Politechnika Gdańska

Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki

Katedra Inżynierii Mikrofalowej i Informatyki

Rozprawa doktorska

AUTOMATYCZNE PROJEKTOWANIE ZŁOŻONYCH MIKROFALOWYCH UKŁADÓW FILTRUJĄCYCH

Łukasz Balewski

Prof. dr hab. inż. Michał Mrozowski

Gdańsk, 2008-12-3

Spis treści

Symbole użyte w pracy

Symbole ogólne

$\mathbf{a}$	wektor
$\mathbf{A}$	macierz
$(\cdot)^T$	transpozycja
$(\cdot)^{-1}$	odwrotność macierzy
$\hat{\cdot}$	wartość odniesienia
j	wartość urojona
Re	cześć rzeczywista
Im	część urojona
A_{ij}	element macierzy
$\lfloor\cdot\rfloor$	najmniejsza liczba całkowita nie większa niż argument
$(\cdot)^*$	wartość sprzężona
$\{a_i\}$	zbiór elementów a o kolejnych indeksach i

Wielkości

S_{ij}	współczynnik rozproszenia
F_N	funkcja filtrująca
$P_N(\cdot)$,$D_N(\cdot)$,$E_N(\cdot)$	wielomiany modelu wymiernego odpowiedzi
s	zespolona zmienna częstotliwości
ω	częstotliwość unormowana prototypu dolnoprzepustowego
$\mathbf{M}$	macierz sprzężeń
M_{ij}	współczynnik sprzężenia
m_{ij}	unormowany współczynnik sprzężenia
Q_e	zewnętrzny współczynnik dobroci

Skróty

WS	funkcja celu oparta na wartościach współczynników odbicia i transmisji

ZBS	funkcja celu oparta na położeniach zer i biegunów funkcji filtrującej
WM	funkcja celu oparta na wartościach elementów macierzy sprzężeń

Rozdział 1

Wprowadzenie

Nieodzownymi elementami każdego systemu telekomunikacyjnego są układy filtrujące, których zadaniem jest usunięcie niepożądanych sygnałów, znajdujących się poza pasmem pracy systemu. Niepożądane sygnały pojawiają się z wielu powodów. Jednym z nich jest występowanie po stronie nadawczej systemu, gdzie dokonywana jest konwersja sygnału na wyższe pasmo, pasożytniczych elementów modulacji, wynikających z nieliniowości tego procesu modulacji. Innym powodem jest nieliniowa praca układów wzmacniaczy przy dużych poziomach mocy, czego rezultatem są niepożądane harmoniczne sygnału. Podobna sytuacja ma miejsce w torze odbiorczym systemu, gdzie dokonywana jest nieliniowa konwersja sygnału na niższe pasmo. Układ filtrujący po stronie odbiorczej musi dodatkowo usuwać sygnały o dużej mocy docierające do anteny, a mogące pochodzić od wszelkiego rodzaju nadajników innych systemów. Z nieco odmienną funkcją układów filtrujących mamy do czynienia w przypadku multiplekserów. Układy te łączą w sobie funkcje filtrujące niepożądanych sygnałów z funkcją dzielnika lub sumatora sygnału umożliwiając tym samym podział sygnału na poszczególne pasma bądź sumowanie pasm sygnału i przekazywanie go na wejście anteny.

Układy filtrujące muszą spełniać często bardzo wysokie wymagania dotyczące parametrów elektrycznych i fizycznych. Wymagania te zależą w dużym stopniu od roli układu w systemie telekomunikacyjnym. Dla filtrów w torze nadawczym najważniejszym wymaganiem są niskie straty wtrąceniowe. Wysokie straty wtrąceniowe w paśmie przepustowym ograniczają moc wyjściową systemu. Z reguły nie jest możliwe zrekompensowanie strat w filtrze zwiększeniem mocy na wyjściu bloku wzmacniającego z uwagi na nieliniową pracę wzmacniaczy dla dużych poziomów sygnału. Zmniejszenie mocy wyjściowej nadajnika prowadzi wprost do obniżenia sprawności mocowej systemu, mającej w przypadku dużych sieci telekomunikacyjnych duże znaczenie. Z powodu niewielkiej mocy odbieranych przez antenę sygnałów, te same wymagania dotyczące niskich strat stawiane są filtrom w torze odbiorczym. W ich przypadku jednak, istotniejsza jest selektywność filtru, czyli jego zdolność do tłumienia sygnałów poza pasmem pracy systemu. Silne sygnały obecne w torze odbiorczym mogą nasycić wzmacniacze i w rezultacie wywołać zjawisko zwane kompresją wzmocnienia. Poza wymaganiami elektrycznymi, projekty struktur układów filtrujących muszą uwzględniać warunki pracy układu. W przypadku telekomunikacji satelitarnej, bardzo ważne jest ograniczenie masy układu, z uwagi na wysoki koszt wyniesienia sprzętu w przestrzeń kosmiczną. Ponadto, układ taki musi charakteryzować się wysoką wytrzymałością na przeciążenia i wibracje obecne podczas startu rakiety. Innym przykładem ekstremalnych warunków pracy, narzucających ograniczenia konstrukcyjne są stacje bazowe systemów telefonii komórkowej. Układy filtrujące w tych systemach umieszczone są zazwyczaj bardzo blisko anten, co oznacza pracę w na zewnątrz budynków i narażenie na niesprzyjające warunki atmosferyczne. Wąskopasmowe układy filtrujące pracujące z sygnałami o dużej mocy bądź w wysokich temperaturach muszą cechować się także wysoką stabilnością parametrów elektrycznych na zmiany temperatury.

Spośród wielu zastosowań układów filtrujących warto wymienić te, które były przyczyną opracowania projektów istotnych typów struktur oraz wymusiły potrzebę stworzenia nowych metod projektowania. Jednym z takich zastosowań są elektroniczne systemy wczesnego ostrzegania, których zasada działania opiera się na detekcji sygnałów pochodzących od radarów i na ich klasyfikacji według amplitudy, częstotliwości czy też długości impulsu. Do podziału szerokopasmowego sygnału na pasma wykorzystywane są multipleksery [44], składające się z kilku filtrów pasmowo-przepustowych, podłączonych do wspólnych wrót. Układy o podobnych własnościach wykorzystywane są w satelitach telekomunikacyjnych do podziału sygnału pochodzącego ze stacji naziemnych na poszczególne pasma. Po wzmocnieniu w oddzielnych blokach wzmacniających, sygnały w poszczególnych pasmach są sumowane i przekazywane do anteny nadawczej. Wspomniane już wcześniej, wysokie wymaganie dotyczące niskiej masy układu umieszczanego w przestrzeni kosmicznej, spowodowały opracowanie konstrukcji układów z dwoma lub większą liczbą rodzajów pola w jednej fizycznej wnęce [10, 14]. W uwagi na niewielkie szerokości pasm w systemach telekomunikacyjnych, dla zachowania niewielkich strat wtrąceniowych, konieczne jest zastosowanie rezonatorów o dużej dobroci nieobciążonej. Potrzeba opracowania takich układów zaowocowała rozwojem układów opartych na rezonatorach dielektrycznych [132], które ponadto posiadają mniejsze wymiary niż ich powietrzne odpowiedniki. Wreszcie telekomunikacja mobilna i jej gwałtowny rozwój pod koniec ubiegłego wieku, spowodowały rozwój planarnych układów filtrujących stosowanych w urządzeniach przenośnych [65]. Alternatywę do nich stanowią filtry oparte na akustycznej fali powierzchniowej (SAW) charakteryzujące się bardzo niewielkimi wymiarami [123]. Wysokie wymagania stawiane filtrom i multiplekserom stacji bazowych systemów telekomunikacji przenośnej zaowocowały rozwojem filtrów o niskich stratach i jednocześnie doskonałej selektywności. Powszechnie stosowanymi konstrukcjami są filtry grzebieniowe, filtry oparte o rezonatory dielektryczne czy też filtry planarne bazujące na nadprzewodnikach wysokotemperaturowych [99].

1.1 Projektowanie filtrów pasmowo-przepustowych o uogólnionej charakterystyce przenoszenia oraz multiplekserów

Zagadnienie projektowania filtrów mikrofalowych polega na zrealizowaniu struktury mikrofalowej, której charakterystyka przenoszenia ma postać wybranej funkcji filtrującej. Powszechnie znane i wykorzystywane metody projektowania filtrów mikrofalowych obejmują trzy zasadnicze etapy. Pierwszy z nich to synteza obwodowa bazująca na opisie układu obwodem o stałych skupionych. Drugi etap polega na znalezieniu relacji między elementami zaprojektowanego obwodu elektrycznego a elementami struktury docelowej, będącej już układem o stałych rozłożonych. Wyznaczona relacja pozwala na przejście do trzeciego etapu, czyli znalezienia fizycznych wymiarów projektowanej struktury filtru.

