezultatu syntezy wymiarowej przeprowadzonej wybraną metodą, znacznie lepsza niż w przypadku wcześniejszych przykładów (za wyjątkiem filtrów z sękami TEM). Jak łatwo zauważyć, filtr jest wstępnie dopasowany oraz nastrojony na częstotliwość środkową. Pozycja zera transmisyjnego niemal pokrywa się z założoną. Bez wątplenia jest to najlepszy wynik syntezy wymiarowej w stosunku do poprzednio prezentowanych przykładów. Do finalnego strojenia układu wykorzystano algorytm bazujący na zerach i biegunach parametrów rozproszenia, przy czym wszystkie obliczenia wymagające modelowania elektromagnetycznego wykonano z wykorzystaniem w symulatora Ansoft HFSS. Widok finalnej maski układu wraz z naniesionymi parametrami przedstawiony został na rysunku 3.52 (a).

Filtr wykonany został na podłożu Taconic RF-35 o względnej przenikalności $\epsilon_r = 3.46$ wysokości $h = 0.762$ mm oraz tangensie strat równym 0.0018. Średnica metalizowanych odwiertów wynosi 1 mm, natomiast odległości między nimi 1.5 mm. Porównanie pomiędzy pomierzonymi oraz symulacyjnymi parametrami rozproszenia przedstawione zostało na

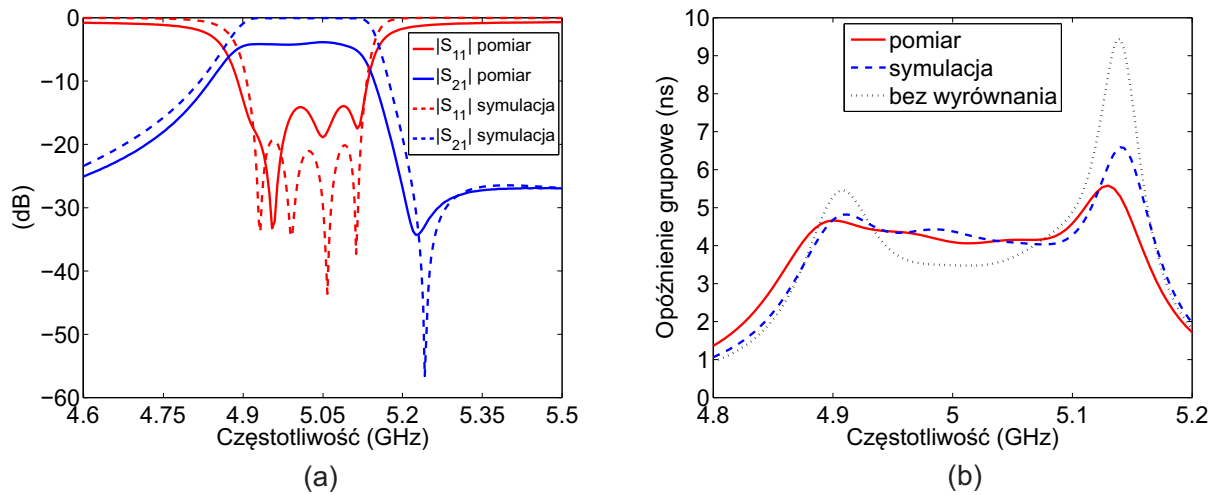


RYSUNEK 3.49: (a) Porównanie charakterystyk zsyntezowanych z idealnymi dla sprzężonej pary rezonatorów 1 i 4, (b) widok z góry symulowanego obwodu wraz z topologią

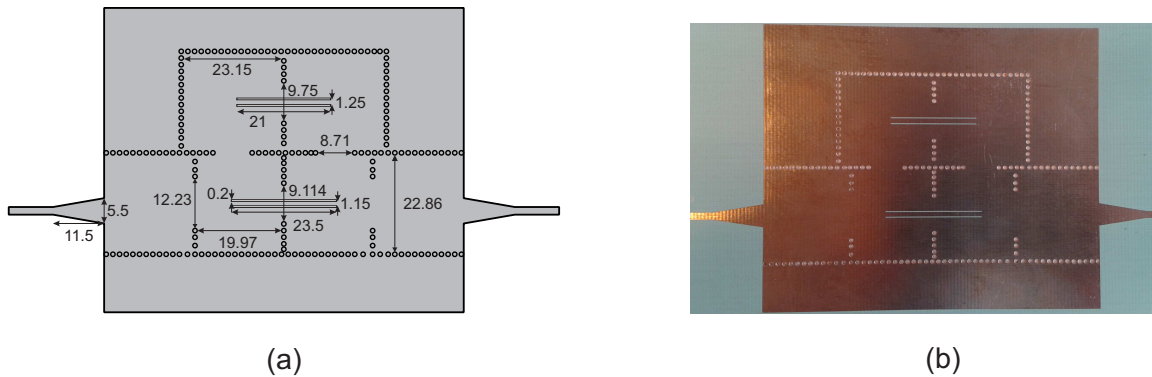


RYSUNEK 3.50: (a) Charakterystyka filtru uzyskana w wyniku syntezy wymiarowej metodą przedstawioną w podrozdziale 3.8.3, (b) charakterystyka szerokopasmowa

rysunku 3.51 (a). Jak można łatwo zauważyć na charakterystyce amplitudowej czytelne są tylko trzy zera odbiciowe są, co wynika z przestrojenia rezonatorów. Dopasowanie filtru zostało zredukowane do -14 dB w najgorszym punkcie, co jest akceptowalnym wynikiem. Pasma filtru oraz częstotliwość środkowa są niemalże jak założone w specyfikacji, jednakże zero transmisyjne położone na osi częstotliwości przesunięte jest w dół o około 10 MHz. Straty wtrąceniowe są na poziomie 4 dB, co można wyjaśnić stratami dielektryka, skończoną przewodnością miedzi oraz niską jakością metalizowanych odwiertów. Dodatkowo należy pamiętać, że zwiększone straty w układach z wyrównanym opóźnieniem grupowym są ceną jaką należy ponieść za lepsze zachowanie fazowe (jak wyjaśniono w rozdziale 17 monografii [21]). Porównanie pomiędzy pomierzonym, a symulowanym opóźnieniem



RYSUNEK 3.51: (a) Porównanie charakterystyk amplitudowych pomierzonych z symulacyjnymi, (b) porównanie opóźnienia grupowego pomierzonego oraz symulowanego



RYSUNEK 3.52: (a) Maska filtru (wymiary mm), (b) zdjęcie wykonanego układu

grupowym przedstawiono na rysunku 3.51 (b). Jak można zauważyć, wyniki pomiarowe są lekko przesunięte w dół w stosunku do symulowanych niemniej jednak kształt został zachowany, a wyrównanie opóźnienia grupowego jest oczywiste. Dodatkowo, aby przedstawić potencjał proponowanego rozwiązania filtru, otrzymane wyniki skonfrontowane zostały z wynikami analogicznego układu bez wyrównania opóźnienia grupowego. Oczywistym jest, że średnia wartość szczytowa jest znacznie większa, a stała wartość opóźnienia jest widoczna tylko w okolicy częstotliwości środkowej. Szerokopasmowa charakterystyka filtru umieszczona została na rysunku 3.50 (b). Jak można zauważyć pasożytniczy rezonans wynikający z linii GCPW występuje na częstotliwości 3.38 GHz, aczkolwiek transmisja w tym punkcie nie przekracza -19 dB. Wyniki opisane w niniejszym przykładzie opublikowane zostały przez autora w pracy [99].

Na zakończenie należy podkreślić że pomiar opóźnienia grupowego w płaszczyźnie portów filtru nie jest sprawą oczywistą. Opóźnienie grupowe definiowane jest na podstawie

charakterystyki fazowej jako

$$\tau = -\frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \quad (3.57)$$

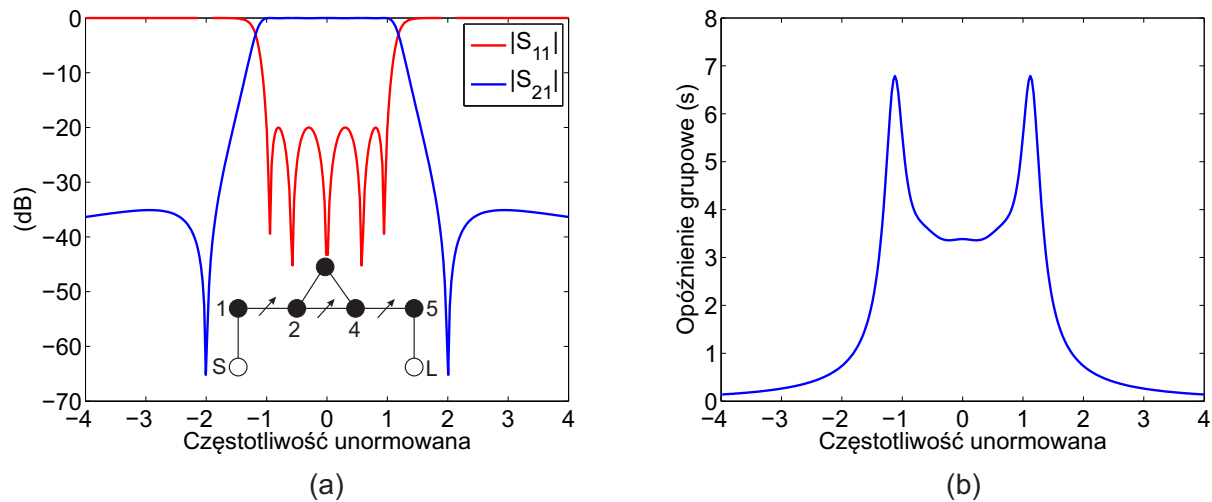
gdzie $\beta(\omega)$ jest charakterystyką fazową. Pomiar fazy za pomocą wektorowego analizatora sieci nie sprawia problemów. Jednak w pomiarze wykorzystywane są złącza i odcinki doprowadzające sygnał, które powodują zmianę fazy i zwiększenie opóźnienia grupowego, co daje zafałszowany wynik. Dlatego w eksperymentach zaprezentowanych w niniejszej pracy wykorzystano inną metodę, bazującą na modelu wymiernym zbudowanym w oparciu o zmierzone charakterystyki. Do wyznaczenia wielomianów funkcji wymiernej opisujących rzeczywiste parametry rozproszenia wykorzystano technikę interpolacji wektorowej (ang. vector fitting) [27]. Zasadniczo funkcje opisujące odpowiedź filtru są wyższego rzędu niż badany układ. Nadmiarowe zera i bieguny są wynikiem dodatkowych elementów w układzie (złącza, linii doprowadzających itp.), w celu odpowiedniego odwzorowania fazy. Niemniej jednak, zakładając rząd modelu wymiernego równy rzędowi filtru, możliwe jest przeprowadzenie redukcji nadmiarowych pierwiastków i otrzymanie odpowiedzi wyizolowanego układu. Mając taki model odpowiedzi, wartość opóźnienia grupowego można wyznaczyć z następującej zależności [21]

$$\tau = \sum_{k=1}^N \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2}, \quad (3.58)$$

gdzie σ_k oraz ω_k jest odpowiednio, częścią rzeczywistą oraz urojoną k -tego bieguna charakterystyk rozproszenia.

3.9.6 Filtr falowodowy ze sprzężeniami dyspersyjnymi o dodatnim i ujemnym współczynniku kierunkowym

Ostatnim przykładem jest filtr falowodowy piątego rzędu z trzema sprzężeniami dyspersyjnymi. Filtr składa się z tripletu (z dyspersyjnym sprzężeniem skrośnym), który jest dyspersyjnie sprzężony do dwóch rezonatorów. Filtr zaprojektowany został na częstotliwość środkową równą $f_0=9.98$ GHz, o względnej szerokości pasma równej 0.032. W celu zwiększenia tłumienia w paśmie zaporowym układ realizuje dwa urojone zera transmisyjne na częstotliwościach $f_{z1}=9.66$ GHz oraz $f_{z2}=10.3$ GHz. Dodatkowo, w celu wyrównania charakterystyki opóźnienia grupowego wprowadzono parę zer zespolonych, dzięki czemu uzyskano niespełna 40% wygładzenie (w okolicy częstotliwości środkowej). Prototypowa odpowiedź filtru wraz z topologią znajduje się na rysunku 3.53. Znormalizowane pozycje urojonych zer transmisyjnych wynoszą $s_{z1,2}=\pm 2j$ natomiast para zer zespolonych sprzężonych wynosi $s_{z3,4}=\pm 1.5+j0$ i została wyznaczona optymalizacyjnie. Analogicznie jak w poprzednich przykładach, wykorzystując opisany w niniejszej pracy algorytm syntezy dyspersyjnej macierzy sprzężeń uzyskano następujący opis impedancyjny

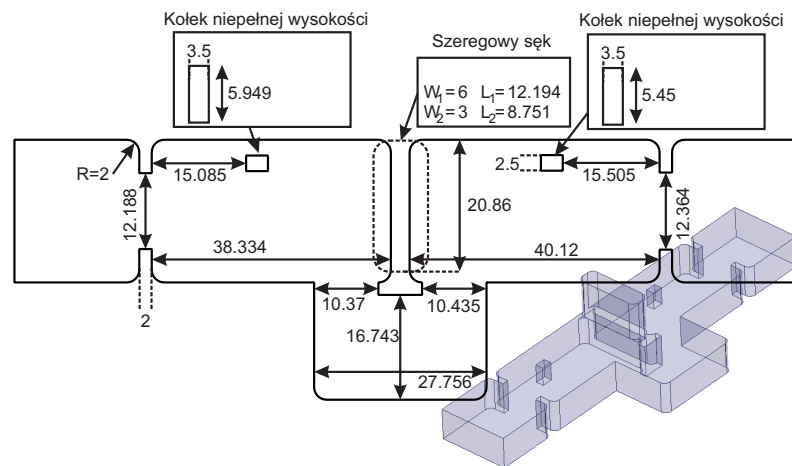


RYSUNEK 3.53: (a) Idealna odpowiedź filtru, (b) charakterystyka opóźnienia grupowego