Pierwsze metody projektowania filtrów, w celu znalezienia relacji między wspomnianymi układami, posługiwały się schematami zastępczymi rzeczywistych elementów struktur filtrów [100, 121]. Z uwagi na to, że schematy zastępcze są z natury tylko przybliżeniami rzeczywistych układów, niezbędne było eksperymentalne sprawdzanie poprawności projektu poprzez realizację i pomiary odpowiedzi fizycznych układów. Współczesne metody projektowania filtrów, na drugim i trzecim etapie syntezy, wykorzystują symulatory pełnofalowe zapewniające dokładność projektu wystarczającą, aby niepotrzebna była weryfikacja eksperymentalna wyników syntezy [7, 12, 30]. Wiodącym trendem w zagadnieniu syntezy końcowej filtrów jest przeprowadzenie wstępnego zwymiarowania struktury w celu uzyskania punktu startowego do późniejszej optymalizacji wykorzystującej symulator pełnofalowy. Wstępna synteza wymiarów musi by szybka, natomiast niekoniecznie dokładna. Jej dokładność determinuje odległość punktu startowego optymalizacji od ostatecznego rozwiązania problemu syntezy, co z uwagi na wykorzystanie symulatora pełnofalowego w pętli optymalizacji, ma istotne znaczenie ze względu na długi czas symulacji elektromagnetycznej. Kluczową rolę spełnia tu efektywny algorytm końcowej optymalizacji, minimalizujący liczbę koniecznych do przeprowadzenia symulacji pełnofalowych. Podsumowując, współczesne metody projektowania filtrów składają się z trzech etapów:

- Syntezy obwodowej
- Wstępnego zwymiarowania
- Optymalizacji pełnofalowej

1.2 Synteza obwodowa

Na etapie syntezy obwodowej poszukiwana jest realizacja obwodowa filtru spełniająca założenia projektowe dotyczące odpowiedzi oraz topologii filtru. Dla filtrów pasmowo-przepustowych zakłada się, że charakterystyka transmisyjna opisana jest zależnością [65]:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 F_N^2(\omega)} \tag{1.1}$$

gdzie Ω jest zmienną reprezentującą częstotliwość, ϵ jest stałą związaną ze stratami odbiciowymi R (wyrażonymi w decybelach) następującą zależnością:

$$\epsilon = (10^{\frac{R}{10}} - 1)^{-\frac{1}{2}} \tag{1.2}$$

zaś funkcja $F_n(\Omega)$ jest funkcją filtrującą. Spośród wielu funkcji filtrujących, takich jak funkcja Butterwortha, eliptyczna czy też funkcja Czebyszewa, największą popularnością cieszy się ta ostatnia. Popularność swą zawdzięcza łatwości realizacji oraz kompromisowi pomiędzy selektywnością charakterystyki amplitudowej a liniowością charakterystyki fazowej. Na bazie funkcji Czebyszewa wprowadzona została tzw. uogólniona charakterystyka Czebyszewa, umożliwiająca realizację zespolonych zer transmisyjnych. Sytuacja ta była możliwa jedynie w przypadku funkcji eliptycznych. Ponieważ funkcję filtrującą F_N można zapisać jako funkcję wymierną zmiennej $s = j\omega$ w postaci [40]:

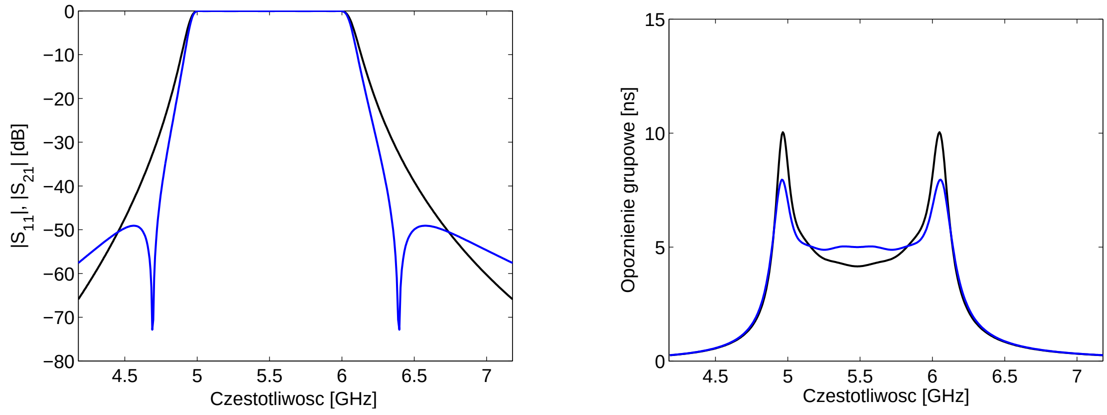
$$F_N = \frac{P_N(s)}{D_N(s)}, \tag{1.3}$$

charakterystykę odbiciową i transmisyjną można opisać funkcjami wymiernymi o wspólnym mianowniku:

$$S_{11}(s) = \frac{P_N(s)}{E_N(s)} \tag{1.4}$$

$$S_{21}(s) = \frac{D_N(s)}{\epsilon E_N(s)} \tag{1.5}$$

gdzie $P(s)$, $E(s)$ oraz $F(s)$ są zespolonymi wielomianami, zaś ϵ jest współczynnikiem skalującym. Pierwiastki $P_N(s)$ oraz $E_N(s)$ będące zerami i biegunami odbiciowymi odpowiadają za równomierne pofalowanie charakterystyki amplitudowej w paśmie przepustowym. Pierwiastki wielomianu $F_N(s)$ są zerami transmisyjnymi, których wpływ na charakterystykę przenoszenia może być dwojaki. Urojone zera transmisyjne powodują, że charakterystyka amplitudowa ma bardziej strome zbocza poza pasmem przepustowym. Wprowadzenie niezerowej części rzeczywistej powoduje "wypłaszczenie" charakterystyki opóźnienia grupowego filtru. Oba efekty zostały zilustrowane na Rysunkach 1.1(a)-1.1(b). Na pierwszym rysunku przedstawiono charakterystykę transmisyjną dwóch filtrów tego samego rzędu, jeden z zerami transmisyjnymi w nieskończoności oraz drugi z zerami na częstotliwości $s = \pm j1.7$. Kolejny wykres przedstawia charakterystykę opóźnienia grupowego filtru z zerami transmisyjnymi w nieskończoności oraz parą rzeczywistych zer na częstotliwościach $s = \pm 1.0$.



(a) (b)

Rysunek 1.1: Wpływ zer transmisyjnych na odpowiedź filtru: (a) charakterystyka amplitudowa filtru z zerami transmisyjnymi w nieskończoności (czarna linia) i z parą zer urojonych (linia niebieska), (b) charakterystyka opóźnienia grupowego filtru z zerami transmisyjnymi w nieskończoności (czarna linia) i z parą rzeczywistych zer.

Tradycyjne metody syntezy obwodowej opierają się na koncepcji tzw. prototypu dolnoprzepustowego (Rysunek 1.2), będącego realizacją filtru dolnoprzepustowego o jednostkowym paśmie przepustowym, którego odpowiedź ilustruje Rysunek 1.3. Wyznaczony prototyp dolnoprzepustowy jest następnie transformowany do postaci pasmowo-przepustowej za pomocą odpowiedniej transformacji. W dziedzinie częstotliwości najpopularniejsza transformacja zdefiniowana jest następująco [65]:

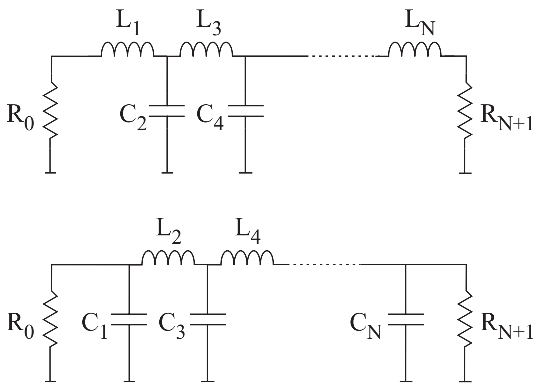
$$\Omega = \frac{1}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{1.6}$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \tag{1.7}$$

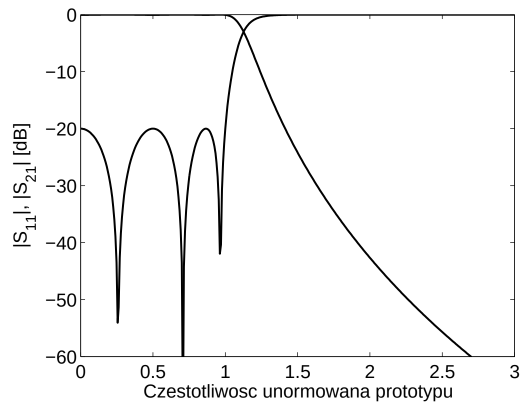
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \tag{1.8}$$

gdzie ω_1 oraz ω_2 to częstotliwości graniczne charakterystyki w postaci pasmowo-przepustowej. W wyniku transformacji szeregowe induktancje zastępowane są szeregowymi obwodami rezonansowymi zaś równoległe pojemności zastępowane są równoległymi obwodami rezonansowymi (Rysunek 1.4). W dziedzinie częstotliwości, transformacja powoduje przekształcenie charakterystyki przenoszenia do postaci pokazanej na Rysunku 1.5.

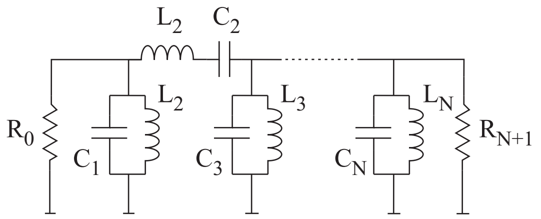
Z punktu widzenia inżynierii mikrofalowej, praktyczniejszą postać schematu filtru pasmowo-przepustowego prezentuje Rysunek 1.6, w którym jeden rodzaj obwodu rezonansowego zastąpiono inwerterami impedancji bądź admitancji. Na podstawie macierzy impedancji oraz admitancji takiego układu wyprowadzona została tzw. macierz sprzężeń filtru, opisana w Dodatku A, będąca wyczerpującym opisem układu filtru pasmowo-przepustowego.



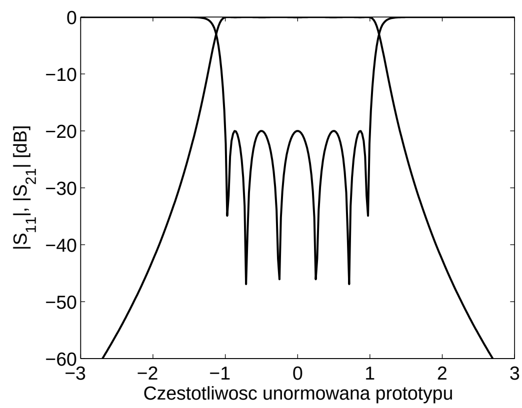
Rysunek 1.2: Dwa równoważne schematy filtru dolnoprzepustowego.