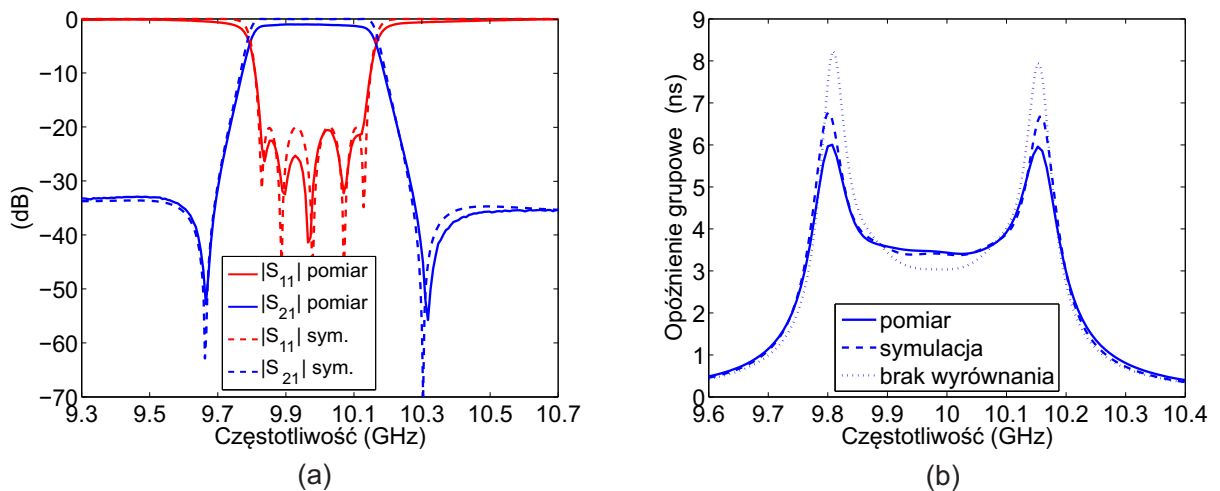
$$\mathbf{Z} = \mathbf{j} \begin{bmatrix} -j & 0.9474 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.9474 & \omega - 0.7602 & 0.46\omega - 0.9182 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.46\omega - 0.9182 & \omega - 0.4491 & 0.5134 & -0.1179\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5134 & \omega & 0.5134 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.1179\omega & 0.5134 & \omega + 0.4492 & 0.46\omega + 0.9183 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.46\omega + 0.9183 & \omega + 0.7602 & 0.9474 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9474 & -j \end{bmatrix}. \quad (3.59)$$

Kolejnym krokiem po wyznaczeniu obwodu o stałych skupionych jest synteza obwodów rozłożonych emulujących zachowanie prototypu. Do realizacji sprzężeń o dodatnim współczynniku nachylenia wykorzystany został kołek niepełnej wysokości (patrz pierwszy przykład oraz podrozdział 3.6). Jak już wspomniano, rozwiązanie to cechuje się stosunkowo łatwym wykonaniem i daje możliwość strojenia. Sprzężenie zmienne z częstotliwością o ujemnym współczynniku kierunkowym zrealizowane zostało w formie sęka szeregowego z dodatkową przesłoną (patrz podrozdział 3.5). Jako rezonatory wykorzystano półfalowe wnęki (w standardzie WR-90) pracujące z rodzajem TE_{101} . Sprzężenia stałe zaimplementowano w formie przesłony typu H. Filtr zaprojektowany został w oparciu o trójwymiarowy symulator obwodów mikrofalowych wykorzystującym metodę elementów skończonych, opracowany w Katedrze Inżynierii Mikrofalowej i Antenowej Politechniki Gdańskiej oraz zweryfikowany w komercyjnym oprogramowaniu Ansoft HFSS. Syntezę wymiarową przeprowadzono w oparciu o metodę opisaną w podrozdziale 3.8.1. Widok z góry oraz rzut perspektywiczny modelu przedstawione zostały na rysunku 3.54.

Filtr wykonany został z dwóch części aluminium (część główna oraz pokrywa) złączonych śrubami. Wnęki rezonansowe, szeregowy sęk oraz przesłona wykonane zostały drogą frezowania maszyną CNC. Warto zaznaczyć, że szeregowy sęk wykonany został w pokrywie filtru. Na rysunku 3.55 (a) przedstawione zostało porównanie parametrów rozproszenia uzyskanych z pomiaru i symulacji elektromagnetycznych. Jak można zauważyć, pasmo filtru, pozycja zer transmisyjnych oraz poziom dopasowania są niemalże równe założonym. Minimalny poziom strat wtrąceniowych jest na poziomie 1.02 dB.

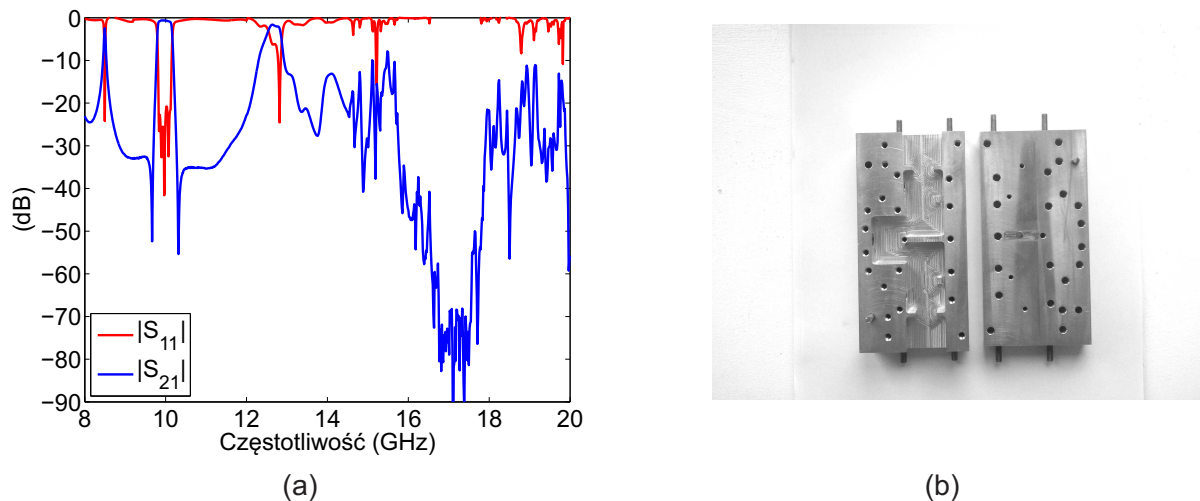


RYSUNEK 3.54: Widok z góry modelu filtra wraz z naniesionymi wymiarami (mm) oraz rzut perspektywiczny



RYSUNEK 3.55: (a) Porównanie charakterystyk amplitudowych pomierzonych z symulacyjnymi, (b) porównanie opóźnienia grupowego pomierzonego oraz symulowanego

Porównanie pomiędzy zmierzonym a symulowanym opóźnieniem grupowym przedstawione zostało na rysunku 3.55 (b). W pomiarze opóźnienia grupowego wykorzystano model wymierny utworzony tak, jak opisano to w poprzednim podrozdziale. Podobnie jak w przypadku charakterystyk amplitudowych, otrzymane charakterystyki wykazują zgodne kształty. Drobną różnicą w okolicy częstotliwości środkowej jest wynikiem niezerowej części urojonej uzyskanej pary zer zespolonych. Podobnie jak w poprzednim przykładzie, charakterystyka opóźnienia grupowego została porównana z charakterystyką uzyskaną z analogicznego filtra minimalno-fazowego (bez wyrównania fazowego). Jak można zauważyć, stosunek wartości szczytowych jest o prawie 40% wyższy w drugim przypadku. Dodatkowo, w przybliżeniu stała wartość opóźnienia grupowego występuje tylko w wąskim otoczeniu częstotliwości środkowej. Szerokopasmowa charakterystyka filtra przedstawiona została na



RYSUNEK 3.56: (a) Szerokopasmowa charakterystyka filtru, (b) zdjęcie wykonanego układu

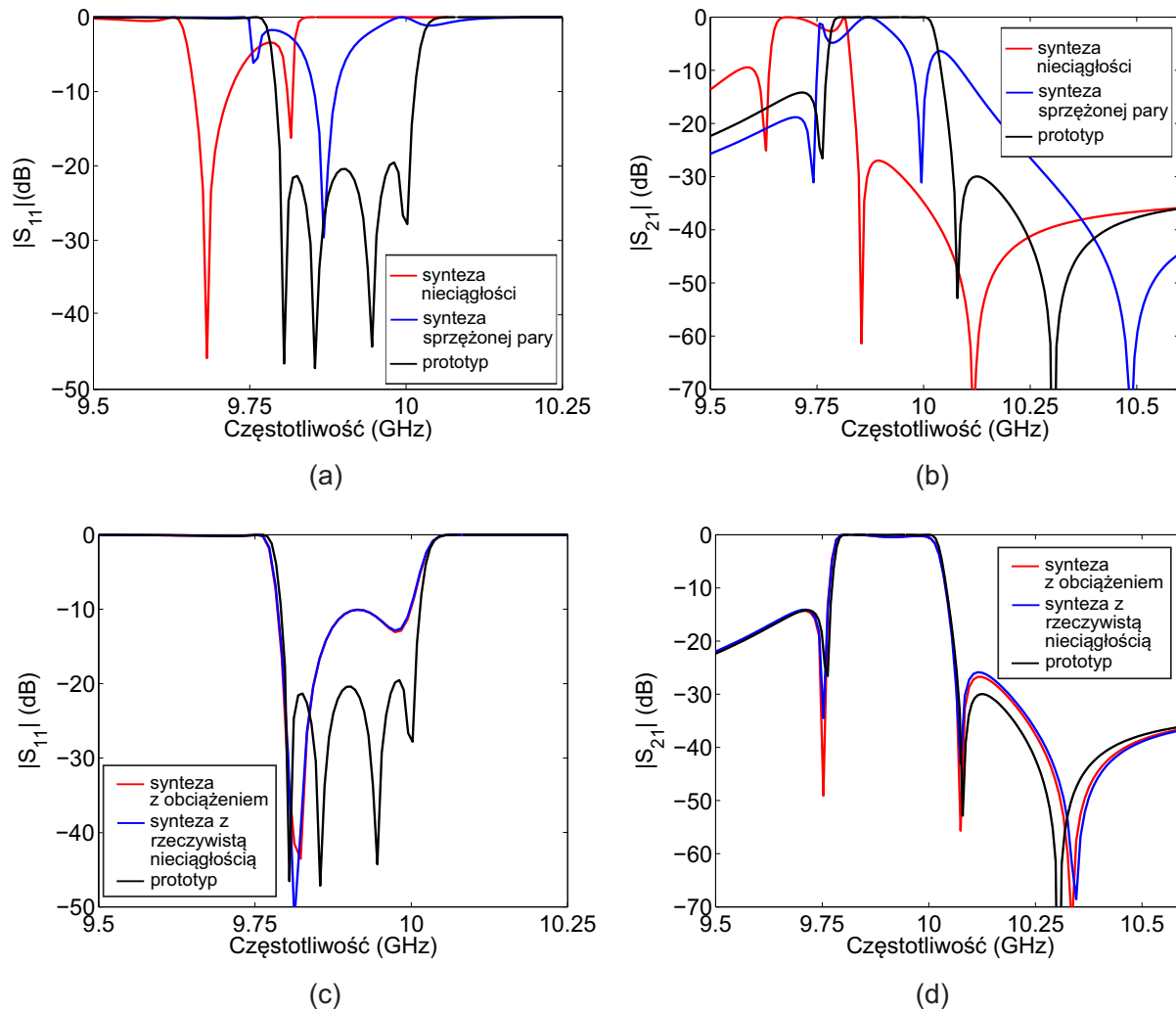
rysunku 3.56 (a). Pierwszy rezonans pasożytniczy pojawia się na częstotliwości 8.2 GHz, a jego pozycja w głównej mierze kontrolowana jest długością szeregowego sęka. Drugie pasma pasożytnicze zlokalizowane jest wokół częstotliwości 12.5 GHz i jest wynikiem wzbudzenia wyższych rodzajów. Zdjęcie wykonanego układu przedstawione jest na rysunku 3.56 (b). Zaprezentowane w ramach niniejszego przykładu wyniki zaowocowały artykułem [100].

3.9.7 Porównanie technik wymiarowania

W poprzednim podrozdziale przedstawiono szereg wyników projektowych oraz eksperymentalnych filtrów ze sprzężeniami dyspersyjnymi. Każdy z omawianych układów został wstępnie zwymiarowany wybranymi technikami opisanymi w podrozdziale 3.8. Z przedstawionych danych jasno wynika, że konkretne metody prowadziły do różnych wyników i za każdym razem konieczne jest numeryczne strojenie filtru. W celu jakościowej oceny dokładności wszystkich zaproponowanych w niniejszej pracy metod wymiarowania sprzężeń dyspersyjnych, wykonano test porównawczy na jednym z analizowanych poprzednio filtrów (Pełniejsze porównanie, metod syntezy wraz z wynikami o charakterze ilościowym można znaleźć w publikacjach [53] i [97] - w recenzji). Na testową strukturę wybrany został filtr czwartego rzędu w konfiguracji kwadrupletu ze sprzężeniem dyspersyjnym realizowanym w formie kołka niepełnej wysokości. Część wyników wykorzystanych w niniejszym porównaniu została wygenerowana przez panią mgr inż. Natalię Leszczyńską, doktorantkę KIMiA, jednakże metodyka ich uzyskania była opracowana przez autora niniejszej rozprawy. Rysunek 3.57 (a), (b) przedstawia porównanie charakterystyk dopasowania oraz transmisji przy wykorzystaniu wymiarowania opartego na pojedynczej nieciągłości 3.8.1 oraz pary sprzężonych rezonatorów przy pomijalnym sprzężeniu zewnętrznym 3.8.2. Jak łatwo zauważyć, w pierwszym wariacie żaden z parametrów projektowych nie został spełniony. Układ wykazuje znaczne rozstrojenie pasma pracy oraz wyraźnie pogorszony poziom dopasowania. Na charakterystyce przenoszenia są jasno

widoczne trzy zera transmisyjne, jednak pozycja żadnego z nich nie pokrywa się z założonymi częstotliwościami. Konfrontując te wyniki z otrzymanymi z wymiarowania opartego na parze rezonatorów, można zauważyć, że pierwszym parametrem, który uległ poprawie jest zdecydowanie dokładniejsze nastrojenie na założone pasmo pracy. Niemniej jednak profil dopasowania jest nadal daleki od prototypu. Podobnie jak poprzednio, na charakterystyce transmisyjnej widać trzy zera transmisyjne. Pierwsze zero (w dolnej części pasma zaporowego) jest niemalże nastrojone, natomiast częstotliwości dwóch pozostałych zer są znacznie bliżej pozycji nominalnych niż w poprzednim podejściu. Rysunek 3.57 (c), (d) przedstawia analogiczne porównanie, jednak tym razem rezonatory i sprzężenia zwymiarowane zostały metodą opisaną w podrozdziale 3.8.3 jako sprzężone pary z uwzględnieniem efektu obciążenia. Dodatkowo, w drugim wariancie przyjęto rzeczywiste parametry impedancyjne dyspersyjnego kołka, zgodnie z metodyką zaproponowaną w rozdziale 3.7. Zarówno w pierwszym jak i drugim algorytmie uzyskano praktycznie identyczne wyniki. Każdy z filtrów jest nastrojony na właściwą częstotliwość środkową oraz pasmo pracy. Dopasowanie w najgorszym punkcie zredukowane zostało do poziomu -10 dB, co nadal jest satysfakcjonującym wynikiem. Charakterystyka transmisyjna w obu przypadkach praktycznie pokrywa się z prototypową. Jedynie trzecie zero transmisyjne (w górnej części pasma zaporowego) jest nieznacznie odstrojone. Z przedstawionego porównania jasno wynika, że najmniej dokładną metodą wymiarowania jest procedura oparta o analizę pojedynczej nieciągłości (podrozdział 3.8.1). Niemożność skompensowania niezerowych wartości parametrów $z_{11}=z_{22}$ ma znaczący wpływ na finalną odpowiedź. Wstępną kompensację odstrojonego wprowadzanego przez kołek można uzyskać badając praktycznie odizolowaną parę sprzężonych rezonatorów (podrozdział 3.8.2). Podejście to pozwala na trochę lepsze niż poprzednio wpasowanie filtra w pasmo pracy, niemniej jednak pominięcie rzeczywistych wartości sprzężeń zasilających (oraz obciążających) nadal prowadzi do zniekształconej odpowiedzi. Zgodnie z przewidywaniami najdokładniejsze wyniki daje synteza wymiarowa uwzględniająca dodatkowe sprzężenia pochodzące od pozostałych rezonatorów. W tym przypadku zwymiarowany filtr jest doskonałym punktem startowym do dalszej optymalizacji. Interesujący jest fakt, że uwzględnienie rzeczywistych parametrów kołka, co przewiduje metoda zaproponowana w podrozdziale 3.7, nie wpływa (lub jest pomijalne) na dokładność wymiarowania. Wynika to z faktu, że wymiarowanie bazujące na parze sprzężonych rezonatorów uwzględnia (nie wprost) rzeczywiste zachowanie kołka. Optymalizacyjna procedura syntezy automatycznie dostraja rezonatory tak, aby skompensować wynikłe rozstrojenia i zapewnić zgodność z referencyjnymi zerami i biegunami opisującym dany podobwód.