Rysunek 1.3: Odpowiedź prototypu dolnoprzepustowego.

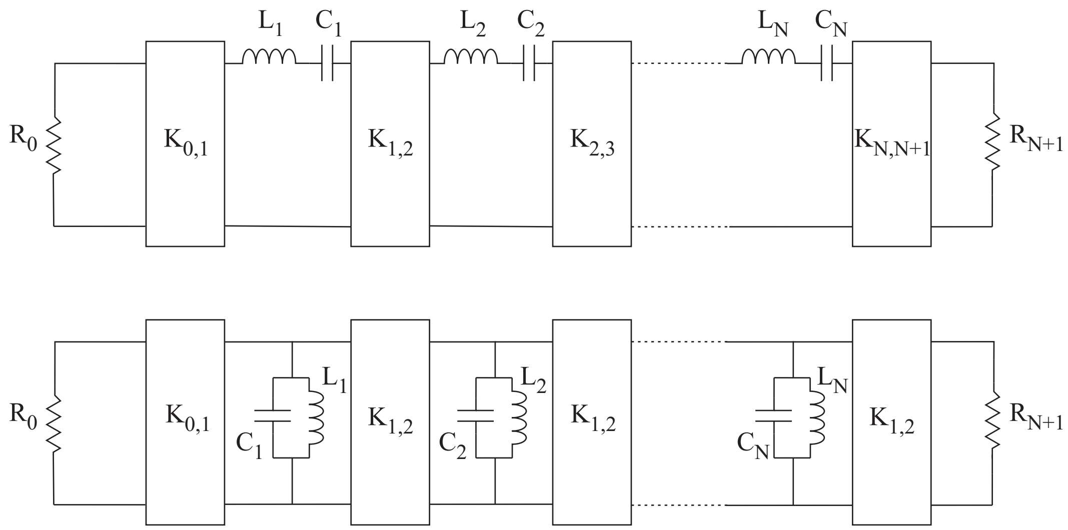


Rysunek 1.4: Schemat filtru pasmowo-przepustowego.



Rysunek 1.5: Odpowiedź prototypu dolnoprzepustowego po transformacji do postaci pasmowo-przepustowej.

Pierwszą wydajną i prostą metodę syntezy obwodowej przedstawił Cohn [50]. Wychodząc z drabinkowej postaci dolno-przepustowego prototypu, wykorzystując inwertery impedancji oraz równoważność rezonatorów skupionych i rezonatorów o stałych rozłożonych, zaprezentował metodę syntezy filtrów pasmowo-przepustowych o charakterystyce Czebyszewa na przykładzie struktur falowodowych i struktur opartych o symetryczne linie paskowe. Równoważność ta ważna jest tylko dla filtrów o wąskim paśmie przepustowym (o szerokości do ok. 20%) i jest w tym kontekście ograniczeniem metody. Rozszerzona metoda wykorzystująca transformator ćwierćfalowy i prototyp o stałych rozłożonych została zaprezentowana przez Younga [142]. Z kolei Levy [95] połączył oba te rozwiązania wyprowadzając stosunkowo proste zależności na parametry elementów o stałych rozłożonych przy pasmach sięgających oktawy. Powyższe metody ograniczają się do przypadku, gdy wszystkie zera transmisyjne charakterystyki filtru znajdują się w nieskończoności. W takiej sytuacji wartości elementów prototypu są łatwe do ustalenia z powszechnie znanych

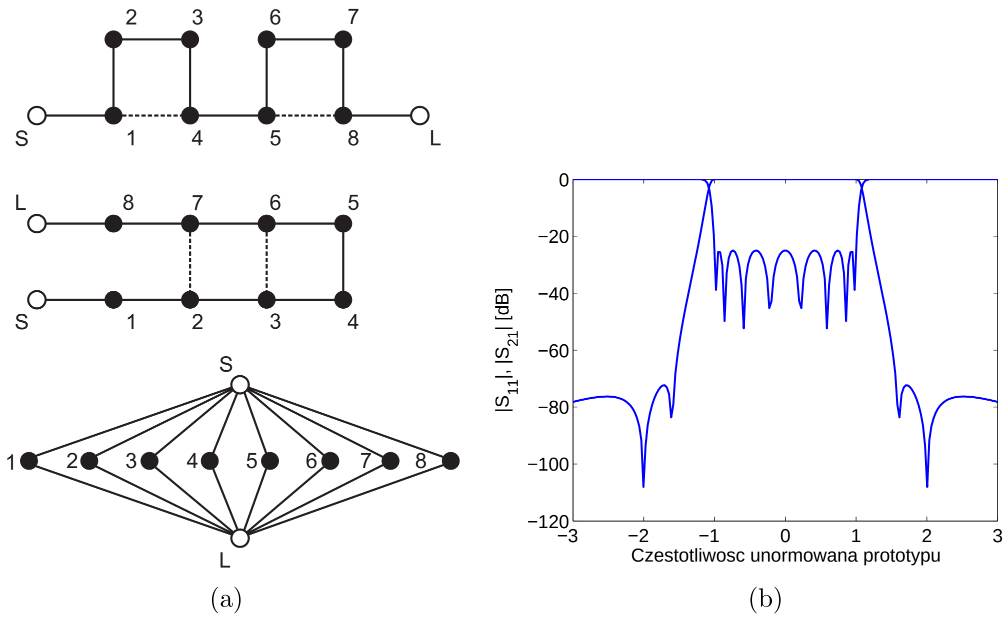


RYSUNEK 1.6: Schemat prototypu filtru pasmowo-przepustowego wykorzystującego inwertery impedancji/admitancji.

wzorów bądź tabel [100] dla poszukiwanego typu oraz parametrów odpowiedzi.

Stale zwiększające się wymagania rynku, a zwłaszcza pojawienie się komunikacji satelitarnej w latach 60-tych ubiegłego wieku, spowodowały, że filtry o klasycznej charakterystyce Czebyszewa stały się niewystarczające. Brak zer w charakterystyce transmisyjnej skutkuje zbyt małą selektywność filtru, niewystarczającą dla ich najczęstszych zastosowań. Jak wykazali m.in. Kurzrok [81] oraz Williams [138], zera w charakterystyce transmisyjnej dla skończonych częstotliwości można uzyskać wprowadzając dodatkowe sprzężenia między niesąsiadującymi ze sobą rezonatorami. Oprócz urojonych zer transmisyjnych, wprowadzających zera transmisyjne w charakterystyce amplitudowej (Rysunek 1.1(a)) przy pomocy skrośnych sprzężeń, możliwa jest realizacja rzeczywistych zer transmisyjnych [114]. W takim przypadku, wypłaszczeniu ulega charakterystyka opóźnienia grupowego w paśmie przenoszenia, kosztem nieco większego opóźnienia (Rysunek 1.1(b)).

Filtry pasmowo-przepustowe i pasmowo-zaporowe o uogólnionej charakterystyce Czebyszewa można opisać schematem wzajemnie sprzężonych obwodów rezonansowych (Dodatek A). Synteza macierzy sprzężeń dla filtrów posiadających sprzężenia skrośne nie jest już zagadnieniem trywialnym. Macierz taka, dla pożądanej odpowiedzi, musi mieć strukturę odpowiadającą topologii filtru wykonywanego w zakładanej technologii. Rysunek 1.7(a) przedstawia schematy trzech różnych topologii filtrów dających tę samą odpowiedź, przedstawioną na Rysunku 1.7(b). W rozważanym przykładzie charakterystyka transmisyjna filtru posiada dwie pary zer transmisyjnych umieszczonych symetrycznie po każdej stronie pasma przepustowego. W pierwszej z topologii, zera realizowane są poprzez dodatkowe sprzężenia między pierwszym i czwartym oraz piątym i ósmym rezonatorem. Takie rozmieszczenie sprzężeń realizowane jest często w technologii filtrów kaskadowych dwurodzajowych [43]. Topologia druga realizowana jest najczęściej w filtrach wnękowych [16]. Trzecia topologia nie ma praktycznego zastosowania, lecz jest wykorzystywana w niektórych metodach wyznaczania macierzy sprzężeń, omówionych poniżej, jako etap pośredni.



RYSUNEK 1.7: Przykład różnych topologii filtru dających tę samą odpowiedź. Na Rysunku (a) czarne kółka reprezentują rezonatory; białe kółka reprezentują źródło (S) oraz obciążenie (L); linie ciągłe oznaczają sprzężenia główne zaś linie przerywane - sprzężenia skrośne

Znane metody wyznaczania macierzy sprzężeń o dowolnej topologii dzielą się na dwie kategorie. Metody należące do pierwszej kategorii polegają na cyklicznej ekstrakcji pojedynczych sekcji filtru z funkcji przenoszenia układu. Po każdej ekstrakcji pozostaje reszta o niższym rzędzie i procedura powtarzana jest do momentu gdy reszta po ekstrakcji będzie zerem. Metodę tę zaprezentował Rhodes [116] stosując ją do syntezy macierzy sprzężeń filtrów o liniowej charakterystyce fazowej, a przykład fizycznej realizacji tej klasy filtrów Rhodes zaprezentował w [115] na przykładzie struktury falowodowej. W późniejszych pracach przedstawiono metody wyznaczania wielu klas struktur, jak np. symetrycznych struktur kanonicznych [63], struktur symetrycznych z niesymetryczną odpowiedzią [46], filtrów z jednym zerem urojonym bądź parą zer rzeczywistych [91], struktura z parą zer zarówno rzeczywistych, jak i urojonych [118], struktur niesymetrycznych, takich jak filtry pojedynczo-obciążone [93], a także struktur złożonych z kaskady kwartetów rezonatorowych [94]. Pokazano również przykłady realizacji tych topologii w wielu technologiach, takich jak filtry dwurodzajowe w falowodzie cylindrycznym [94], filtry zbudowane z rezonatorów cylindrycznych [118] czy też filtry w falowodzie prostokątnym [115].