Na zakończenie należy stwierdzić, że bezkonkurencyjnie najlepsze wyniki syntezy uzyskano dla przypadku filtrów wykorzystujących model rozłożony w postaci odcinków linii TEM i sęków - patrz podrozdział 3.8.1 i 3.7. Udało się to osiągnąć dlatego, że wykorzystane modele obwodów inwerterów rzeczywistych pozwoliły bardzo precyzyjnie skompensować efekt obciążenia rezonatorów przez inwertery już na etapie syntezy obwodowej układu o stałych skupionych. Podobne podejście można co prawda zastosować także przy parametrach inwertera określanych numerycznie (co pokazują rysunki 3.57), jednak dokładność jest mniejsza, gdyż dokładność modelu numerycznego jest niższa niż analitycznego.



RYSUNEK 3.57: Porównanie wyników wymiarowania filtra czwartego rzędu z jednym sprzężeniem dyspersyjnym zrealizowanym w formie kołka rozważanego w podrozdziale 3.9.1

3.10 Wnioski

W niniejszym rozdziale przedstawiona została kompletna metodologia służąca do syntezy filtrów mikrofalowych ze sprzężeniami dyspersyjnymi. Na wstępie opracowano nową metodę syntezy macierzy sprzężeń. Zaczynając od relacji wiążących zera i bieguny wielomianów opisujących parametry rozproszenia układu z uogólnionymi wartościami własnymi macierzy sprzężeń (pękami macierzowymi), zdefiniowana została funkcja celu. Kolejno wyprowadzone zostały wyrażenia na analityczne gradienty wartości własnych, co pozwala znacznie poprawić zbieżność algorytmu. Idea stosowania sprzężeń dyspersyjnych w obwodach filtrów pasmowo-przepustowych została potwierdzona testami numerycznymi oraz eksperymentalnymi. W każdym z przykładów uzyskano większą liczbę zer transmisyjnych (urojonych oraz zespolonych) w stosunku do konwencjonalnych rozwiązań, a co za tym idzie selektywność każdego z filtrów była większa. W zaprezentowanych przykładach

zrealizowane zostały filtry ze sprzężeniami dyspersyjnymi o dodatnim oraz ujemnym współczynnikiem kierunkowym sprzężeń, zaimplementowane w najpopularniejszych technologiach. Ponadto przedstawione zostały cztery nowe techniki wymiarowania sprzężonych par rezonatorów oraz konstrukcje sprzężeń zmiennych z częstotliwością wraz z opisem mechanizmu działania. Warto podkreślić, że wszystkie opisane w niniejszym rozdziale konstrukcje filtrów są nowymi rozwiązaniami układowymi, co umożliwiło publikację rezultatów w licznych artykułach naukowych. Z przedstawionych wyników jasno wynika, że obwody ze sprzężeniami dyspersyjnymi stanowią atrakcyjną alternatywę dla obecnych rozwiązań.

Filtry z rezonansowym sprzężeniem pomiędzy źródłem i obciążeniem

4.1 Synteza wielomianów rozproszenia

W [18] przedstawiona została rekurencyjna metoda generowania współczynników uogólnionej funkcji filtrującej Czebyszewa. Niestety, zaprezentowana technika dotyczy filtrów z maksymalnie N zerami transmisyjnymi (gdzie N oznacza rząd filtru równy liczbie zer odbiciowych) i nie ma możliwości wykorzystania jej do funkcji filtrujących, w których liczba zer transmisyjnych przewyższa liczbę zer odbiciowych. Ponieważ nie istnieją, żadne analityczne wyrażenia na współczynniki takich funkcji, konieczne jest wykorzystanie metod numerycznych. W ogólnym przypadku funkcję filtrującą można przedstawić jako stosunek dwóch wielomianów

$$C(\omega) = \frac{\prod_{i=1}^N (\omega - \omega_{fi})}{\prod_{i=1}^{N+1} (\omega - \omega_{pi})} = \frac{F(\omega)}{P(\omega)} \quad (4.1)$$

gdzie N jest liczbą zer odbiciowych, ω jest częstością kątową, natomiast ω_{fi} , ω_{pi} to, odpowiednio, pozycje zer odbiciowych oraz transmisyjnych. Należy zaznaczyć, że założone pozycje zer transmisyjnych mogą być czysto urojone lub występować w parach zespolonych sprzężonych. Z formalnego punktu widzenia funkcja (4.1) jest rzędu $N+1$, co wskazuje, że rząd układu filtrującego także jest równy $N+1$, jednakże zer odbiciowych jest N . W związku z tym stwierdzenie filtr z $N+1$ zerami transmisyjnymi oznacza układ z N zerami odbiciowymi oraz $N+1$ zerami transmisyjnymi. By zapewnić równe pofalowanie w paśmie dla funkcji (4.1), konieczne jest znalezienie odpowiedniej pozycji zer odbiciowych. Funkcja (4.1) posiada ekstrema w pierwiastkach następującego równania [112]:

$$\frac{dC(\omega)}{d\omega} = F(\omega)'P(\omega) - P(\omega)'F(\omega). \quad (4.2)$$

Oznaczając pierwiastki (4.2) jako ω_{c_n} ($n = 1, 2, \dots, N-1$) oraz uzupełniając zbiór ten o dwa dodatkowe elementy reprezentujące granice pasma (równe $\omega_{c_N} = -1$ oraz $\omega_{c_{N+1}} = 1$), można zdefiniować następującą funkcję kosztu

$$C_E = \sum_{n=1}^N |C(\omega_{c_n}) - C(\omega_{c_{n+1}})|^2. \quad (4.3)$$

W celu minimalizacji tak określonej funkcji błędu można wykorzystać technikę przedstawioną w [112] lub inny algorytm optymalizacyjny. Z drugiej strony, wiadomo, że dla bezstratnego dwuwrotnika układu macierz rozproszenia można przedstawić następująco

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_{11}(s) & S_{12}(s) \\ S_{21}(s) & S_{22}(s) \end{bmatrix} &= \frac{1}{E(s)} \begin{bmatrix} \frac{F(s)}{\varepsilon_r} & \frac{P(s)}{\varepsilon} \\ \frac{P(s)}{\varepsilon} & \frac{F_{22}(s)}{\varepsilon_r} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{E(s)} \begin{bmatrix} \frac{F(s)}{\varepsilon_r} & \frac{P(s)}{\varepsilon} \\ \frac{P(s)}{\varepsilon} & \frac{(-1)^N F(s)^*}{\varepsilon_r} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

gdzie $s = \alpha + j\omega$, a stałe normalizujące zostały oznaczone jako ε_r , ε . Wielomiany $F(s)$ oraz $P(s)$ zostały zdefiniowane wcześniej (równanie 4.1), natomiast $E(s)$ jest wielomianem Hurwitza [14], którego pierwiastki muszą leżeć w lewej półpłaszczyźnie układu współrzędnych. Znając $F(s)$ oraz $P(s)$, można wyliczyć stałe normalizujące. Ponieważ wartość największego współczynnika w liczniku i mianowniku wyrażenia S_{21} jest równa jeden, a ponadto przy zmiennej s dążącej do nieskończoności $|S_{21}|$ musi być równy jeden, to można wywnioskować, że stała ε jest zawsze równa jeden. Wartość ε_r można wyliczyć z następującej zależności

$$\varepsilon_r = \sqrt{10^{\frac{RL}{10}} - 1} \left| \frac{F(j)}{P(j)} \right|. \quad (4.4)$$

Ostatnim etapem jest wyliczenie wspólnego mianownika dla $S_{11}(s)$ i $S_{21}(s)$. Najpowszechniejszą metodą wykorzystywaną w tym celu jest rozwiązanie równania Feldtkellera (patrz rozdział 6 w [21])

$$\frac{F(s)F(s)^*}{\varepsilon_r} + \frac{P(s)P(s)^*}{\varepsilon} = E(s)E(s)^* \quad (4.5)$$

Krok ten kończy process budowania wielomianów rozproszenia dla założonej funkcji filtrującej. Kolejnym krokiem przy określaniu wielomianów niezbędnych do wyliczania parametrów rozproszenia jest wyznaczenie współczynników funkcji admitancyjnych $y_{11}(s)$ i $y_{21}(s)$ (rozważamy układy obustronnie obciążone). Powtarzając metodologię przedstawioną w [69] otrzymano następujące wyrażenia (zmienna s pominięta dla poprawienia czytelności)

$$y_{11} = \frac{E - \frac{F}{\varepsilon} + \frac{F_{22}}{\varepsilon} + (-1)^{(N+1)} E^*}{E + \frac{F}{\varepsilon} + \frac{F_{22}}{\varepsilon} - (-1)^{(N+1)} E^*} \quad (4.6)$$

$$y_{21} = \frac{-2P}{E + \frac{F}{\varepsilon} + \frac{F_{22}}{\varepsilon} - (-1)^{(N+1)} E^*}. \quad (4.7)$$

Znając funkcje admitancyjne, ich residua (oznaczone jako r_{11} i r_{21}) oraz wspólne bieguny (oznaczone jako p), można znaleźć poprzez rozkład na ułamki proste. Wykorzystując relacje przedstawione w pracy [19], można otrzymać następującą macierzową postać

parametrów admitancyjnych całego układu jest następujący

$$\begin{aligned}
 [Y] &= \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{y_{11n}(s)}{y_d(s)} & \frac{y_{12n}(s)}{y_d(s)} \\ \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} & \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} jB + sA & -jB - sA \\ -jB - sA & jB + sA \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^N \frac{1}{(s - j\lambda_k)} \begin{bmatrix} r_{11k}(s) & r_{12k}(s) \\ r_{21k}(s) & r_{22k}(s) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

gdzie współczynniki A i B są równe zero dla filtrów z N lub mniej zerami transmisyjnymi.

4.2 Synteza obwodowa w postaci modelu poprzecznego

Rysunek 4.1 przedstawia skupiony model obwodowy, który posłuży do syntezy parametrów admitancyjnych. Proponowany układ jest analogiczny do obwodu przedstawionego w [19], przy czym główną różnicą jest połączenie źródła z obciążeniem poprzez pojemność z równoległe włączoną stałą susceptancją (układ ten tworzy obwód rezonansowy w dziedzinie prototypu). Parametry y pojedynczej sekcji z rysunku 4.1(b) można przedstawić następująco

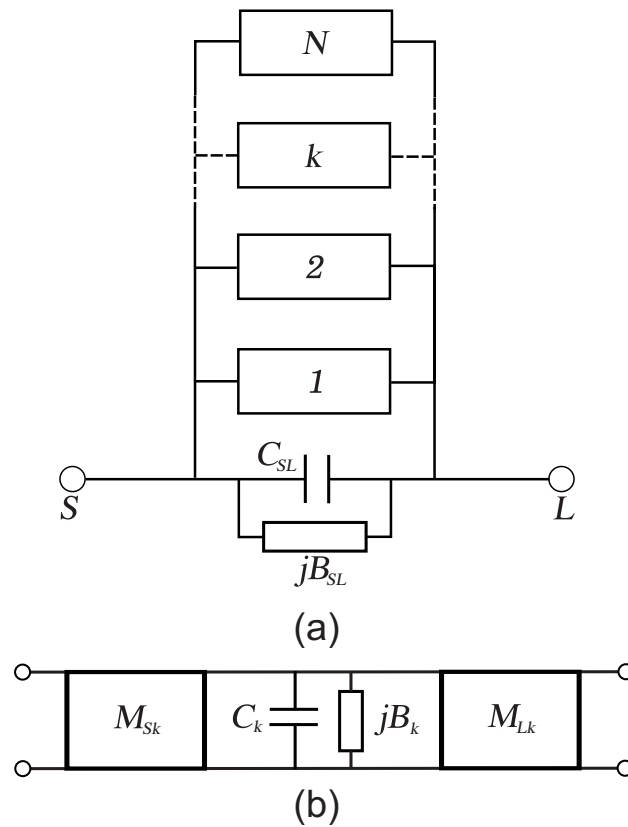
$$\begin{aligned}
 [y_k] &= \begin{bmatrix} y_{11k}(s) & y_{12k}(s) \\ y_{21k}(s) & y_{22k}(s) \end{bmatrix} \\
 &= \frac{1}{sC_k + jB_k} \begin{bmatrix} M_{S_k}^2 & M_{S_k}M_{L_k} \\ M_{S_k}M_{L_k} & M_{L_k}^2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

z kolei opis parametrów y obwodu rezonansowego łączącego źródło z obciążeniem jest postaci

$$[y_{SL}] = \begin{bmatrix} jB_{SL} + sC_{SL} & -jB_{SL} - sC_{SL} \\ -jB_{SL} - sC_{SL} & jB_{SL} + sC_{SL} \end{bmatrix}. \tag{4.10}$$

W celu określenia parametrów admitancyjnych całego układu należy przeprowadzić sumowanie po wszystkich poszczególnych sekcjach z uwzględnieniem obwodu rezonansowego pomiędzy źródłem a obciążeniem. Procedura ta prowadzi do następującego wyrażenia:

$$\begin{aligned}
 [Y] &= \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} jB_{SL} + sC_{SL} & -jB_{SL} - sC_{SL} \\ -jB_{SL} - sC_{SL} & jB_{SL} + sC_{SL} \end{bmatrix} + \\
 &+ \sum_{k=1}^N \frac{1}{(sC_k + jB_k)} \begin{bmatrix} M_{S_k}^2 & M_{S_k}M_{L_k} \\ M_{S_k}M_{L_k} & M_{L_k}^2 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{4.11}$$



RYSUNEK 4.1: (a) Poprzeczny model obwodowy (b) schemat pojedynczej sekcji

Finalnym elementem syntezy jest porównanie współczynników parametrów admitancyjnych otrzymanych z wielomianów rozproszenia z uzyskanymi z podejścia obwodowego. Prowadzi to do następujących relacji

$$\begin{aligned}
 \frac{r_{21k}}{s - j\lambda_k} &= \frac{M_{Sk}M_{Lk}}{sC_k + jB_k} \\
 \frac{r_{11k}}{s - j\lambda_k} &= \frac{M_{Lk}^2}{sC_k + jB_k} \\
 A &= C_{SL} \\
 B &= B_{SL}
 \end{aligned}
 \tag{4.12}$$

Z powyższych równań wynikają następujące zależności na wartości elementów modelu obwodowego

	S	1	...	k	...	N	L
S	B_{SL}	M_{S1}	...	M_{Sk}	...	M_{SN}	$-B_{SL}$
1	M_{1S}	B_1	0	0	M_{1L}
⋮	⋮	0	⋮	⋮	0	⋮	⋮
k	M_{kS}	⋮	⋮	0	B_k	⋮	M_{kL}
⋮	⋮	⋮	0	⋮	⋮	0	⋮
N	M_{NS}	0	0	B_N	M_{NL}
L	$-B_{SL}$	M_{L1}	...	M_{Lk}	...	M_{LN}	B_{SL}

(a)

	S	1	...	k	...	N	L
S	C_{SL}	0	...	0	...	0	$-C_{SL}$
1	0	1	0	0	0
⋮	⋮	0	⋮	⋮	0	⋮	⋮
k	0	⋮	⋮	0	1	⋮	0
⋮	⋮	⋮	0	⋮	⋮	0	⋮
N	0	0	0	1	0
L	$-C_{SL}$	0	...	0	...	0	C_{SL}

(b)

RYSUNEK 4.2: Poprzeczna macierz sprzężeń: (a) część stała, (b) część dyspersyjna

$$\begin{aligned}
 C_{SL} &= A \\
 B_{SL} &= B \\
 C_k &= 1 \\
 B_k &= -\lambda_k \\
 M_{Lk} &= \sqrt{r_{11k}} \\
 M_{Sk} &= \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{11k}}}, \quad k = 1, 2 \dots N.
 \end{aligned}
 \tag{4.13}$$

Wykorzystując relacje (4.13), można wyliczyć wartości stałej oraz dyspersyjnej poprzecznej macierzy sprzężeń z rysunku 4.2. W celu odtworzenia prototypowych parametrów rozproszenia z tak powstałego opisu, należy wykorzystać dobrze znaną relację

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 1 + 2j\mathbf{A}_{(1,1)}^{-1} \\
 S_{21} &= -2j\mathbf{A}_{(N+2,1)}^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{4.14}$$

gdzie macierz $\mathbf{A} = [\mathbf{M}_1\omega + \mathbf{M}_0 - j\mathbf{G}]$, ω jest prototypową częstotliwością kołową, \mathbf{M}_1 jest dyspersyjną częścią macierzy sprzężeń, \mathbf{M}_0 jest stałą częścią macierzy sprzężeń, zaś \mathbf{G} jest

macierzą obciążeń, z niezerowymi elementami umieszczonymi na współrzędnych $G_{(1,1)} = G_{(N+2,N+2)} = 1$.

4.3 Redukcja macierzy poprzecznej

Poprzeczna macierz sprzężeń opisana w poprzedniej sekcji jest raczej bezużyteczna, jeśli bierzemy pod uwagę bezpośrednią implementację w wybranej technologii. W związku z tym zachodzi potrzeba rekonfiguracji macierzy poprzecznej do użytecznej topologii. Ogólnie istnieją, omówione już wcześniej, dwie klasy metod redukcji macierzy sprzężeń. Pierwsza z nich polega na rotacjach tożsamościowych [18–20, 101]. Analogicznie jak w przypadku filtrów klasycznych lub stratnych, w celu uzyskania macierzy dla założonej topologii konieczne jest wykonanie serii rotacji, których kąty w ogólnym przypadku nie są znane. Drugą klasą są techniki optymalizacyjne [5, 46], które pozwalają na założenie topologii, a następnie poszukiwanie odpowiednich wartości elementów. W niniejszej części zostanie opisana optymalizacyjna metoda redukcji poprzecznej macierzy sprzężeń. W tym punkcie należy podkreślić, że metoda syntezy układów ze sprzężeniami dyspersyjnymi opisana w poprzednich rozdziałach nie nadaje się dla rozważanego typu filtrów, ponieważ nie uwzględnia ona sprzężenia pomiędzy źródłem i obciążeniem. Konieczne jest zatem opracowanie innego podejścia.

W pracy [46] pokazano, że do prawidłowego odtworzenia odpowiedzi filtru docelowa macierz musi zachować co najmniej trzy zestawy wartości własnych macierzy poprzecznej. Wspomniane zestawy można zdefiniować następująco $\boldsymbol{\lambda} = [\boldsymbol{\lambda}^p \boldsymbol{\lambda}^{z_1} \boldsymbol{\lambda}^{z_2}]$, gdzie λ_i^p są wartościami własnymi analitycznie zsyntezowanej macierzy poprzecznej, $\lambda_i^{z_1}$ to wartości własne macierzy otrzymanej po wykreśleniu pierwszego wiersza oraz pierwszej kolumny z macierzy poprzecznej, a $\lambda_i^{z_2}$ to wartości własne macierzy otrzymanej po wykreśleniu ostatniego wiersza oraz ostatniej kolumny z macierzy poprzecznej. Podobne relacje mają miejsce dla filtrów realizujących $N + 1$ zer transmisyjnych, z tą różnicą, że teraz są to uogólnione wartości własne następującego pęku macierzowego $(\mathbf{M}_0, \mathbf{M}_1)$. W związku z powyższym, proces rekonfiguracji poprzecznej macierzy sprzężeń można zdefiniować podobnie jak [46] jako problem optymalizacyjny z następującą funkcją celu

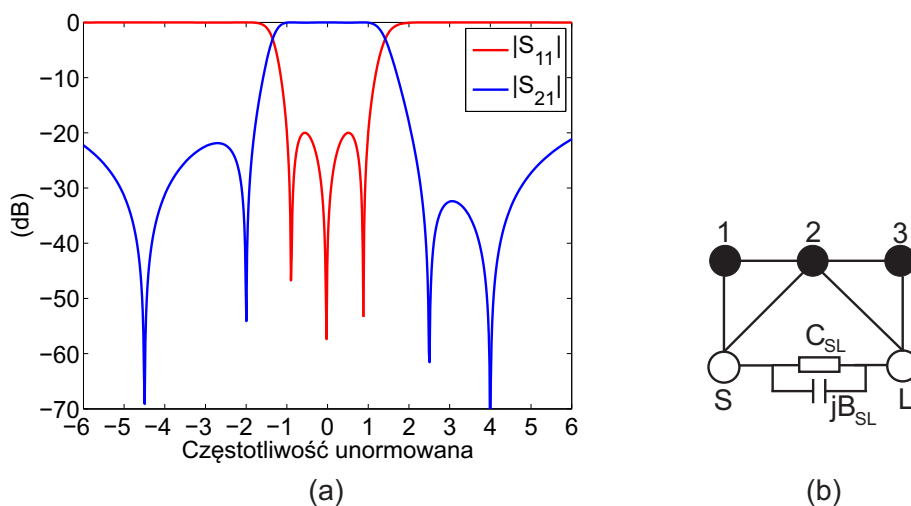
$$C_A = (\boldsymbol{\lambda}' - \boldsymbol{\lambda})^T (\boldsymbol{\lambda}' - \boldsymbol{\lambda}) \quad (4.15)$$

gdzie $\boldsymbol{\lambda}' = [\boldsymbol{\lambda}^p \boldsymbol{\lambda}^{z_1} \boldsymbol{\lambda}^{z_2}]$ jest wektorem wartości własnych otrzymanych w danej iteracji. Minimalizację tak zdefiniowanej funkcji kosztu można przeprowadzić wykorzystując technikę programowania kwadratowego [46]. W celu wyliczenia czułości wartości własnych wymaganych przez algorytm, należy powtórzyć analogiczne rozumowanie, jak w przypadku zwykłych filtrów dyspersyjnych opisanych w poprzedniej części. W efekcie uzyskuje się wyrażenia podobne do (3.8) i (3.9) z tym, że w miejsce macierzowego pęku podstawowego należy podstawić odpowiednie macierze pęków definiujących zestawy wartości własnych $\boldsymbol{\lambda}^p$, $\boldsymbol{\lambda}^{z_1}$ lub $\boldsymbol{\lambda}^{z_2}$. Efektem są identyczne wyrażenia. W tym punkcie należy podkreślić, że zaproponowana technika redukcji jest uogólnieniem techniki opisanej w poprzednim rozdziale i może być stosowana dla układów zarówno z dyspersyjnym jak i stałym sprzężeniem pomiędzy źródłem a obciążeniem. Warto dodać, że mimo optymalizacyjnego charakteru, metoda wykazuje się doskonałą zbieżnością we wszystkich rozpatrywanych przypadkach.

4.4 Testy numeryczne

W celu zweryfikowania teorii przedstawionej w poprzednich podrozdziałach zaprezentowane zostaną trzy przykłady. Przed tym należy jednak omówić kwestię wyboru topologii filtru. W ogólnym przypadku, wewnętrzna sieć filtru może zrealizować maksymalnie $N - 1$ zer transmisyjnych (jako sieć wewnętrzna rozumiana jest struktura bez sprzężenia źródła z obciążeniem). Najwyższą liczbą zer transmisyjnych możliwą do uzyskania w klasycznym filtrze ze sprzężeniami skrośnymi, w którym źródło i obciążenie są sprzężone z jednym rezonatorem, jest $N - 2$ [4]. Dodatkowe zero, czyli w sumie $N - 1$ można otrzymać uwzględniając wielokrotne sprzężenia wychodzące (wchodzące) ze źródła (obciążenia) do rezonatorów lub wykorzystując sprzężenia dyspersyjne. Poprzez dodanie rezonansowego połączenia pomiędzy źródło i obciążenie we wspomnianych strukturach, możliwe jest uzyskanie podwyższenie liczby zer transmisyjnych do $N + 1$. W poniższych przykładach obie realizacje zostaną przedstawione oba warianty realizacyjne.

Na początku rozważymy filtr trzeciego rzędu z czterema asymetrycznie zlokalizowanymi zerami transmisyjnymi. Dopasowanie filtru to -20 dB, natomiast unormowane częstotliwości zer transmisyjnych są następujące: $\omega = -4.5$, $\omega = -2$, $\omega = 2.5$, $\omega = 4$. Idealna odpowiedź filtru wraz z topologią przedstawiona została na rysunku 4.3. Jak łatwo



RYSUNEK 4.3: (a) Idealna odpowiedź filtru, (b) topologia

zauważyć, proponowana konfiguracja składa się z trzech bezpośrednio sprzężonych rezonatorów, przy czym pierwszy i ostatni są dodatkowo sprzężone do źródła i obciążenia. Co więcej, drugi rezonator jest również sprzężony ze źródłem oraz obciążeniem. W tym punkcie warto zwrócić uwagę, że gdy usunięte zostanie rezonansowe połączenie pomiędzy źródłem a obciążeniem, maksymalna realizowana liczba zer transmisyjnych wynosi dwa [4]. Procedura syntezy obwodowej zaczyna się od znalezienia wielomianów funkcji filtrującej, wielomianów admitancyjnych oraz macierzy sprzężeń dla topologii poprzecznej. Etapy te zostały szczegółowo opisane powyżej. W tabeli 4.1 zamieszczone zostały wartości współczynników wielomianów rozproszenia filtru, zaś tabele 4.2, 4.3 zawierają, odpowiednio: wartości współczynników wielomianów admitancyjnych oraz wartość elementów mod-

TABLICA 4.1: Współczynniki wielomianów rozproszenia

i	Wielomian E(s) $e_i(s)$	Wielomian F(s) $f_i(s)$	Wielomian P(s) $p_i(s)$
0	344.57 + 184.95j	0.0845j	-390.8850
1	458.38 + 107.1643j	0.7647	119.1085j
2	314.35 + 68.585j	0.1562j	-58.5600
3	144.1465 + 18.15j	1	18.1500j
4	1		1

$\varepsilon_r = 0.0071$

TABLICA 4.2: Współczynniki wielomianów admitancyjnych

i	Wielomian $y_d(s)$ $y_{di}(s)$	Wielomian $y_{11n}(s)$ $y_{11ni}(s)$	Wielomian $y_{21n}(s)$ $y_{21ni}(s)$
0	196.9196j	344.5675	-390.8850
1	566.6143	107.1643j	119.1085j
2	90.6986j	314.3539	-58.5600
3	285.6823	18.1500j	18.1500j
4		1	1

TABLICA 4.3: Wartości elementów macierzy poprzecznej

i	B_k	M_{Sk}	M_{Lk}
1	-1.4204	-0.5212	0.5212
2	1.3884	-0.4346	0.4346
3	0.3495	0.8079	0.8079
$C_{SL} = 0.0624$			
$B_{SL} = 0.0035$			

elu poprzecznego. Następnie wyznaczono macierz sprzężeń dla docelowej siatki połączeń rezonatorów pokazanej na rysunku 4.3 (b). W tym celu posłużono się techniką bazującą na wartościach własnych pęków macierzowych, którą przedstawiono w poprzednim podrozdziale. Zoptymalizowana, stała oraz dyspersyjna część macierzy sprzężeń zaprezentowana została na rysunku 4.4. Jako punkt startowy w procesie optymalizacji wykorzystany został filtr trzeciego rzędu w konfiguracji inline (przy zachowaniu wartości obwodu rezonansowego pomiędzy źródłem a obciążeniem z modelu poprzecznego). Założona odpowiedź uzyskana została po 35 iteracjach.