Druga kategoria metod syntezy macierzy sprzężeń dotyczy metod, które na podstawie funkcji przenoszenia tworzą macierz sprzężeń, o topologii zazwyczaj nie odpowiadającej zakładanej. Dlatego powstała postać macierzy wymaga transformacji do postaci o topologii odpowiadającej zakładanej (przystosowanej do technologii wytworzenia filtru). Jednym ze sposobów przekształcenia macierzy sprzężeń $\mathbf{M}$ z postaci wyjściowej do postaci o zadanej topologii jest wykonanie serii transformacji podobieństwa, zdefiniowanych jako:

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{R}_1 \cdot \mathbf{M}_0 \cdot \mathbf{R}_1^T \tag{1.9}$$

gdzie $\mathbf{R}$ jest tzw. macierzą obrotów, określoną jako macierz kwadratowa o wymiarach takich samych jak $\mathbf{M}$. Obrót $[i,j](i \neq j)$ o kąt θ_r oznacza, że elementy macierzy obrotów są równe: $R_{ii} = R_{jj} = \cos\theta_r$, $R_{ij} = -R_{ji} = \sin\theta_r$, $(i,j \neq 1$ lub $N)$. Pozostałe elementy macierzy są zerowe, poza główną przekątną, której elementy równe są jeden. Obrót macierzy $[i,j]$ o kąt θ_r ma tę cechę, 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 [40]. Wartości własne oraz wektory własne macierzy sprzężeń związane są z charakterystyką przenoszenia oraz odbiciową następującymi zależnościami:

$$y_{21}(s) = j\sum_{k=1}^{N} \frac{T_{Nk}T_{1k}}{\omega - \lambda_k} \tag{1.10}$$

$$y_{22}(s) = j\sum_{k=1}^{N} \frac{T_{Nk}^2}{\omega - \lambda_k} \tag{1.11}$$

gdzie λ_k to wartości własne macierzy $\mathbf{M}$ o wymiarach $N \times N$ (N to rząd filtru), zaś T_{ij} to elementy ortogonalnej macierzy $\mathbf{T}$ spełniającej równanie:

$$-\mathbf{M} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^T \tag{1.12}$$

gdzie $\mathbf{\Lambda} = \mathrm{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, ..., \lambda_N]$. Zatem odpowiednia seria obrotów macierzy zeruje elementy macierzy reprezentujące niepożądane sprzężenia w strukturze filtru zachowując jego charakterystykę.

Metodę opartą na obrotach macierzy zaproponowali Atia i Williams w serii artykułów [13, 14, 17] na przykładzie dwurodzajowych symetrycznych filtrów kaskadowych. Rozszerzona na przypadek struktur asymetrycznych metoda ta została zaproponowana przez Camerona w [43]. Za punkt wyjściowy dla transformacji podobieństwa przyjęto zwiniętą postać prototypu dolno-przepustowego zaprezentowaną w [114]. Praca zawiera parametry niezbędnych rotacji macierzy dla rzędów 6-14 w przypadku dwumodowych struktur kaskadowych oraz dla rzędów 6-10 w przypadku struktur zbudowanych w oparciu o kwartety rezonatorów. Kolejne rozszerzenie stosowalności metody przyniósł artykuł Camerona [40], gdzie zaprezentowano uogólniony przypadek struktur o dowolnie umiejscowionych zerach transmisyjnych. Klasa filtrów ze sprzężeniami źródło-obciążenie bądź wielokrotnymi sprzężeniami źródło/obciążenie-rezonator, realizująca wiele interesujących charakterystyk, została uwzględniona w kolejnej pracy Camerona [41]. Tamże zaprezentowano rozszerzoną macierz sprzężeń o wymiarach $N+2 \times N+2$, zawierającą elementy odpowiadające za wspomniane wyżej dodatkowe sprzężenia oraz metodę jej syntezy wykorzystującą transformację podobieństwa.

Zastosowanie technik opartych o rotacje macierzy stwarza dwa zasadnicze problemy. Pierwszy z nich to brak ogólnych reguł dotyczących rotacji macierzy dla ogólnego przypadku. Drugi, to sytuacja, w której procedura iteracyjna transformacji podobieństwa, sformułowana jako problem optymalizacyjny [96], nie jest w stanie znaleźć minimum globalnego zagadnienia, zbiegając się do minimum lokalnego. Lepsze rezultaty, zarówno pod względem uniwersalności, jak i zdolności znalezienia minimum globalnego problemu, zapewniają metody oparte na poszukiwaniu elementów macierzy sprzężeń metodami optymalizacyjnymi, w których zmiennymi optymalizowanymi są wartości elementów macierzy. Przy tym podejściu topologia filtru jest założona z góry, a na wartości elementów macierzy mogą zostać nałożone ograniczenia istotne z punktu widzenia realizowalności struktury w rozważanej technologii. Jedna z takich metod [18] wykorzystuje gradientową technikę optymalizacji z funkcją celu opartą na wartościach S_{11} oraz S_{21} w zerach i biegunach funkcji charakterystycznej. Jako punkt startowy przyjmowana jest macierz topologii[1] bądź macierz odpowiadająca filtrowi Czebyszewa o tym samym rzędzie. Modyfikację metody, polegającą na uzupełnieniu funkcji celu o dodatkowy czynnik pozwalający na analityczne wyznaczenie gradientu, zaproponował Amari [8]. Rozwiązanie to zostało uzupełnione o struktury ze sprzężeniami źródło-obciążenie oraz wielokrotne sprzężenia źródło/obciążenie-rezonator w pracy [9].

Opracowany w ostatnich latach na Politechnice Gdańskiej zaawansowany algorytm syntezy macierzy sprzężeń o dowolnej topologii został zaprezentowany w pracach [87] oraz [75]. Podobnie jak w przypadku metod omawianych powyżej, w sposób iteracyjny modyfikowane są bezpośrednio elementy macierzy sprzężeń. W odróżnieniu od wcześniejszych propozycji, problem zdefiniowany jest jako minimalizacja funkcji celu opartej na zbiorach wartości własnych macierzy i podmacierzy konstruowanych z poprzecznej macierzy sprzężeń. Wybór zestawów wartości własnych, jako kryterium optymalizacyjnego, wynika z tożsamości tych zestawów z zerami i biegunami funkcji admitancyjnych układu (1.10)-(1.11). Dla poprawy zbieżności optymalizacji, konstruowany jest odpowiedni punkt startowy $\mathbf{M}_0$, będący trójdiagonalną macierzą o wartościach własnych macierzy poprzecznej. Gradient funkcji celu wyznaczany jest analitycznie, a problem rozwiązywany jest wydajnym algorytmem Levenberga–Marquardta. Metoda charakteryzuje się doskonałą zbieżnością i szybkością dla dowolnej realizowalnej topologii i funkcji przenoszenia.

1.3 Wymiarowanie struktury

Drugi etap syntezy filtrów mikrofalowych polega na znalezieniu wymiarów struktury o stałych rozłożonych, która realizuje założenia projektowe. W pierwszej kolejności poszukiwana jest relacja pomiędzy elementami prototypu o stałych skupionych a parametrami końcowej struktury, będącej już układem o stałych rozłożonych. Następnie, dzięki znajomości owej relacji, wyznaczane są parametry struktury filtru, tj. wymiary geometryczne, parametry materiałowe oraz technologiczne itp.

[1]Macierz topologii to macierz o takich samych wymiarach jak macierz sprzężeń, której elementy o indeksach (i, j) są równe jeden, gdy istnieje sprzężenie pomiędzy i-tym i j-tym rezonatorem. Pozostałe elementy macierzy są zerowe.

1.3.1 Metody tradycyjne

Tradycyjne techniki wymiarowania opierają się na ekstrakcji współczynnika sprzężenia i częstotliwości rezonansowej z odpowiedzi fragmentu struktury realizującego dany parametr macierzy sprzężeń. Proces ten powtarza się dla każdego z rezonatorów i elementów sprzęgających osobno. W rezultacie otrzymuje się wymiary całej struktury reprezentowanej przez macierz sprzężeń. W przeszłości etap ten przeprowadzano z wykorzystaniem prostego i przybliżonego opisu rzeczywistej struktury za pomocą układu zastępczego bądź też wykorzystując analityczne rozwiązania dla niektórych prostych struktur [49]. W przypadku skomplikowanych struktur, dla których nie znaleziono rozwiązania analitycznego, ekstrakcji współczynników sprzężeń można dokonać na podstawie pomiarów. Jedną z technik ekstrakcji współczynników sprzężeń jest wykorzystanie pomiarów charakterystyk transmisyjnych układu. W celu wyznaczenia współczynnika sprzężenia między dwoma rezonatorami, analizowany jest układ dwóch sprzężonych ze sobą rezonatorów o tej samej częstotliwości rezonansowej. Typową charakterystykę transmisyjną takiej struktury przedstawia Rysunek 1.8(a). Na podstawie częstotliwości dwóch zer odbiciowych f_1 oraz f_2, odczytanych bezpośrednio z charakterystyki, współczynnik sprzężenia wyznaczany jest z powszechnie znanej zależności [42, 65, 101]:

$$M_{ij} = \pm \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \tag{1.13}$$

Znak współczynnika zależy od charakteru sprzężenia (magnetyczne bądź pojemnościowe), przy czym ważne jest jedynie, aby sprzężenia o różnym charakterze miały różny znak. Współczynnik sprzężenia między źródłem a rezonatorem m_{S1} wyznaczany jest na podstawie charakterystyki transmisyjnej struktury pojedynczego rezonatora zasilanego i obciążonego tą samą sondą. Rysunek 1.8(b) przedstawia przykład tego typu charakterystyki, na podstawie której wyznaczana jest częstotliwość rezonansowa f_0 oraz szerokość pasma f_{3dB}, której granice tworzą punkty $|S_{21}| = -3\text{dB}$. Pomiary te pozwalają wyznaczyć tzw. zewnętrzny współczynnik dobroci Q_e wyrażony jako:

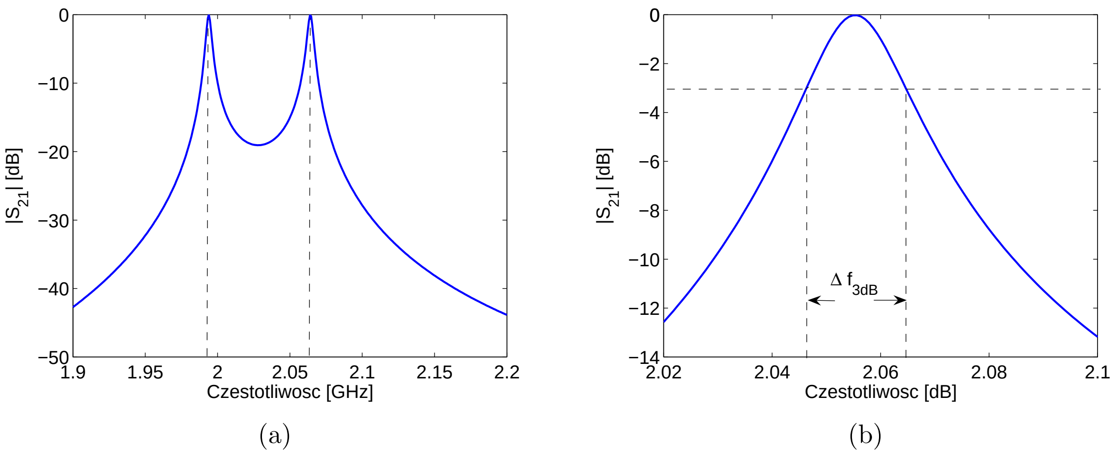
$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \tag{1.14}$$

Sam współczynnik sprzężenia między źródłem a rezonatorem wyznaczany jest zależności:

$$M_{S1} = \sqrt{\frac{R_S}{Q_e}} \tag{1.15}$$

gdzie R_S jest rezystancją obciążającą od strony źródła, której wartość zwykle przyjmuje się jako $R_S = 1$.

Do ekstrakcji współczynników sprzężeń można również wykorzystać charakterystyki odbiciowe, których pomiary są często łatwiejsze. Metoda ta korzysta z faktu, że impedan-



RYSUNEK 1.8: Ilustracja metody wyznaczania współczynników sprzężeń i częstotliwości rezonansowych; (a) przykład charakterystyki przenoszenia dwóch sprzężonych rezonatorów dla których: $f_1 = 1.9934$GHz, $f_2 = 2.0644$GHz, a wyznaczony, z zależności (1.13), współczynnik sprzężenia wynosi $M_{ij} = 0.035$; (b) przykład charakterystyki rezonatora dla którego: $\Delta f_{3dB} = 2.0645 - 2.0463 = 0.0182$GHz, $f_0 = 2.0553$GHz, oraz wyznaczony ze wzoru (1.14) współczynnik sprzężenia między źródłem a rezonatorem wynosi $Q_e = 112.9$.

cja wejściowa Z_{11} (a pośrednio i współczynnik odbicia równy $(Z_{11} - R)/(Z_{11} + R)$, gdzie R jest rezystancją źródła) jest związana z macierzą sprzężeń $\mathbf{M}$ poprzez zależność [15]:

$$Z_{11} = -j \frac{\det(\mathbf{M} - \omega \mathbf{I})}{\det(\mathbf{M}' - \omega \mathbf{I})} \tag{1.16}$$

gdzie $\mathbf{M}'$ jest podmacierzą macierzy sprzężeń tworzoną przez wykreślenie pierwszego wiersza i pierwszej kolumny macierzy $\mathbf{M}$. Oznacza to, że wartości własne $\mathbf{M}$ są zerami Z_{11}, zaś wartości własne $\mathbf{M}'$ są biegunami funkcji impedancji wejściowej. Problem wyznaczenia współczynników sprzężeń sprowadza się wtedy do poszukiwania macierzy $\mathbf{M}$ o zadanej topologii i wartościach własnych wyznaczonych na podstawie pomiarów współczynnika odbicia tj. zer i biegunów opisującej go funkcji.

1.3.2 Wykorzystanie symulatora pełnofalowego

Szybki rozwój metod analizy pełnofalowej wszelakich struktur mikrofalowych umożliwia zastąpienie budowy kosztownych prototypów struktur wygodnymi lecz często czasochłonnymi symulacjami. W zależności od geometrii i technologii przewidzianej dla filtru, inżynier może wybierać spośród wielu znanych metod analizy pełnofalowej: metody różnic skończonych w dziedzinie czasu [48, 126, 140], metody elementów skończonych [67, 124], metody momentów [106, 133] czy też metody dopasowania rodzajów [51]. Wykorzystanie symulatora pełnofalowego gwarantuje dużą dokładność rozwiązania dla wielu klas struktur. Ekstrakcji współczynników sprzężenia dokonuje się w sposób analogiczny do metod opisanych powyżej. Zasadniczym problemem takiego podejścia jest jednak niewielka efektywność, wynikająca z potrzeby przeprowadzenia wielokrotnych czasochłonnych symulacji.

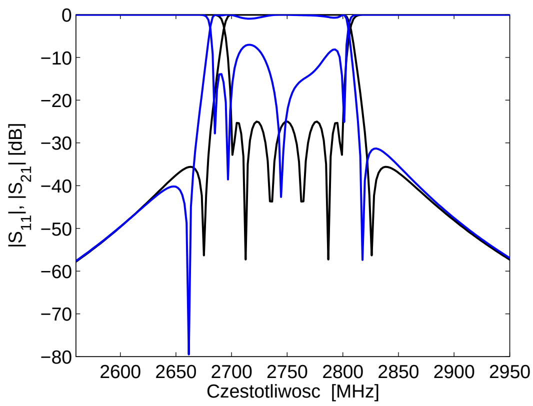
1.3.3 Modele zastępcze

Zastosowanie modeli zastępczych pozwala skrócić czas etapu wymiarowania struktury, zastępując czasochłonne symulacje pełnofalowe prostymi, matematycznymi modelami. Modele te wiążą fizyczne parametry struktury filtru z parametrami elektrycznymi prototypu. Najbardziej popularnym podejściem do tego zagadnienia jest wykorzystanie modeli parametrów rozproszenia w funkcji wymiarów [23, 52, 53, 86, 88, 90]. Wymusza to jednak zastosowanie skomplikowanego algorytmu optymalizacji o odpowiednio dobranej funkcji celu. Wady tej pozbawione jest podejście oparte na modelach współczynników sprzężeń w funkcji wymiarów [24, 84, 85]. Stosowane są również różnorakie techniki interpolacji danych: tablice [45], sztuczne sieci neuronowe [23, 52, 112, 143], funkcje wymierne [86, 90], funkcje radialne [88], rozwiązania mieszane, wykorzystujące funkcje wielomianowe i wymierne [53]. Dokładniejsze omówienie zagadnienia wykorzystana modeli zastępczych w syntezie filtrów znajduje się w Rozdziale 3.

1.3.4 Optymalizacja

Zwymiarowana struktura wymaga zazwyczaj końcowej optymalizacji, co jest spowodowane zazwyczaj niedokładnością wstępnej syntezy, wynikającej z nieuwzględnienia wszystkich efektów polowych obecnych w strukturze mikrofalowej. Przykładami takich efektów mogą być interakcje elementów struktury, wyższe rodzaje pola itp., powodujące odstrajanie rezonatorów oraz niewłaściwe wartości współczynników sprzężeń. W przypadku syntezy wykorzystującej modele zastępcze, wpływ ma również skończona dokładność modeli. Odpowiedź przykładowego filtru po wstępnej syntezie oraz po ostatecznej optymalizacji prezentuje Rysunek 1.9. Widoczne jest niewielkie przesunięcie pasma przepustowego oraz mniejsze niż zakładane dopasowanie w paśmie.

Ponieważ odpowiedź filtru jest związania skomplikowaną i niejawną funkcją z wymiarami struktury filtru, niezbędne jest zastosowanie technik optymalizacyjnych. Problem ostatecznej optymalizacji jest formułowany jako minimalizacja pewnej funkcji, zwanej funkcją celu, będącej miernikiem jakości rozwiązania. Postać funkcji celu może być różnoraka i zależy od klasy filtru, techniki optymalizacyjnej oraz wielu innych czynników. Spośród najpopularniejszych wymienić należy te, które bazują na wartościach parametrów rozproszenia w pewnych przedziałach częstotliwości [27], wartościach parametrów rozproszenia w zerach i biegunach funkcji przenoszenia [122], pozycjach zer i biegunów funkcji przenoszenia na płaszczyźnie częstotliwości zespolonej [76] czy też wartościach elementów macierzy sprzężeń [36]. Ostatnie sformułowanie wymaga etapu tzw. ekstrakcji macierzy sprzężeń z odpowiedzi pełnofalowej układu.



Rysunek 1.9: Odpowiedź przykładowego filtru po wstępnym zwymiarowaniu (niebieska linia) i po ostatecznej optymalizacji (czarna linia).

Głównym problemem przy optymalizacji struktur mikrofalowych z wykorzystaniem symulatora mikrofalowego jest duża liczba symulacji niezbędnych do jej przeprowadzenia. Dotyczy to metod zarówno stochastycznych jak i gradientowych. W przypadku metod gradientowych, kłopotliwe jest także wyznaczenie dokładnego gradientu, który, wykorzystując metodę zaburzeń, wymaga N dodatkowych analiz (gdzie N to liczba optymalizowanych zmiennych). Bardziej szczegółowe omówienie technik optymalizacyjnych znajduje się w Rozdziale 2.