Drugim przykładem jest układ czwartego rzędu z pięcioma zerami transmisyjnymi. Podobnie jak w poprzednim układzie, dopasowanie filtra wynosi -20 dB, natomiast znormalizowane częstotliwości zer transmisyjnych są następujące: $\omega = -4.5$, $\omega = -1.7$, $\omega = 2$, $\omega = 5$, $\omega = 9$. W celu pokazania potencjału omawianej techniki, specyfikacja projektowa zrealizowana zostanie w dwóch typach obwodów: ze sprzężeniami stałymi (wielokrotnymi pomiędzy źródłem / obciążeniem i rezonatorami, jak pokazano na rysunku 4.5 (b)) oraz dyspersyjnymi. W przypadku filtra ze sprzężeniami dyspersyjnymi w sieci wewnętrznej wykorzystano konfigurację kwadrupletu, z dwoma dyspersyjnymi sprzężeniami (oznaczonymi strzałkami), które umieszczone zostały pomiędzy rezonatorami 2 i 3 oraz rezona-

	S	1	2	3	L
S	-0.0007	0.9149	0.5357	0	0.0007
1	0.9149	-0.8935	0.7733	0	0
2	0.5357	0.7733	-0.0335	0.6677	-0.6175
3	0	0	0.6677	0.9743	0.8619
L	0.0007	0	-0.6175	0.8619	-0.0007

(a)

	S	1	2	3	L
S	0.0155	0	0	0	-0.0155
1	0	1	0	0	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	0	1	0
L	-0.0155	0	0	0	0.0155

(b)

RYSUNEK 4.4: (a) Część stała macierzy sprzężeń (b) część dyspersyjna macierzy sprzężeń

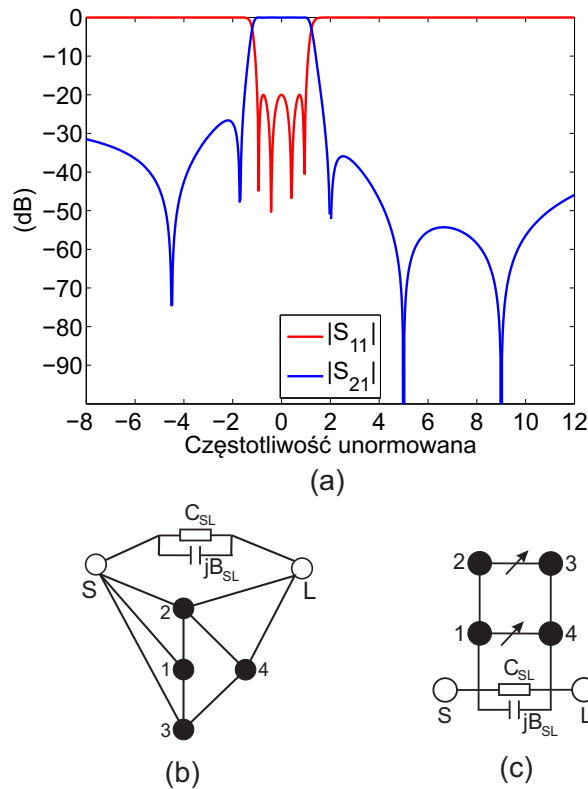
TABLICA 4.4: Współczynniki wielomianów rozproszenia

i	Wielomian E(s) $e_i(s)$	Wielomian F(s) $f_i(s)$	Wielomian P(s) $p_i(s)$
0	691.97 + 1.0426j	0.1520	-688.50j
1	1279.3 + 2.7976j	0.0093j	0.45
2	1469.3 - 16.858j	1.0509	-240.20j
3	949.43 - 13.548j	0.0131j	18.55
4	457.22 - 9.8000j	1	-9.8j
5	1		1

$\varepsilon_r = 0.0022$

torami 1 i 4, jak przedstawiono na rysunku 4.5 (c). W rozważanym przypadku obecność sprzężeń dyspersyjnych jest konieczna do uzyskania arbitralnego rozmieszczenia zer transmisyjnych. W klasycznym podejściu (przy założeniu stałych sprzężeń) wybrana topologia sieci wewnętrznej realizuje maksymalnie dwa symetryczne zera transmisyjne. Idealna odpowiedź filtru przedstawiona została na rysunku 4.5 (a). W tabelach 4.4, 4.5 zamieszczone zostały, odpowiednio, współczynniki wielomianów rozproszenia oraz admitycyjnych. Wartości elementów poprzecznego modelu obwodowego zawarto w tabeli 4.6. Zoptymalizowane macierze sprzężeń (część stała oraz dyspersyjna) dla pierwszego obwodu (ze sprzężeniami stałymi) przedstawione została na rysunku 4.6, natomiast dla układu ze sprzężeniami dyspersyjnymi na rysunku 4.7.

Podobnie jak w poprzednim przykładzie jako punkt startowy do optymalizacji wykorzystany został filtr czwartego rzędu w konfiguracji inline (o dopasowaniu równym -20 dB). W pierwszym przypadku założona wartość funkcji celu uzyskana została po 39 iteracjach, natomiast w drugim po 25.



RYSUNEK 4.5: (a) Idealna odpowiedź filtra czwartego rzędu z pięcioma zerami transmisyjnymi, (b) topologia ze sprzężeniami stałymi, (c) topologia ze sprzężeniami dyspersyjnymi

TABLICA 4.5: Współczynniki wielomianów admitancyjnych

i	Wielomian $y_d(s)$ $y_{di}(s)$	Wielomian $y_{11n}(s)$ $y_{11ni}(s)$	Wielomian $y_{21n}(s)$ $y_{21ni}(s)$
0	761.1540	1.0426j	688.50j
1	7.0221j	1279.3	-0.45
2	1947.7	-16.8578j	240.20j
3	-7.6044j	949.4332	-18.55
4	912.3902	-9.8j	9.8j
5		1	-1

4.5 Realizacja obwodu rezonansowego pomiędzy źródłem a obciążeniem

W celu zaimplementowania rezonansowego połączenia pomiędzy źródłem a obciążeniem można wykorzystać struktury używane do realizacji dyspersyjnych sprzężeń pomiędzy rezonatorami. Przykładowe realizacje w falowodzie prostokątnym przedstawione zostały na rysunku 4.5. Niestety, układy te nie oddają w pełni zachowania idealnego obwodu rezonansowego. O ile stosunkowo łatwo jest spasować parametry rozproszenia danej nieciągłości z otrzymanymi z idealnej macierzy sprzężeń, problem pojawia się przy dopasowywaniu

TABLICA 4.6: Wartości elementów macierzy poprzecznej

i	B_k	M_{Sk}	M_{Lk}
1	-1.2821	-0.3659	0.3659
2	1.2629	0.3462	0.3462
3	0.7232	-0.6280	0.6280
4	-0.7124	0.6247	0.6247
$C_{SL} = 0.0011$			
$B_{SL} = -0.0107$			

	S	1	2	3	4	L
S	-0.0107	1.0035	0.0403	-0.1721	0	0.0107
1	1.0035	-0.2200	0.7268	-0.3539	0	0
2	0.0403	0.7268	-0.1298	0	-0.6240	-0.4458
3	-0.1721	-0.3539	0	0.9333	-0.6698	0
4	0	0	-0.6240	-0.6698	-0.5919	0.9163
L	0.0107	0	-0.4458	0	0.9163	-0.0107

(a)

	S	1	2	3	4	L
S	0.0011	0	0	0	0	-0.0011
1	0	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0
3	0	0	0	1	0	0
4	0	0	0	0	1	0
L	-0.0011	0	0	0	0	0.0011

(b)

RYSUNEK 4.6: (a) Część stała macierzy sprzężeń (b) część dyspersyjna macierzy sprzężeń

parametrów y lub z . W ogólnym przypadku struktury (a), (b), (c) z rysunku 4.5 wykazują dodatni współczynnik kierunkowy dla parametrów y_{11} , y_{21} oraz z_{11} , z_{21} . Z drugiej strony, odnosząc się do (4.10) można zaobserwować, że model obwodowy ma ujemny współczynnik kierunkowy. Aby uwzględnić tę rozbieżność, konieczne jest przemnożenie pierwszej kolumny oraz pierwszego wiersza (lub ostatniej kolumny i ostatniego wiersza) wynikowej macierzy sprzężeń przez -1. Należy przy tym pamiętać, że operacja ta prowadzi do zmiany znaku co najmniej jednego sprzężenia zewnętrznego. W tym punkcie należy zauważyć, że takie zamiany konieczne są tylko wówczas, gdy współczynnik kierunkowy nieciągłości jest dodatni. Nie zawsze mamy z tym do czynienia. Na przykład struktura z rysunku 4.5 (d) realizuje ujemny współczynnik kierunkowy i w tym wypadku nie pojawiałyby się konieczność modyfikacji macierzy sprzężeń. Analogiczna sytuacja ma miejsce dla niektórych nieciągłości wykonanych w SIW, opisanych w poprzednim rozdziale.

	S	1	2	3	4	L
S	-0.0107	1.0188	0	0	0	0.0107
1	1.0188	-0.0207	0.8545	0	-0.2319	0
2	0	0.8545	0.0308	0.7867	0	0
3	0	0	0.7867	0.0308	0.8545	0
4	0	-0.2319	0	0.8545	-0.0207	1.0188
L	0.0107	0	0	0	1.0188	-0.0107

(a)

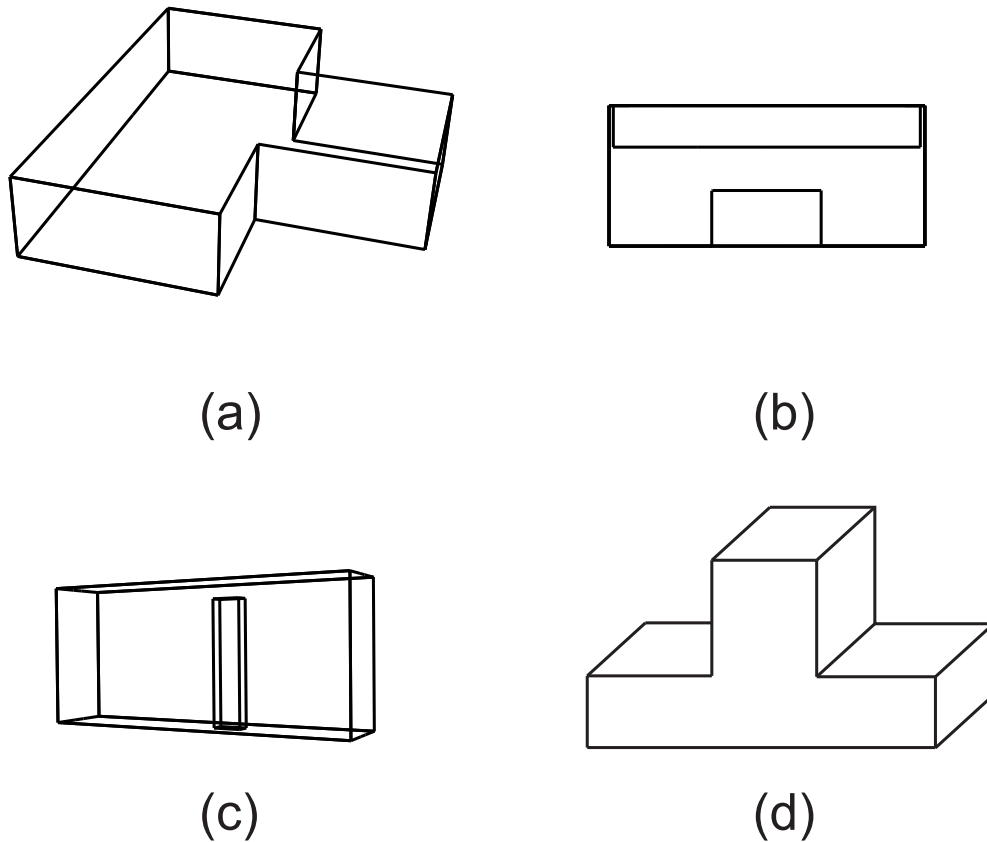
	S	1	2	3	4	L
S	0.0011	0	0	0	0	-0.0011
1	0	1	0	0	0.0174	0
2	0	0	1	0.0233	0	0
3	0	0	0.0233	1	0	0
4	0	0.0174	0	0	1	0
L	-0.0011	0	0	0	0	0.0011

(b)

RYSUNEK 4.7: (a) Część stała macierzy sprzężeń (b) część dyspersyjna macierzy sprzężeń

4.6 Weryfikacja eksperymentalna

W celu zweryfikowania przedstawionej w poprzednich sekcjach metodologii zaprojektowany został wąskopasmowy filtr trzeciego rzędu na pasmo X. Dopasowanie filtru wynosi -20 dB, natomiast znormalizowane położenia zer transmisyjnych są następujące: $\omega = -13.2$, $\omega = -5.15$, $\omega = -2.3$, $\omega = 2.5$. Idealna odpowiedź filtru oraz topologia przedstawione zostały na rysunku 4.9. Jak można zauważyć rezonatory ułożone są w konfiguracji tripletu z dyspersyjnym sprzężeniem skośnym (sprzężenie pomiędzy rezonatorami 1 i 3). Wykorzystując proponowaną technikę syntezy obwodowej wyznaczono wielomiany rozproszenia, admitancyjne oraz model poprzeczny. Wartości poszczególnych parametrów zamieszczone zostały w tabelach 4.7, 4.8 i 4.9. Zredukowana macierz sprzężeń (część stała oraz dyspersyjna) przedstawiona została na rysunku 4.10. Należy zwrócić uwagę, że sprzężenie pomiędzy źródłem a pierwszym rezonatorem ma znak ujemny. Do realizacji sprzężenia skośnego (dyspersyjne sprzężenie pomiędzy rezonatorem 1 i 3) jak również pomiędzy źródłem a obciążeniem, wykorzystany został przewodzący kołek niepełnej wysokości.



RYSUNEK 4.8: Realizacje sprzężeń dyspersyjnych w falowodzie prostokątnym (a) równoległy zwarty sęk, (b) przesłona z dwoma rezonansowymi oknami (c) niepełnej wysokości przewodzący kołek (d) szeregowy zwarty sęk

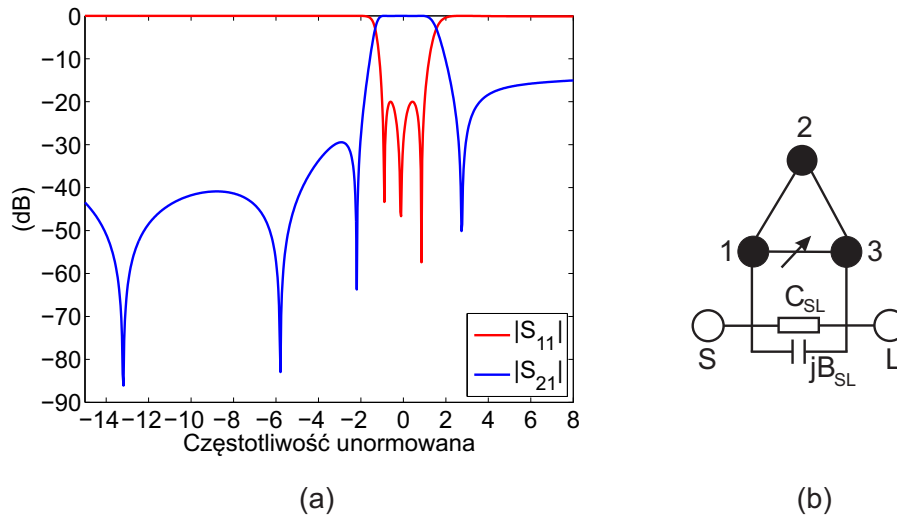
TABLICA 4.7: Współczynniki wielomianów rozproszenia

i	Wielomian $E(s)$ $e_i(s)$	Wielomian $F(s)$ $f_i(s)$	Wielomian $P(s)$ $p_i(s)$
0	$344.57 + 184.95j$	$0.0845j$	-390.8850
1	$458.38 + 107.1643j$	0.7647	$119.1085j$
2	$314.35 + 68.585j$	$0.1562j$	-58.5600
3	$144.1465 + 18.15j$	1	$18.1500j$
4	1		1

$\varepsilon_r = 0.0071$

Jak już wspomniano nieciągłość tego typu charakteryzuje się dodatnim współczynnikiem nachylenia, przez co konieczne jest przemnożenie pierwszej kolumny oraz wiersza macierzy sprzężeń przez -1 . Krok ten zmienia znak sprzężenia zewnętrznego (ze źródła do pierwszego rezonatora) na dodatnie.

Wymiarowanie filtru rozpoczyna się od ekstrakcji stałych współczynników sprzężeń. W tym celu należy skorzystać z dobrze znanych wyrażeń opartych o częstotliwości rezonansowe sprzężonych rezonatorów [21]. Następnie syntezowane jest sprzężenie skrośne według



RYSUNEK 4.9: (a) Idealna odpowiedź filtru, (b) topologia

TABLICA 4.8: Współczynniki wielomianów admitancyjnych

i	Wielomian $y_d(s)$	Wielomian $y_{11n}(s)$	Wielomian $y_{21n}(s)$
	$y_{di}(s)$	$y_{11ni}(s)$	$y_{21ni}(s)$
0	196.9196j	344.5675	-390.8850
1	566.6143	107.1643j	119.1085j
2	90.6986j	314.3539	-58.5600
3	285.6823	18.1500j	18.1500j
4		1	1

TABLICA 4.9: Wartości elementów macierzy poprzecznej

i	B_k	M_{Sk}	M_{Lk}
1	-1.4204	-0.5212	0.5212
2	1.3884	-0.4346	0.4346
3	0.3495	0.8079	0.8079
$C_{SL} = 0.0624$			
$B_{SL} = 0.0035$			

metody przedstawionej w [96] i opisaney w podrozdziale 3.8.2 niniejszej pracy. Finalnym etapem projektu jest synteza połączenia pomiędzy źródłem a obciążeniem, którą można przeprowadzić analogicznie jak sprzężenie pomiędzy 1 a 3 rezonatorem, czyli sposobem opisanym w podrozdziale 3.8.2 i w pracy [96]. Podobnie jak w przypadku syntezy dwóch sprzężonych rezonatorów, tak i tutaj konieczny jest opis macierzowy połączenia. W tym celu z macierzy sprzężeń należy usunąć kolumny i wiersze odpowiedzialne za sprzężenia bezpośrednie oraz skrośne. W efekcie otrzymuje się następującą macierz

$$\mathbf{M}_{SL} = \begin{bmatrix} 0.0624 + 0.0035\omega & 0.0624 + 0.0035\omega \\ 0.0624 + 0.0035\omega & 0.0624 + 0.0035\omega \end{bmatrix}.$$

	S	1	2	3	L
S	0.0624	-1.0393	0	0	-0.0624
1	-1.0393	-0.0127	1.0579	-0.3019	0
2	0	1.0579	0.2363	1.0579	0
3	0	-0.3019	1.0579	-0.0127	1.0393
L	-0.0624	0	0	1.0393	0.0624

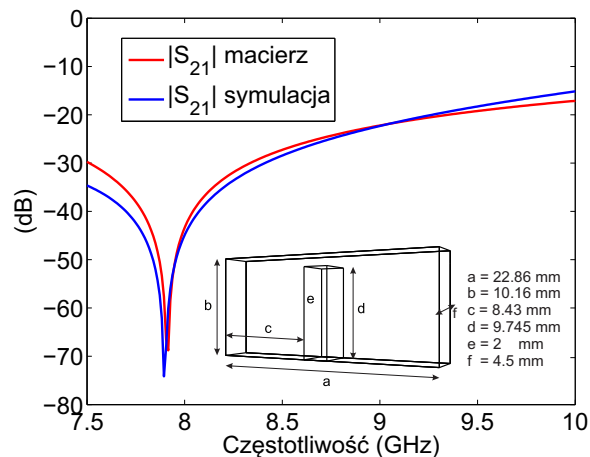
(a)

	S	1	2	3	L
S	0.0035	0	0	0	-0.0035
1	0	1	0	0.1726	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0.1726	0	1	0
L	-0.0035	0	0	0	0.0035

(b)

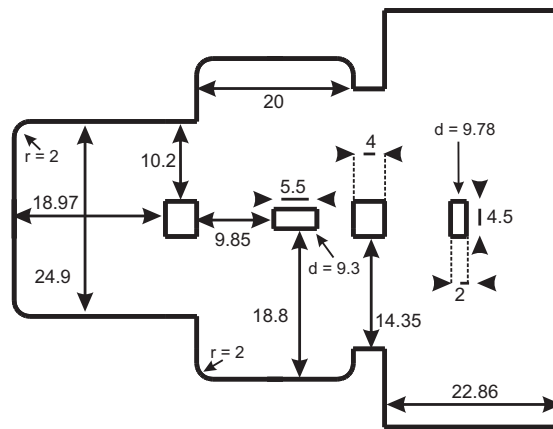
RYSUNEK 4.10: (a) Część stała macierzy sprzężeń (b) część dyspersyjna macierzy sprzężeń

Porównanie pomiędzy idealnymi parametrami rozproszenia otrzymanymi z macierzy \mathbf{M}_{SL} a symulacyjnymi przedstawione jest na rysunku Jak łatwo zauważyć, otrzymano dobrą



RYSUNEK 4.11: Porównanie charakterystyk otrzymanych po wymiarowaniu sprzężenia pomiędzy źródłem i obciążeniem, a macierzą sprzężeń

zgodność charakterystyk. Mając zsyntezowane poszczególne elementy, dokonano symulacji elektromagnetycznej całej struktury. Wynik obliczeń syntezy został przedstawiony jako wstawka na rysunku 4.6. Jak łatwo zauważyć, pierwszą różnicą w stosunku do założonej odpowiedzi są tylko trzy widoczne zera transmisyjne. Wynika to nałożenia się dwóch pierwszych zer transmisyjnych. Pozycje pozostałych zer transmisyjnych przesunęły się w dół o



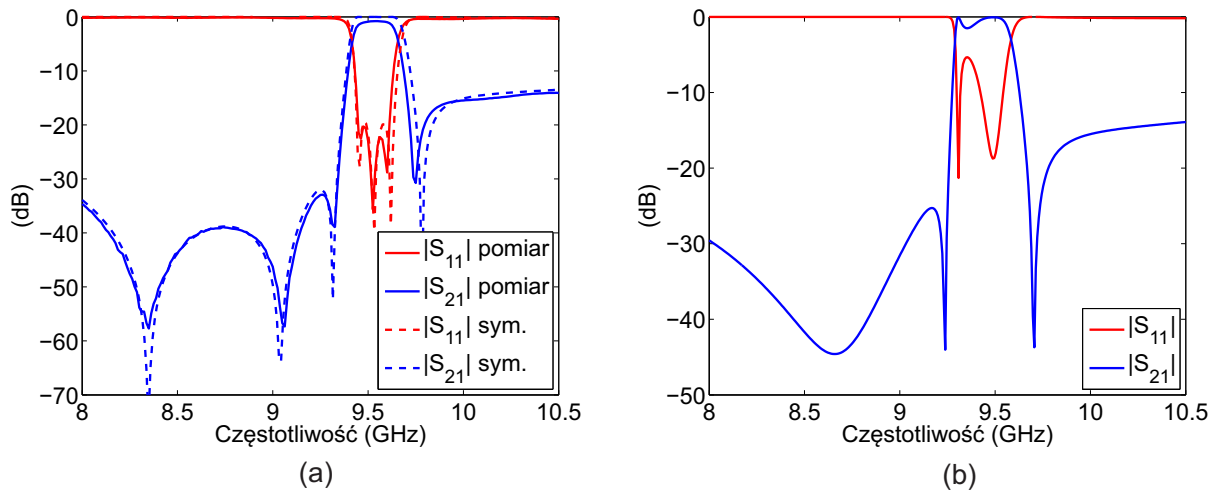
RYSUNEK 4.12: Rzut z góry zaprojektowanego filtra z naniesionymi wymiarami (jednostki mm). Filtr wykonany został w technologii falowodu prostokątnego WR-90

około 50 MHz. Pasma filtra uległo przestrojeniu w dół o 70 MHz, a dopasowanie znacząco zostało zredukowane. Niemniej jednak, tak zsyntezowany filtr jest dobrym punktem do dalszej optymalizacji. Finalne strojenie wykonane zostało w pełnofalowym symulatorze elektromagnetycznym Mician μ Wave Wizard z wykorzystaniem algorytmu optymalizacyjnego bazującego na zerach i biegunach parametrów rozproszenia [48]. Rysunek 4.6 przedstawia widok (z góry) finalnego układu z naniesionymi wymiarami.

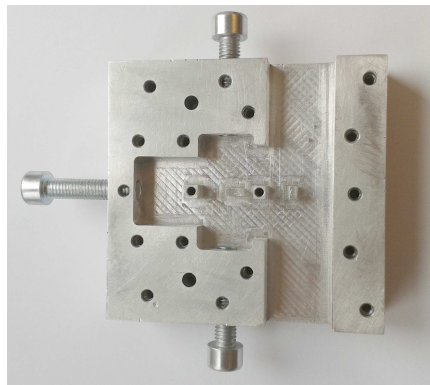
Filtr wykonany został z dwóch części aluminium (część główna oraz pokrywa) skręconych śrubami. Wnęki rezonansowe, przesłony oraz przewodzące kołki niepełnej wysokości zostały zrealizowane poprzez frezowanie sterowane maszyną CNC. Rysunek 4.6 (a) przedstawia porównanie pomiędzy charakterystykami zmierzonymi a symulacyjnymi. Jak można zauważyć, filtr jest niemalże nastrojony na założone pasmo i spełnia warunki dopasowania. Na charakterystyce transmisyjnej można łatwo zaobserwować cztery zera transmisyjne. Pozycje trzech zer znajdujących się po dolnej stronie pasma zaporowego (tzn. $f = 8.35$ GHz, $f = 9.04$ GHz oraz $f = 9.315$ GHz) znajdują się praktycznie na założonych pozycjach. Odchyleniu od założonej częstotliwości uległo jedynie górne zero transmisyjne ($f=9.783$), które przesunęło się w dół o 30 MHz. Średnie straty wtrąceniowe filtra są na poziomie 0.8 dB. Zdjęcie wykonanego układu przedstawione jest na rysunku 4.6.

4.7 Wnioski

W niniejszym rozdziale zaprezentowana została ogólna metoda syntezy pasmowo-przepustowych filtrów mikrofalowych ze sprzężeniami dyspersyjnymi, a w szczególności obwodów z rezonansowym połączeniem pomiędzy źródłem a obciążeniem. Wprowadzając rezonator zbudowany z pojemności i stałej susceptancji (w dziedzinie prototypu dolno-przepustowego) pomiędzy źródło a obciążenie, uzyskuje się liczbę zer transmisyjnych przewyższającą liczbę zer odbiciowych. Zaproponowano także nową metodą wyznaczania macierzy sprzężeń dla dowolnej topologii sprzężeń. Przedstawioną technikę syntezy można



RYSUNEK 4.13: (a) Porównanie pomiędzy charakterystykami zmierzonymi i symulacyjnymi, (b) wynik syntezy wymiarowej metodą opisaną w podrozdziale 3.8.2



RYSUNEK 4.14: Zdjęcie wykonanego układu (górną pokrywa usunięta)

traktować jako uzupełnienie i uogólnienie obecnie znanych metod syntezy poprzecznej macierzy sprzężeń. Zaproponowano także nową metodą wyznaczania macierzy sprzężeń dla dowolnej topologii sprzężeń. Przeprowadzone testy numeryczne jasno wskazują, że $N+1$ zer transmisyjnych można uzyskać w topologiach, tak ze stałymi, jak i dyspersyjnymi sprzężeniami. W celu dopełnienia zaproponowanej techniki syntezy, przedstawiona została optymalizacyjna technika redukcji poprzecznej macierzy sprzężeń. Przeprowadzone testy numeryczne oraz eksperyment bezdyskusyjnie wskazują na zasadność proponowanego podejścia oraz potwierdzają wykorzystanie połączeń rezonansowych pomiędzy źródłem i obciążeniem do poprawy selektywności filtra. Wyniki opisane w niniejszym rozdziale opublikowane zostały w przez autora w pracy [94].

Podsumowanie

W rozprawie zaprezentowane zostały optymalizacyjne techniki syntezy macierzy sprzężeń dla trzech typów filtrów: stratnych, dyspersyjnych oraz z $N + 1$ zerami transmisyjnymi. W każdym z przypadków został przedstawiony szczegółowy opis matematyczny, wiążący wybrane parametry opisujące obwód jako całość z odpowiadającym opisem macierzowym, co finalnie posłużyło do konstrukcji odpowiedniej funkcji celu. Dodatkowo dla każdego opisu zostały wprowadzone analityczne wyrażenia na czułości wartości własnych względem elementów macierzy sprzężeń, co pozwoliło znacznie przyspieszyć zbieżność algorytmu. Zaproponowano cztery nowe algorytmy syntezy wymiarowej dla filtrów ze sprzężeniami dyspersyjnymi oraz wykonano serię projektów filtrów o podwyższonej selektywności, z których część została wykonana i przebadana eksperymentalnie. Uzyskane wyniki w pełni potwierdziły skuteczność nowych technik zaproponowanych w rozprawie.

Badania prowadzone w ramach niniejszej pracy dotyczyły zarówno płaszczyzny teoretycznej jak i praktycznej projektowania pasmowo-przepustowych filtrów mikrofalowych. W związku z powyższym osiągnięte rezultaty można podzielić na opracowania koncepcyjne, do których należą:

- Opracowanie iteracyjnego algorytmu syntezy stratnej macierzy sprzężeń z dodatkową możliwością kontroli rozkładu strat w rezonatorach - opublikowane w [89, 90].
- Opracowanie iteracyjnego algorytmu syntezy macierzy dyspersyjnej: z idealnymi oraz rzeczywistymi inwerterami - opublikowane w [92], [98] (oraz jedno zgłoszenie patentowe w UPRP [95]).
- Opracowanie modelu filtru hybrydowego, uwzględniającego sprzężenia o dodatnim oraz ujemnym współczynniku kierunkowym sprzężeń dyspersyjnych - opublikowane w [98].
- Opracowanie metod wymiarowania sprzężeń dyspersyjnych oraz par sprzężonych rezonatorów z uwzględnieniem efektu obciążenia - opublikowane w [53, 96, 97, 99].
- Opracowanie analitycznej metody syntezy filtrów, w których sprzężenia dyspersyjne realizowane są w formie zwartych lub rozwartych sęków modelowanych liniami TEM - opublikowane w [98].