1.4 Cel i tezy pracy

Projektowanie filtrów mikrofalowych jest zadaniem etapowym i skomplikowanym, wymagającym szerokiej wiedzy z zakresu teorii obwodów, inżynierii mikrofalowej oraz technik numerycznych. Tak wysokie wymagania powodują wzrost kosztów etapu projektowania, zwłaszcza gdy projektowane są urządzenia o ściśle określonych wymaganiach klienta. Zadaniem dzisiejszych narzędzi do projektowania filtrów mikrofalowych jest jak największa automatyzacja pracy, a co za tym idzie, ograniczenie wiedzy inżyniera niezbędnej do przeprowadzenia prawidłowej syntezy układu. W ramach niniejszej pracy zaprezentowane zostaną następujące rozwiązania automatyzujące projektowanie:

1. Automatyczna synteza obwodowa.
2. Szybkie wstępne wymiarowanie struktury.
3. Efektywne techniki końcowej optymalizacji.

Pierwszy etap automatycznej syntezy obwodowej ma za zadanie wygenerowanie macierzy sprzężeń docelowej struktury na podstawie parametrów odpowiedzi oraz topologii filtru, podanych przez projektanta. Następnie dokonywane jest wstępne wymiarowanie struktury proponowaną w tej pracy metodą, wykorzystującą modele zastępcze elementów macierzy sprzężeń. W ten sposób minimalizowany jest czas żmudnego zazwyczaj etapu poszukiwania wymiarów struktury. Końcowy etap to ostateczna optymalizacja z wykorzystaniem symulatora pełnofalowego w pętli optymalizacyjnej. Proponowane w tej pracy techniki minimalizują liczbę analiz pełnofalowych struktury, co w znaczący sposób wpływa na zmniejszenie czasu projektowania układu. Zaimplementowanie proponowanych rozwiązań w komercyjnym produkcie eliminuje konieczność posiadania przez inżyniera-projektanta zarówno specjalistycznej wiedzy na temat używanego symulatora, jak i metod numerycznych niezbędnych do implementacji technik optymalizacyjnych.

Tezę niniejszej pracy można sformułować następująco:

- Możliwe jest szybkie i automatyczne projektowanie złożonych układów filtrujących o odpowiedzi opisywanej funkcją wymierną.
- Modele zastępcze elementów macierzy sprzężeń mogą zostać wykorzystanie na etapie wstępnego wymiarowania struktur układów filtrujących.
- Możliwe jest wykorzystanie wydajnych technik optymalizacyjnych ograniczających liczbę symulacji pełnofalowych na etapie strojenia numerycznego układów filtrujących.

1.5 Zakres pracy

W Rozdziale 2 zawarto przegląd metod optymalizacyjnych wykorzystywanych w projektowaniu układów filtrujących. Opisano zarówno stosowane algorytmy optymalizacyjne, jak i popularne funkcje celu. Dokonano porównania wydajności optymalizacji z różnymi funkcjami celu na przykładzie prostego filtru falowodowego. Rozdział 3 zawiera omówienie technik wymiarowania fizycznych struktur filtrów wykorzystujących modele zastępcze w celu pominięcia konieczności wykorzystania symulatora elektromagnetycznego na tym etapie. Prezentowane rozwiązania dotyczą modeli elementów macierzy rozproszenia oraz wprowadzonego w tej pracy podejścia opartego na elementach macierzy sprzężeń. Rozdział 4 poświęcony jest optymalizacji pełnofalowej filtrów mikrofalowych i zagadnieniom związanym z tym problemem. W rozdziale tym przedstawione zostały metody ograniczenia liczby symulacji pełnofalowych, prowadzących do znacznego zmniejszenia czasu optymalizacji. Do metod tych należą: technika odwzorowania przestrzeni, aktualizacja gradientu, wykorzystanie modeli zastępczych do wyznaczania gradientu funkcji celu oraz podejście bazujące na zastosowaniu funkcji celu zbudowanej w oparciu o wartości własne ekstrahowanej macierzy sprzężeń. Rozdział 5 zawiera przykład zastosowania wprowadzonych w tej pracy rozwiązań w projektowaniu multiplekserów. Uzupełnieniem pracy są 3 dodatki. Dodatek A zawiera podstawowe informacje o macierzy sprzężeń filtru pasmowoprzepustowego. W Dodatku B opisano wykorzystywaną w tej pracy technikę identyfikacji macierzy sprzężeń na podstawie wyników symulacji elektromagnetycznej struktury. Dodatek C poświęcony jest algorytmowi budowy matematycznych modeli zastępczych, który wykorzystany został w ramach zagadnień omawianych w pracy.

Rozdział 2

Optymalizacja układów filtrujących

Szybki rozwój techniki komputerowej i stały wzrost mocy obliczeniowej komputerów pozwoliły zrewolucjonizować dotychczasowe techniki projektowania układów filtrujących, które bazują na uproszczonym opisie nieciągłości i prowadnic. Dzięki możliwości wielokrotnej analizy układu, zarówno o stałych skupionych, jak i symulacji pełnofalowej, standardem stały się techniki syntezy układów filtrujących oparte o optymalizację. Podejście takie ma charakter iteracyjny, w którym kolejno projektuje się układ według założonej specyfikacji, weryfikuje jego odpowiedź porównując z zakładaną postacią, a następnie tworzy się nowy, skorygowany projekt. Procedurę tę powtarza się aż do osiągnięcia zamierzonej postaci odpowiedzi układu.

Procedury optymalizacyjne wykorzystuje się zarówno na etapie syntezy obwodowej jak i na pozostałych etapach prowadzących do uzyskania parametrów fizycznej struktury o stałych rozłożonych. W przypadku syntezy obwodowej, konieczność stosowania optymalizacji wynika z braku bezpośrednich metod wyznaczania macierzy sprzężeń dla dowolnej postaci odpowiedzi. Ponadto, możliwa staje się weryfikacja możliwości realizacji danej odpowiedzi układu przez dowolną topologię struktury, co daje dodatkowy stopień swobody przy projektowaniu układu. Etap wymiarowania struktury, w zależności od przyjętej metody, wymaga rozwiązania pewnego nieliniowego zagadnienia wiążącego parametry układu o stałych skupionych z parametrami fizycznej struktury. Odpowiedź struktury zwymiarowanej na powyższym etapie różni się zazwyczaj od docelowej. Powodem tego są m.in. zjawiska występujące w fizycznej strukturze, które zostały pominięte na etapie wymiarowania, takie jak propagacja wielu rodzajów pola czy dyspersja. Dzięki stale malejącym kosztom maszyn obliczeniowych wykorzystanie analizy pełnofalowej przestało być ograniczone do końcowej weryfikacji projektu. Popularność zdobyły procedury strojenia numerycznego wykorzystujące symulatory pełnofalowe. Dzięki temu możliwe jest projektowanie skomplikowanych struktur, dla których uproszczone procedury syntezy nie są znane, bądź nie dają satysfakcjonujących rezultatów. Niemniej istotnym zyskiem, płynącym z zastosowania dokładnej procedury optymalizacji pełnofalowej, jest możliwość projektowania układów filtrujących minimalizujących czas kosztownego procesu ręcznego strojenia wyprodukowanych już układów.

2.1 Problem optymalizacyjny

Z zagadnieniem optymalizacyjnym mamy do czynienia, gdy poszukiwane jest rozwiązanie pewnego problemu gwarantującego minimalizację pewnej miary błędu. Z zagadnieniem tym kojarzona jest funkcja, zwana funkcją celu lub koszu $f(x_1, x_2, ..., x_N)$, której minimalizacja bądź maksymalizacja jest celem optymalizacji. Rozwiązaniem problemu jest zestaw parametrów $\mathbf{x}^* = \{x_1^*, x_2^*, ..., x_N^*\}$, dla którego funkcja celu przyjmuje właśnie minimalną lub maksymalną wartość. Należy zwrócić uwagę, że problem minimalizacji i maksymalizacji są sobie równoważne z uwagi na to, że minimalizacja funkcji $f(\mathbf{x})$ może być postrzegana jako maksymalizacja funkcji $-f(\mathbf{x})$. Z tego powodu, opisywane poniżej metody rozwiązywania problemu optymalizacyjnego mogą być zastosowane do obu klas problemu.

W procesie projektowania układów filtrujących, problemem optymalizacyjny może pojawić się wielokrotnie. Po pierwsze na etapie syntezy macierzy sprzężeń, najwydajniejsze metody jej wyznaczania operują technikami optymalizacyjnymi, w celu znalezienia wartości poszczególnych elementów macierzy. Po drugie proces wymiarowania układu, wykorzystujący na przykład modele zastępcze elementów macierzy rozproszenia, również korzysta z optymalizacji celem wyznaczenia właściwych wymiarów struktury. Wreszcie strojenie numeryczne wykorzystujące symulator pełnofalowy, które zyskało popularność w ostatnich latach, ma charakter optymalizacji.

W przypadku optymalizacji układów filtrujących, w trakcie procesu projektowania mamy do czynienia z poszukiwaniem zestawu parametrów układu filtrującego $\mathbf{x}$ minimalizujących różnicę między zakładaną a wyznaczoną odpowiedzią układu, będącą rezultatem analizy układu. Z oczywistych powodów, wynikających z fizycznej możliwości realizacji struktury, przestrzeń potencjalnych rozwiązań jest ograniczona do pewnego obszaru $\mathbb{X}$. Otrzymujemy zatem problem w postaci:

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathbb{X}} ||\hat{\mathbf{r}} - \mathbf{r}|| \tag{2.1}$$

gdzie $\hat{\mathbf{r}}$ jest wektorem reprezentującym zakładaną odpowiedź filtru, $\mathbf{r}$ jest wektorem reprezentującym aktualny projekt układu i wyznaczonym na podstawie analizy odpowiedzi układu, zaś $|| \cdot ||$ oznacza odpowiednią metrykę. Podkreślić należy, że wektor $\mathbf{r}$ jest zależny od aktualnego wektora parametrów $\mathbf{x}$. Na różnych etapach procesu projektowania parametry funkcji celu reprezentują różne parametry projektowanego układu. Na etapie syntezy obwodowej, optymalizowanymi parametrami są wartości elementów układu o stałych skupionych [141]. Omawiane w poprzednim rozdziale techniki syntezy macierzy sprzężeń bazują na optymalizacji elementów macierzy [8,87] dla uzyskania poprawnej odpowiedzi układu. Etap wymiarowania struktury oraz numerycznego strojenia opiera się również na optymalizacji. W tym wypadku, korygowanymi wartościami są wymiary geometryczne struktury [36].

2.2 Algorytmy optymalizacyjne

W projektowaniu układów filtrujących znalazło zastosowanie wiele strategii optymalizacyjnych. Przy wyborze odpowiedniego algorytmu brana jest pod uwagę przede wszystkim zbieżność algorytmu, oznaczająca zdolność znalezienia rozwiązania problemu (2.1). Ponieważ funkcja celu $f(\mathbf{x})$ jest w ogólności funkcją nieliniową, to w wystarczająco dużym obszarze $\mathbb{X}$ wokół punktu $\mathbf{x}_k$ bieżącej iteracji znajduje się wiele minimów lokalnych. Zbieżność do minimum lokalnego nie będącego minimum globalnym powoduje zatrzymanie algorytmu optymalizacyjnego bez osiągnięcia zakładanego rezultatu. Rozróżnienie minimum lokalnego od globalnego jest trudne, gdyż wymaga znajomości pierwszych i drugich pochodnych funkcji celu. Pojawia się zatem problem znalezienia przez algorytm optymalizacyjny minimum globalnego problemu, czego zdolność nazywana jest zbieżnością globalną. Tę cechę posiada rodzina stochastycznych metod optymalizacyjnych, wykorzystujących element losowości na etapie poszukiwania kandydatów do rozwiązania problemu. Dzięki temu mają one możliwość efektywnego przeszukania całej przestrzeni $\mathbb{X}$ w poszukiwaniu globalnego minimum funkcji celu. Jedną z najpopularniejszych metod stochastycznych jest algorytm genetyczny [64], którego koncepcja zaczerpnięta jest z Teorii Ewolucji Gatunków. Algorytmy genetyczne operują wieloma kandydatami na rozwiązania, zbiorem tzw. chromosomów zwanym populacją i dokonują zmian w całej populacji zestawów parametrów, powodując przesuwanie się danej populacji w kierunku optimum. Algorytm symuluje takie zjawiska naturalne jak reprodukcja, krzyżowanie i mutacje dla zapewnienia przeszukania całej przestrzeni optymalizacji. Wad algorytmów genetycznych takich jak trudna implementacja czy też duża liczba parametrów ustalanych *a priori* pozbawiona jest, zaprezentowana w ostatnich latach, metoda roju cząstek [70]. Podejście to, którego zasada działania oparta jest o zachowania ławic ryb, podobnie jak wszystkie algorytmy ewolucyjne, operuje na grupie kandydatów do rozwiązania problemu. Publikowane przykłady zastosowań opisanych algorytmów w projektowaniu filtrów obejmują m.in. optymalizację pełnofalową filtrów falowodowych z rodzajami wygasającymi [89] oraz filtrów mikropaskowych [71, 82, 98, 134].

Globalnie zbieżne algorytmy ewolucyjne, mimo niewątpliwych zalet, nie znalazły tak szerokiego zastosowania w projektowaniu filtrów, jak zbieżne lokalnie algorytmy gradientowe. Powodem tego jest ich niewielka efektywność wynikająca z dużej liczby wywołań funkcji celu. Dla każdego bowiem z chromosomów, w przypadku algorytmu genetycznego, czy też cząstki, w przypadku algorytmu roju cząstek, konieczne jest wyznaczenie oddzielnej wartości funkcji kosztu. O ile na etapie wstępnego wymiarowania filtru, gdzie stosuje się uproszczone opisy prowadnic i nieciągłości, czas oszacowania funkcji celu jest pomijalny, to na etapie optymalizacji pełnofalowej, czas pojedynczej symulacji struktury jest na tyle duży, że dla skomplikowanych struktur algorytmy ewolucyjne okazują się nieefektywne. Bardziej wydajne podejście zakłada wyznaczenie odpowiedniego punktu startowego znajdującego dostatecznie blisko rozwiązania globalnego problemu (2.1) i zastosowanie zbieżnego lokalnie algorytmu gradientowego. Dodatkowym zabezpieczeniem przed osiągnięciem niepożądanego minimum lokalnego może być odpowiednie sformułowanie funkcji celu, której zachowanie w obszarze poszukiwań rozwiązania cechuje się mniejszą nieliniowością.

2.2.1 Metody gradientowe

Metody gradientowe stanowią rodzinę lokalnie zbieżnych i wydajnych algorytmów optymalizacyjnych. Jak wskazuje nazwa, metody te zakładają istnienie informacji o "kształcie" funkcji celu wokół punktu $\mathbf{x}_k$ w postaci pierwszych, a dla niektórych odmian algorytmów, również drugich pochodnych. Na podstawie tej informacji algorytm decyduje o wyborze następnego punktu $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + \mathbf{p}$, dla którego funkcja celu ma mniejszą wartość. Powszechnie wykorzystywane są dwie strategie wyboru kolejnych przybliżeń rozwiązania $\mathbf{x}_k$.

Pierwszą ze strategii ustalania kolejnych iteracji jest metoda poszukiwania wzdłuż kierunku (ang. *line search*). W omawianym podejściu w pierwszej kolejności wyznaczany jest pewien kierunek $\mathbf{d}_k$ spadku wartości funkcji celu w przestrzeni $\mathbb{X}$. Następnie wyznaczana jest długość kroku wzdłuż tego kierunku, gwarantująca zmniejszenie wartości funkcji celu. W tym celu rozwiązywany jest jednowymiarowy problem minimalizacji w postaci:

$$\min_{\alpha>0} f(\mathbf{x}_k + \alpha\mathbf{d}_k) \tag{2.2}$$

a kolejny krok iteracji wyznaczany jest jako $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k + \alpha\mathbf{d}_k$. Dokładne rozwiązanie problemu (2.2) może być zbyt kosztowne numerycznie, gdyż wymaga dodatkowo wielu wywołań funkcji celu. W praktyce stosuje się jednak rozwiązania przybliżone, bazujące np. na jednowymiarowej interpolacji, których rezultat jest wystarczająco dokładny, lecz nie wymaga zbyt wielu wywołań funkcji celu.

Drugą strategią wyznaczania kolejnych iteracji jest metoda obszaru zaufania (ang. *trust region*). W przeciwieństwie do strategii poszukiwania wzdłuż kierunku, gdzie najpierw wyznaczany jest kierunek a potem długość kroku iteracji, w omawianym podejściu na początku wyznaczana jest maksymalna długość kroku $\Delta > 0$. Podczas każdej iteracji budowany jest model funkcji celu f_M w otoczeniu punktu $\mathbf{x}_k$ przybliżający postać oryginalnej funkcji celu. Długość kroku, wyznaczana na początku iteracji, wyznacza promień obszaru, w którym zakładana jest słuszność aproksymacji modelem. Kolejny krok iteracji wyznaczany jest po rozwiązaniu problemu w postaci:

$$\min_{\mathbf{g}} f_M(\mathbf{x}_k + \mathbf{g}) \tag{2.3}$$

wyznaczającego kierunek $\mathbf{g}$ minimalizujący wartość modelu a zarazem funkcji celu w pewnym obszarze wokół punktu $\mathbf{x}_k$, którego promień określony jest poprzez maksymalną długość kroku jako $||\mathbf{g}|| \leqslant \Delta$. Promień obszaru Δ dobierany jest w taki sposób, aby kolejne iteracje przynosiły spadek wartości funkcji celu.

Obie omawiane powyżej strategie korzystają z aproksymacji funkcji celu funkcją kwadratową w otoczeniu punktu $\mathbf{x}_k$, której postać wynika z twierdzenia Taylora:

$$f(\mathbf{x}_k + \mathbf{p}) \approx f(\mathbf{x}_k) + \nabla f(\mathbf{x}_k)^T\mathbf{p} + \frac{1}{2}\mathbf{p}^T\mathbf{H}_k\mathbf{p} \tag{2.4}$$

gdzie ∇f jest gradientem funkcji celu, $\mathbf{H}$ jest jej hesjanem funkcji, zaś $\mathbf{p}$ jest dowolnym wektorem, przy czym $||\mathbf{p}||$ jest na tyle małe, aby słuszna była powyższa aproksymacja. Na podstawie (2.4) algorytmy poszukiwania wzdłuż kierunku wyznaczają kierunek kroku, a następnie ustalana jest optymalna jego długość. Optymalizatory obszaru zaufania wykorzystują zależność (2.4) jako model funkcji celu wokół bieżącego punktu iteracji, minimalizując go w pewnym ustalonym obszarze dla ustalenia odpowiedniego kroku.