- Opracowanie metody syntezy filtrów, w których liczba zer transmisyjnych jest większa od liczby zer odbiciowych. W ramach proponowanej techniki omówiono metodologię syntezy wielomianów parametrów rozproszenia oraz admitancyjnych. Dodatkowo, wyprowadzone zostały analityczne wyrażenia pomiędzy reziduumami i biegunami parametrów zwarciovych z nowo wprowadzonym modelem poprzecznym z rezonansowym połączeniem źródła z obciążeniem - opublikowane w [94].

Do opracowań natury praktycznej należy zaliczyć:

- Zaimplementowanie filtru stratnego w technologii SIW - opublikowane w [91] (oraz jedno zgłoszenie patentowe w UPRP [88]).
- Opracowanie szeregu nieciągłości dyspersyjnych wykonanych w technologii falowodu: zintegrowanego z podłożem oraz prostokątnego. Wybrane koncepcje zostały wykorzystane w przykładowych aplikacjach - opublikowane w [53, 86, 99, 100] (oraz jedno zgłoszenie patentowe w UPRP [87]).
- Implementacja modelu hybrydowego w technologii mikropaskowej - opublikowane w [98].
- Zaimplementowanie filtru z $N + 1$ zerami transmisyjnymi w technologii falowodu prostokątnego - opublikowane w [94].

Z przedstawionych w pracy wyników jasno wynika, że filtry ze sprzężeniami dyspersyjnymi (pomiędzy rezonatorami i / lub źródłem a obciążeniem) są atrakcyjną alternatywą dla konwencjonalnych konstrukcji szeroko stosowanych w rozwiązaniach telekomunikacyjnych. W każdym z zaprezentowanych układów uzyskano większą liczbę zer transmisyjnych (rzeczywistych oraz zespolonych) w stosunku do klasycznych układów, co w oczywisty sposób przełożyło się na selektywność omawianych struktur.

Przewidywane kierunki rozwoju

Zaprezentowane w pracy algorytmy syntezy filtrów można zaadaptować do projektowania układów o wyższym stopniu skomplikowania, takich jak dipleksery, multipleksery [25, 26, 57, 83, 105] lub filteny (filtr zintegrowany z anteną).

W kontekście korzyści płynących ze stosowania połączeń dyspersyjnych w filtrach interesującym wydaje się podwyższenie rzędu funkcji sprzężenia z liniowej do chociażby kwadratowej. W ten sposób możliwe będzie uzyskanie jeszcze większej ilości zer transmisyjnych, a co za tym idzie, poprawienie selektywności filtrów.

Podziękowania

Pragnę podziękować promotorowi Profesorowi Michałowi Mrozowskiemu za okazaną cierpliwość, zaufanie, wyrozumiałość oraz fachową pomoc bez której niniejsza rozprawa nigdy by nie powstała. Jestem pewien, że cenne umiejętności zdobyte pod jego kierunkiem pozwolą mi na dalszy rozwój zarówno na stopie zawodowej jak i naukowej.

Chciałbym również podziękować kolegom: dr. Adamowi Lamęckiemu, dr. Łukaszowi Balewskiemu oraz dr. Piotrowi Kowalczykowi za wielokrotnie udzieloną pomoc i poświęcony czas. Dodatkowo, podziękowania kieruję do Natalii Leszczynskiej oraz Andrzeja Jędrzejewskiego za pomoc w przygotowaniu wybranych wyników numerycznych oraz eksperymentalnych omawianych w rozprawie.

Jednak przede wszystkim, dziękuję żonie za nieustające wsparcie, mobilizacje i wiarę we mnie.

Bibliografia

- [1] Mician microwave wizard <http://www.mician.com>.
- [2] R.S. Adve, T.K. Sarkar, S.M. Rao, E.K. Miller, D.R. Pflug. Application of the cauchy method for extrapolating/interpolating narrowband system responses. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 45(5):837–845, 1997.
- [3] H.-R. Ahn, S. Nam. Wideband coupled-line microstrip filters with high-impedance short-circuited stubs. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 21(11):586–588, Nov. 2011.
- [4] S. Amari. On the maximum number of finite transmission zeros of coupled resonator filters with a given topology. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, 9(9):354–356, 1999.
- [5] S. Amari. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 48(9):1559–1564, 2000.
- [6] S. Amari. Direct synthesis of folded symmetric resonator filters with source-load coupling. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 11(6):264–266, 2001.
- [7] S. Amari. Application of representation theory to dual-mode microwave bandpass filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 57(2):430–441, 2009.
- [8] S. Amari, M. Bekheit, F. Seyfert. Notes on bandpass filters whose inter-resonator coupling coefficients are linear functions of frequency. *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, strony 1207–1210, 2008.
- [9] S. Amari, J. Bornemann. Using frequency-dependent coupling to generate finite attenuation poles in direct-coupled resonator bandpass filters. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, 9(10):404–406, 1999.
- [10] S. Amari, J. Bornemann, W. Menzel, F. Alessandri. Diplexer design using pre-synthesized waveguide filters with strongly dispersive inverters. *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, wolumen 3, strony 1627–1630 vol.3, 2001.

- [11] S. Amari, J. Bornemann, U. Rosenberg. Pseudo-elliptic waveguide filters without cross coupling. *Microwave Conference, 2001. 31st European*, strony 1–4, 2001.
- [12] S. Amari, U. Rosenberg, J. Bornemann. Adaptive synthesis and design of resonator filters with source-load-multiresonator coupling. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(8):1969–1978, 2002.
- [13] S. Amari, F. Seyfert. Synthesis techniques for broad-band microwave filters. *Workshop Notes - W05- Eur. Microw. Conf. Dig.*, Manchester 2011 [CD-ROM].
- [14] S. Amari, F. Seyfert, M. Bekheit. Theory of coupled resonator microwave bandpass filters of arbitrary bandwidth. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 58(8):2188–2203, 2010.
- [15] A.E. Atia, A.E. Williams. Narrow-bandpass waveguide filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 20(4):258–265, 1972.
- [16] A. Basti, S. Bila, S. Verdeyme, A. Perigaud, H. Leblond, L. Estagerie. Comparison of two approaches for the design of microstrip lossy filters. *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, strony 21–24, 2013.
- [17] A. Basti, S. Bila, S. Verdeyme, A. Perigaud, H. Leblond, L. Estagerie. Comparison of two approaches for the design of microstrip lossy filters. *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, strony 21–24, Oct 2013.
- [18] R. J. Cameron. General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 47(4):433–442, 1999.
- [19] R. J. Cameron. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 51(1):1–10, 2003.
- [20] R. J. Cameron, A.R. Harish, C.J. Radcliffe. Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(12):2862–2872, 2002.
- [21] R.J Cameron, C.M Kudsia, R. Mansour. *Microwave Filters for Communication Systems*. Wiley, New York, 2007.
- [22] X.-P. Chen, L. Han, K. Wu. Synthesis and design of substrate integrated waveguide filter using predistortion technique. *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific*, strony 1–4, 2007.
- [23] X.-P Chen, K. Wu. Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 56(1):142–149, 2008.
- [24] X.-P Chen, K. Wu. Self-packaged millimeter-wave substrate integrated waveguide filter with asymmetric frequency response. *Components, Packaging and Manufacturing Technology, IEEE Transactions on*, 2(5):775–782, 2012.

- [25] F. Cheng, X. Lin, K. Song, Y. Jiang, Y. Fan. Compact diplexer with high isolation using the dual-mode substrate integrated waveguide resonator, 2013.
- [26] P.-H. Deng, J.-T. Tsai. Design of microstrip lowpass-bandpass diplexer. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 23(7):332–334, 2013.
- [27] D. Deschrijver, M. Mrozowski, T. Dhaene, D. De Zutter. Macromodeling of multiport systems using a fast implementation of the vector fitting method. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 18(6):383–385, 2008.
- [28] W.M. Fathelbab, I.C. Hunter, J.D. Rhodes. Synthesis of lossy reflection-mode prototype networks with symmetrical and asymmetrical characteristics. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, 146(2):97–104, 1999.
- [29] S.J. Fiedziuszko. Dual-mode dielectric resonator loaded cavity filters dual-mode dielectric resonator loaded cavity filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 30(9):1311–1316, 1982.
- [30] Z. Guo, K.-S. Chin, W. Che, C.-C. Chang. Cross-coupled bandpass filters using qmsiw cavities and s-shaped slot coupling structures. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 27(2):160–167, 2013.
- [31] Z. Guo, K.-S. Chin, W. Che, C.-C. Chang. Cross-coupled bandpass filters using QMSIW cavities and s-shaped slot coupling structures. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 27(2):160–167, 2013.
- [32] B. Gustavsen, A. Semlyen. Enforcing passivity for admittance matrices approximated by rational functions. *Power Systems, IEEE Transactions on*, 16(1):97–104, 2001.
- [33] A.C. Guyette, I.C. Hunter, Roger D. Pollard. The design of microwave bandpass filters using resonators with nonuniform. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(11):3914–3922, 2006.
- [34] M. Hoft, T. Shimamura. Design of symmetric trisection filters for compact low-temperature co-fired ceramic realization. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 58(1):165–175, 2010.
- [35] M. Hoft, F. Yousif. Orthogonal coaxial cavity filters with distributed cross-coupling. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 21(10):519–521, 2011.
- [36] M. Hoft, F. Yousif. Orthogonal coaxial cavity filters with distributed cross-coupling. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 21(10):519–521, 2011.
- [37] J.-S. Hong, M.J. Lancaster. Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 46(1):118–122, 1998.
- [38] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF Microwave Applications*. Wiley, New York, 2001.

- [39] J.-S. Hsieh, C.-M. Tsai. Synthesis of filters with stub-loaded multiple-mode resonators. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 21(10):516–518, Oct. 2011.
- [40] C.-L. Hsu, J.-T. Kuo. Microstrip realization of trisection synthesis with frequency-dependent admittance inverter. *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, (113):195–210, 2011.
- [41] X. Huang, Q. Feng, Q. Xiang. Bandpass filter with tunable bandwidth using quadruple-mode stub-loaded resonator. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 22(4):176–178, Apr. 2012.
- [42] I.C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, P. Guillon. Microwave filters-applications and technology. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(3):794–805, 2002.
- [43] I.C. Hunter, J.D. Rhodes, V. Dassonville. Triple mode dielectric resonator hybrid reflection filters. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, 145(4):337–343, 1998.
- [44] Kh. D. Ikramov. Matrix pencils: Theory, applications, and numerical methods. *Journal of Mathematical Sciences*, 64:783–853, 1993.
- [45] P. Kozakowski, A. Lamecki, M. Mongiardo, M. Mrozowski, C. Tomassoni. Computer-aided design of in-line resonator filters with multiple elliptical apertures. *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTTs Intern.*, wolumen 2, strony 611–614 Vol.2, 2004.
- [46] P. Kozakowski, A. Lamecki, P. Sypek, M. Mrozowski. Eigenvalue approach to synthesis of prototype filters with source-load coupling. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 15(2):98–100, 2005.
- [47] P. Kozakowski, M. Mrozowski. Automated CAD of coupled resonator filters. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 12(12):470–472, 2002.
- [48] P. Kozakowski, M. Mrozowski. Quadratic programming approach to coupled resonator filter CAD. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(11):3906–3913, 2006.
- [49] C. Kudsia, R. Cameron, Wai-Cheung Tang. Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite. systems. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 40(6):1133–1149, 1992.
- [50] A. Lamecki, P. Kozakowski, M. Mrozowski. Fast synthesis of coupled-resonator filters. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 14(4):174–176, 2004.
- [51] A. Lamecki, M. Mrozowski. Bandpass bandstop coupling matrix synthesis based on rational representation of scattering parameters. *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*, strony 1974–1976, 2010.

- [52] J.-R. Lee, J.-H. Cho, S.-W. Yun. New compact bandpass filter using microstrip $\lambda/4$ resonators with open stub inverter. *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, 10(12):526–527, 2000.
- [53] N. Leszczynska, L. Szydlowski, M. Mrozowski. A novel synthesis technique for microwave bandpass filters with frequency-dependent couplings. *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, (137):35–50, 2013.
- [54] N Leszczynska, L. Szydlowski, M. Mrozowski. Zero-pole space mapping for cad of filters. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2014.
- [55] R. Levy. Direct synthesis of cascaded quadruplet (cq) filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 43(12):2940–2945, 1995.
- [56] R. Levy. New cascaded trisections with resonant cross-couplings (ctr sections) applied to the design of optimal filters. *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, wolumen 2, strony 447–450 Vol.2, 2004.
- [57] J. Li, H. Huang, Z. Zhang, W. Song, H. Shao, C. Chen, W. Huang. A novel x-band diplexer based on overmoded circular waveguides for high-power microwaves, 2013.
- [58] C.-K. Liao, C.-J. Chang. Design of microstrip quadruplet filters with source-load coupling. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(7):2302–2308, 2005.
- [59] R.M. Livingston. Predistorted waveguide filters for use in communications systems. *Microwave Symposium, 1969 G-MTT International*, strony 291–297, 1969.
- [60] G. Macchiarella. Accurate synthesis of inline prototype filters using cascaded triplet and quadruplet sections. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(7):1779–1783, 2002.
- [61] G. Macchiarella, M. Politi. Use of generalized coupling coefficients in the design of extracted-poles waveguide filters with non-resonating nodes. *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, strony 1341–1344, 2009.
- [62] J. Mateu, A. Padilla, C. Collado, M. Martinez-Mendoza, E. Rocas, C. Ernst, J.M. O'Callaghan. Synthesis of 4th order lossy filters with uniform q distribution. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, strony 1–1, 2010.
- [63] G. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Nordwood, MA, Artech House, 1980.
- [64] W. Meng, H.-M Lee, K.A. Zaki, A.E. Atia. Synthesis of multi-coupled resonator filters with frequency-dependent couplings. *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, strony 1716–1719, May 2010.

- [65] W. Meng, H.-M Lee, K.A. Zaki, A.E. Atia. Synthesis of wideband multicoupled resonators filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 59(3):593–603, March 2011.
- [66] F. Mira, J. Mateu, M. Bozzi. Substrate integrated waveguide predistorted filter at 20 Ghz. *Microwaves, Antennas Propagation, IET*, 5(8):928–933, 2011.
- [67] V. Miraftab, M. Yu. Generalized lossy microwave filter coupling matrix synthesis and design. *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTTs Inter.*, strony 627–630, 2008.
- [68] V. Miraftab, M. Yu. Generalized lossy microwave filter coupling matrix synthesis and design using mixed technologies. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 56(12):3016–3027, 2008.
- [69] V. Miraftab, M. Yu. Advanced coupling matrix and admittance function synthesis techniques for dissipative microwave filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 57(10):2429–2438, 2009.
- [70] M. Mokhtaari, J. Bornemann, S. Amari. Compact planar ultra-wide pass-band filters with source-load coupling and impedance stubs. *Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific*, strony 155–158, 2006.
- [71] D. Ni, Z. Lei, Y. Zhu, X. Yu, W. Peng, Y. Xie. Synthesis and design of microwave filters with direct source-load coupling. *Antennas, Propagation EM Theory, 2006. ISAPE '06. 7th International Symposium on*, strony 1–4, 2006.
- [72] E. Ofli, R. Vahldieck, S. Amari. Analysis and design of cross-coupled, folded e-plane filters with asymmetric responses. *Microwave Conference, 2001. 31st European*, strony 1–4, 2001.
- [73] M. Oldoni, G. Macchiarella, G. Gentili. A novel approach to lossy filter synthesis. *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, strony 444–447, 2009.
- [74] M. Oldoni, G. Macchiarella, G.G. Gentili, C. Ernst. A new approach to the synthesis of microwave lossy filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 58(5):1222–1229, 2010.
- [75] M. Oldoni, G. Macchiarella, F. Seyfert. Passivity enforcement in the synthesis of lossy filters. *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, strony 1277–1280, 2010.
- [76] A. Panariello, M. Yu, C. Ernst. Ku-band high power dielectric resonator filters. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 61(1):382–392, 2013.
- [77] B. Potelon, J-F Favennec, C. Quendo, E. Rius, Christian Person, J.-C. Bohorquez. Design of a substrate integrated waveguide (SIW) filter using a novel topology of coupling. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 18(9):596–598, 2008.

- [78] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley Sons, Toronto, wydanie 2, 1998.
- [79] M. Rezaee, A.R. Attari. Realisation of new single-layer triple-mode substrate-integrated waveguide and dual-mode half-mode substrate-integrated waveguide filters using a circular shape perturbation. *Microwaves, Antennas Propagation, IET*, 7(14):1120–1127, Nov 2013.
- [80] J.D. Rhodes, I.C. Hunter. Synthesis of reflection-mode prototype networks with dissipative circuit elements. *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, 144(6):437–442, 1997.
- [81] U. Rosenberg, S. Amari, F. Seyfert. Pseudo-elliptic direct-coupled resonator filters based on transmission-zero-generating irises. *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, strony 962–965, 2010.
- [82] B.S. Senior, I.C. Hunter, J.D. Rhodes. Synthesis of lossy filters. *Microwave Conference, 2002. 32nd European*, strony 1–4, 2002.
- [83] K. Shamsaifar, T. Rodriguez, J. Haas. High-power combine diplexer for space. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 61(5):1850–1860, 2013.
- [84] W. Shen, L.-S. Wu, X.-W. Sun, W.-Y. Yin, J.-F. Mao. Novel substrate integrated waveguide filters with mixed cross coupling (mcc). *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 19(11):701–703, 2009.
- [85] W. Shen, W.-Y. Yin, X.-W. Sun, J.-F. Mao, L. Zhou. N+1 transmission zeros in nth-order cross-coupled filter with mixed source and load coupling (mslc). *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, strony 2056–2059, 2009.
- [86] L. Szydłowski, A. Jedrzejewski, M. Mrozowski. A trisection filter design with negative slope of frequency-dependent crosscoupling implemented in substrate integrated waveguide (SIW). *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 23(9):456–458, 2013.
- [87] L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Układ filtrujący fale elektromagnetyczne. *Zgłoszenie nr P.398314*, 03.05.2012.
- [88] L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Sposób realizacji stratnych filtrów mikrofalowych zbudowanych w oparciu o falowód zintegrowany z podłożem. *Zgłoszenie nr P.391802*, 12.07.2010.
- [89] L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. On the synthesis of coupled-lossy resonator filters with unloaded quality factor control. *Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), 2010 18th International Conference on*, strony 1–3, 2010.
- [90] L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Synthesis of coupled-lossy resonator filters. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 20(7):366–368, 2010.

- [91] L. Szydlowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Design of microwave lossy filter based on substrate integrated waveguide (SIW). *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 21(5):249–251, 2011.
- [92] L. Szydlowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Coupled-resonator filters with frequency-dependent couplings: Coupling matrix synthesis. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 22(6):312–314, 2012.
- [93] L. Szydlowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Coupled-resonator waveguide filter in quadruplet topology with frequency-dependent coupling – a design based on coupling matrix. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 22(11):553–555, 2012.
- [94] L. Szydlowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. A novel coupling matrix synthesis technique for generalized chebyshev filters with resonant source-load connection. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 61(10):3568–3577, 2013.
- [95] L. Szydlowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Pasmowo-przepustowy filtr mikrofalowy. *Zgłoszenie nr P.399348*, 29.05.2012.
- [96] L. Szydlowski, N. Leszczynska, A. Lamecki, M. Mrozowski. A substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter in a box configuration with frequency-dependent coupling. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 22(11):556–558, 2012.
- [97] L. Szydlowski, N. Leszczynska, M. Mrozowski. Dimensional synthesis of coupled-resonator pseudoelliptic microwave bandpass filters with constant and dispersive couplings. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*.
- [98] L. Szydlowski, N. Leszczynska, M. Mrozowski. Generalized chebyshev bandpass filters with frequency-dependent couplings based on stubs. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 61(10):3601–3612, 2013.
- [99] L. Szydlowski, N. Leszczynska, M. Mrozowski. A linear phase filter in quadruplet topology with frequency-dependent couplings. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 24(1):32–34, 2014.
- [100] L. Szydlowski, M. Mrozowski. A self-equalized waveguide filter with frequency-dependent couplings. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2014.
- [101] S. Tamiazzo, G. Macchiarella. An analytical technique for the synthesis of cascaded n-tuplets cross-coupled resonators microwave filters using matrix rotations. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(5):1693–1698, 2005.
- [102] J.B. Thomas. Cross-coupling in coaxial cavity filters - a tutorial overview. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 51(4):1368–1376, 2003.
- [103] R. J. Wenzel. Exact design of wideband equal-ripple bandpass filters with non-adjacent resonator couplings. *Microwave Symposium, 1976 IEEE-MTT-S International*, strony 125–127, 1976.

- [104] A.E. Williams, W. G. Bush, R.R. Bonetti. Predistortion techniques for multicoupled resonator filters (short papers). *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 33(5):402–407, 1985.
- [105] H.-W. Wu, S.-H. Huang, Y.-F. Chen. Design of new quad-channel diplexer with compact circuit size. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 23(5):240–242, 2013.
- [106] R. Wu, S. Amari, U. Rosenberg. Cross-coupled microstrip band reject filters with non-resonating nodes. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 15(9):585–587, 2005.
- [107] M.-J. Xu, Z.-Q. Xu, K. Chen, B. Fu, J.-X. Liao. Multilayer substrate integrated hexagonal cavity (SIHC) filter with mixed coupling (mc). *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 27(2):131–139, 2013.
- [108] C.-C. Yang, C.-Y. Chang. Microstrip cascade trisection filter. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, 9(7):271–273, 1999.
- [109] M. Yu, R.J. Cameron, D. Smith, Van Dokas, Y. Wang. Symmetrical realization for predistorted microwave filters. *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, strony 245–248, 2005.
- [110] M. Yu, V. Miraftab. Shrinking microwave filters. *Microwave Magazine, IEEE*, 9(5):40–54, 2008.
- [111] M. Yu, W.-C. Tang, A. Malarky, V. Dokas, R. J. Cameron, Y. Wang. Novel adaptive predistortion technique for cross-coupled filters and its application to satellite communication systems. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 51(12):2505–2515, 2003.
- [112] Z. Yunchi, K.A. Zaki, J.A. Ruiz-Cruz, A.E. Atia. Analytical synthesis of generalized multi-band microwave filters. *Microwave Symposium, 2007. IEEE, MTT-S International*, strony 1273–1276, 2007.
- [113] X.-C. Zhu, W. Hong, K. Wu, H.-J. Tang, Z.-C. Hao, J.-X. Chen, P. Chu. Design and implementation of a triple-mode planar filter. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, PP(99):1–1, 2013.
- [114] M. Zukocinski, A. Abramowicz. Lossy inverters and their influence on coupled resonator filter characteristics. *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2013 IEEE International Conference on*, strony 1–5, Oct 2013.

Sylwetka autora

Łukasz Szydłowski jest absolwentem Wydziału Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej. W grudniu 2008 roku w Katedrze Inżynierii Mikrofalowej i Antenowej obronił pracę magisterską pod tytułem *Półautomatyczna synteza filtrów planarnych o uogólnionych charakterystykach Czebyszewa* z wynikiem bardzo dobrym. Następnie, na tym samym wydziale, rozpoczął stacjonarne studia doktoranckie. Opublikował, jako współautor, trzynaście prac, które wg. ISI Web of Science były cytowane 16 razy przez autorów obcych (H=4). Jest także współautorem 3 zgłoszeń patentowych.

Lista publikacji naukowych indeksowanych w pismach ISI:

1. N. Leszczynska, L. Szydłowski, M. Mrozowski. Zero-pole space mapping for CAD of filters. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2014, zaakceptowany do druku.
2. L. Szydłowski, N. Leszczynska, M. Mrozowski. Dimensional synthesis of coupled-resonator pseudoelliptic microwave bandpass filters with constant and dispersive couplings. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2013, złożony do recenzji 16.12.2013.
3. L. Szydłowski, M. Mrozowski. A self-equalized waveguide filter with frequency-dependent (resonant) couplings. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 2014, zaakceptowany do druku.
4. L. Szydłowski, N. Leszczynska, M. Mrozowski. A linear phase filter in quadruplet topology with frequency-dependent couplings. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 24(1):32–34, 2014.
5. L. Szydłowski, N. Leszczynska, M. Mrozowski. Generalized chebyshev bandpass filters with frequency-dependent couplings based on stubs. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 61(10):3601–3612, 2013.
6. L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. A novel coupling matrix synthesis technique for generalized chebyshev filters with resonant source–load connection. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 61(10):3568–3577, 2013.
7. L. Szydłowski, A. Jedrzejewski, M. Mrozowski. A trisection filter design with negative slope of frequency-dependent crosscoupling implemented in substrate integrated

- waveguide (SIW). *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 23(9):456–458, 2013.
8. N. Leszczynska, L. Szydłowski, M. Mrozowski. A novel synthesis technique for microwave bandpass filters with frequency-dependent couplings. *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, (137):35–50, 2013.
 9. L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Coupled-resonator waveguide filter in quadruplet topology with frequency-dependent coupling – a design based on coupling matrix. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 22(11):553–555, 2012.
 10. L. Szydłowski, N. Leszczynska, A. Lamecki, M. Mrozowski. A substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filter in a box configuration with frequency-dependent coupling. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 22(11):556–558, 2012.
 11. L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Coupled-resonator filters with frequency-dependent couplings: Coupling matrix synthesis. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 22(6):312–314, 2012.
 12. A. Jedrzejewski, N. Leszczynska, L. Szydłowski, M. Mrozowski, Zero-pole approach to computer aided design of in-Line SIW filters with transmission zeros. *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, (131):517–533, 2012.
 13. L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Design of microwave lossy filter based on substrate integrated waveguide (SIW). *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 21(5):249–251, 2011.
 14. L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Synthesis of coupled-lossy resonator filters. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 20(7):366–368, 2010.

Lista referatów konferencyjnych (z uwzględnieniem prac popularnonaukowych):

1. N. Leszczynska, L. Szydłowski, J. Podwalski. An Automated Design of Substrate Integrated Waveguide Filters Based on Implicit Space Mapping Optimization. *Elektronika- konstrukcje, technologie, zastosowania*, 7:16-18, 2012.
2. A. Jedrzejewski, L. Szydłowski, A. Lamecki. Comparison of optimization techniques for coupling matrix synthesis using eigenvalue based approach. *Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), 2012 19th International Conference on*, 471–475.
3. N. Leszczynska, L. Szydłowski, J. Podwalski. Design of substrate integrated waveguide filters using implicit space mapping technique. *Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), 2012 19th International Conference on*, 315–318.
4. L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. On the synthesis of coupled-lossy resonator filters with unloaded quality factor control. *Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), 2010 18th International Conference on*, 1–3. 2010.

5. L. Szydłowski, A. Lamecki, M. Mrozowski. Automated microwave planar filter design with generalized Chebyshev characteristics. *Information Technology (ICIT), 2010 2nd International Conference on*, 217-220, 2010.

Lista wniosków patentowych złożonych w UPRP:

1. Pasmowo-przepustowy filtr mikrofalowy (zgłoszenie nr P.399348, 29.05.2012).
2. Układ filtrujący fale elektromagnetyczne (zgłoszenie nr P.398314, 03.05.2012).
3. Sposób realizacji stratnych filtrów mikrofalowych zbudowanych w oparciu o falowod zintegrowany z podłożem (zgłoszenie nr P.391802, 12.07.2010).

Lista stypendiów przyznanych w trybie konkursowym:

1. Stypendium doktorskie Etiuda 1, finansowane przez NCN, 2013r.
2. InnoDoktorant – stypendia dla doktorantów, V edycja, przyznawane przez Marszałka Województwa Pomorskiego, 2013r.
3. Stypendium dla doktorantów z projektu *Rozwój interdyscyplinarnych studiów doktoranckich na Politechnice Gdańskiej w zakresie nowoczesnych technologii*, 2010–2012r.
4. Stypendium na badania naukowe dla doktorantów i grantów dla młodych pracowników naukowych Wydziału Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej, 2011-2013r.
5. Stypendium dla najlepszych doktorantów, 2011–2012r.
6. Stypendium z dotacji projakościowej, 2011–2012r.

Nagrody i wyróżnienia:

1. Nagroda Rektora Politechniki Gdańskiej dla *Młodych pracowników Nauki* za 2012 r.
2. Dyplom Dziekana Wydziału ETI za wyróżniającego dorobek publikacyjny w 2012r.

Udział w projektach krajowych i międzynarodowych:

1. Ogólna teoria syntezy i projektowania pasmowo-przepustowych węgkowych filtrów mikrofalowych ze sprzężeniami zależnymi od częstotliwości, projekt OPUS Narodowego Centrum nauki (2011-2014) - główny wykonawca.
2. Nowe topologie i metody syntezy filtrów rezonatorowych o wysokiej selektywności dla nowoczesnych systemów komunikacji bezprzewodowej, finansowany przez MNiSzW (2009-2012) - wykonawca.
3. COST Action IC0803: RF/Microwave Communication Subsystems for Emerging Wireless Technologies, projekt międzynarodowy finansowany na podstawie decyzji Nr 618/N-COST/09/2010/0 (2010-2013) - wykonawca.