Najprostszym spośród algorytmów gradientowych jest algorytm największego spadku, dla którego kierunek poszukiwania punktu $\mathbf{x}_k$ kolejnej iteracji jest równy właśnie kierunkowi największego spadku funkcji celu:

$$\mathbf{d}_k = -\nabla f(\mathbf{x}_k) \tag{2.5}$$

Algorytm ten nie wymaga znajomości drugich pochodnych funkcji celu, co jest równoznaczne z założeniem $\mathbf{H} = \mathbf{0}$ we wzorze (2.4). Zakładając jednak znajomość hesjanu funkcji celu, można wyznaczyć kolejną iterację z zależności:

$$\mathbf{d}_k = -\mathbf{H}_k^{-1}\nabla f(\mathbf{x}_k) \tag{2.6}$$

co prowadzi do metody Newtona, która charakteryzuje się lepszą zbieżnością od metody największego spadku. W rzeczywistych problemach, spotykanych podczas projektowania układów filtrujących, hesjan dostępny jest niezmiernie rzadko, a koszt jego wyznaczenia zbyt wysoki. Z tego powodu metoda Newtona zastępowana jest bardziej wydajną metodą quasi-Newtona. Zamiast kosztownego numerycznie hesjanu stosuje się pewną symetryczną kwadratową macierz $\mathbf{B}$ aproksymującą hesjan $\mathbf{H}$ w otoczeniu punktu $\mathbf{x}_k$, a następnie wyznacza się następny krok w sposób analogiczny do metody Newtona (2.6). Postać macierzy aproksymującej hesjan jest dowolna, a jedynym kryterium jej wyboru jest gwarancja spadku wartości funkcji celu. Najczęściej przyjmuje się, że początkowa postać macierzy $\mathbf{B}_0$ jest macierzą jednostkową, a następnie aktualizuje się macierz wykorzystując informację o przebiegu optymalizacji. Stosowanych jest wiele metod aktualizacji macierzy $\mathbf{B}$, z których najpopularniejsze to metoda BFGS (Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno) [38] oraz DFP (Davidon-Fletcher-Powell) [108], aktualizująca odwrotność hesjanu.

Oryginalna metoda Newtona, z uwagi na wymaganą znajomość hesjanu funkcji celu, nie znalazła zastosowania w zagadnieniach projektowania układów filtrujących. Alternatywna metoda quasi-Newtona, oferując porównywalną zbieżność bez konieczności kosztownego wyznaczania hesjanu, znalazła zastosowanie zwłaszcza w pełnofalowej optymalizacji filtrów [5, 7, 58, 105]. Wydajność metody quasi-Newtona jest szczególnie duża w połączeniu z odpowiednim sformułowaniem funkcji celu, co zostanie przedstawione w dalszej części rozdziału.

2.2.1.1 Nieliniowy problem najmniejszych kwadratów

Wiele problemów wymagających do rozwiązania optymalizacji można sformułować jako problem średniokwadratowy w postaci:

$$f(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{M} r_j^2(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}||r(\mathbf{x})||_2^2 \tag{2.7}$$

gdzie $r(\mathbf{x}) = [r_1(\mathbf{x}), r_2(\mathbf{x}), ..., r_M(\mathbf{x})]^T$, zaś $r_j(\mathbf{x}) = \hat{y}_j - y_j(\mathbf{x})$ jest skalarną funkcją reprezentującą odchylenie pewnej pomierzonej wartości y od wartości docelowej $\hat{y}$. Problem (2.7), występujący najczęściej w zagadnieniu regresji nieliniowej, może zostać sformułowany dla potrzeb optymalizacji układów filtrujących. W takim wypadku wartości $\hat{y}_j$ oraz y_j stanowią parametry układu, bądź też odpowiedzi projektowanego układu, które mają zostać dopasowane do zakładanych wartości.

W rozważanym problemie minimalizowana funkcja budowana jest na podstawie wektora $[\ r_1(\mathbf{x}),\ r_2(\mathbf{x}),\ ...,\ r_m(\mathbf{x})\ ]^T$, czego konsekwencją jest to, że pochodne funkcji $f(\mathbf{x})$ tworzą macierz prostokątną $\mathbf{J}$ zwaną jakobianem, będącą uogólnieniem gradientu na przypadek funkcji wektorowej, której elementy są równe:

$$J_{i,j} = \left.\frac{\partial r_j}{\partial x_i}\right|_{j=1,2,...,m;\ i=1,2,...,n} \tag{2.8}$$

Dzięki temu zastosować można bardziej wydajne algorytmy, wykorzystujące specyficzną strukturę gradientu funkcji (2.7). Ponadto, hesjan rozważanej funkcji celu ma postać:

$$\nabla^2 f(\mathbf{x}) = \mathbf{J}^T\mathbf{J} + \sum_{j=1}^{m} r_j(\mathbf{x})\nabla^2 r_j(\mathbf{x}) \tag{2.9}$$

W praktyce okazuje się, że drugi czynnik we wzorze (2.9) jest dużo mniejszy od pierwszego z uwagi na niewielką wartość $r_j(\mathbf{x})$ w pobliżu rozwiązania. Dzięki temu, hesjan funkcji można łatwo i dokładnie aproksymować wykorzystując tylko jakobian. W ten sposób możliwe staje się zastosowanie metody Newtona bez kosztownego wyznaczania hesjanu. Ta właśnie własność wykorzystywana jest w algorytmie Gaussa-Newtona, należącym do klasy algorytmów poszukiwania kierunku, w którym kolejne kroki wyznacza się z zależności (2.6), przyjmując $\mathbf{H}_k \approx \mathbf{J}^T\mathbf{J}$. Stosowany jest również odpowiednik klasy obszaru zaufania, w której to metodzie przyjmuje się $\mathbf{H}_k = \mathbf{J}^T\mathbf{J} - \lambda \cdot \mathbf{I}$. Algorytm ten, noszący nazwę metody Levenberga-Marquardta, zakłada dobór parametru λ w podobny sposób jak wyznaczanie promienia obszaru zaufania w innych metodach tej klasy. Tenże algorytm znalazł zastosowanie w syntezie macierzy sprzężeń [87, 128].

2.2.1.2 Sekwencyjne programowanie kwadratowe

W problemach rozwiązywanych w procesie projektowania układów filtrujących, parametry funkcji są najczęściej obarczone pewnymi ograniczeniami. W przypadku wymiarowania struktury wynika to bezpośrednio z fizyczności parametrów układu, które np. nie mogą być ujemne. Na etapie syntezy obwodowej, jak na przykład synteza macierzy sprzężeń, warunkiem koniecznym do zapewnienia są odpowiednie znaki współczynników sprzężeń.

Rozważana struktura i zastosowane elementy sprzęgające nakładają również ograniczenia na wartości realizowanych współczynników sprzężeń. Najprostszą metodą a zarazem najmniej efektywną wprowadzenia ograniczeń do oryginalnego problemu (2.1) jest zastosowanie tzw. funkcji kary, która będąc składową funkcji celu, przyjmuje duże wartości w obszarach bliskich ograniczeń. Wymusza to na algorytmie niejako wybór punktów leżących wewnątrz obszaru otoczonego ograniczeniami.

Niezwykle efektywną i alternatywną do funkcji kary metodą jest, zastosowana w ostatnich latach do optymalizacji układów mikrofalowych [78, 80, 110], metoda sekwencyjnego programowania kwadratowego [111]. Metoda ta jest naturalnym rozszerzeniem metody Newtona o przypadki z ograniczeniami parametrów. Chociaż metoda osiąga najlepsze rezultaty w przypadku silnie nieliniowych ograniczeń, jej wydajność w przypadku najczęściej spotykanych problemów projektowania przewyższa metody omawiane wcześniej. Podobnie jak w metodzie Newtona, w każdej iteracji funkcja celu jest lokalnie aproksymowana formą kwadratową (2.4). Rozwiązanie problemu optymalizacyjnego z ograniczeniami opiera się na tzw. mnożnikach Lagrange'a i i sformułowaniu lagranżianu funkcji celu w postaci:

$$L(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{v}) = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})^T \mathbf{u} + h(\mathbf{x})^T \mathbf{v} \tag{2.10}$$

gdzie $\mathbf{u}$ oraz $\mathbf{v}$ są mnożnikami Lagrange'a, a $g(\mathbf{x})$ oraz $h(\mathbf{x})$ są funkcjami ograniczeń, takimi, że $g(\mathbf{x}) = 0$ i $h(\mathbf{x}) \geqslant 0$. Podczas każdej iteracji rozwiązywany jest problem kwadratowy dla zlinearyzowanych ograniczeń, wykorzystując algorytm optymalizacji bez ograniczeń. W wyniku rozwiązania tego problemu otrzymywany jest poszukiwany kierunek spadku funkcji. Zasadnicze znaczenie, podobnie jak we wszystkich metodach drugiego rzędu, ma dobór macierzy $\mathbf{B}_k$, aproksymującej hesjan funkcji celu $\mathbf{H}_k$ (2.4). W przypadku gdy:

$$\mathbf{B}_k = \nabla^2 L(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k, \mathbf{v}_k) \tag{2.11}$$

mamy do czynienia z postacią algorytmu Newtona. Podobnie jak w metodzie quasi-Newtona, najczęściej stosuje się aproksymację hesjanu i stosowną technikę jej aktualizacji.

2.2.1.3 Gradient

Wydajność metod gradientowych bazuje na znajomości pochodnych funkcji celu. W zależności od przyjętej metody, konieczne jest wyznaczenie pierwszych lub drugich pochodnych. Funkcje celu, których minimalizacja jest stosowana w procesie projektowania filtrów są zazwyczaj nieliniowe i niejawne. Nie można zatem analitycznie wyznaczyć pochodnych funkcji. Konieczne jest zatem zastosowanie efektywnej metody numerycznego wyznaczania pochodnych funkcji. Powszechnie stosowanym podejściem do tego zagadnienia jest schemat różnic skończonych pozwalający aproksymować pierwszą pochodną cząstkową funkcji jako:

$$\frac{\partial f(\mathbf{x})}{\partial x_i} \approx \frac{f(\mathbf{x} + \epsilon \cdot \mathbf{e}_i) - f(\mathbf{x})}{\epsilon} \tag{2.12}$$

gdzie ϵ jest pewną niewielką liczbą rzeczywistą, zaś $\mathbf{e}_i$ jest wektorem, takim że $e_j = 1$ dla $j = i$ oraz $e_j = 0$ dla pozostałych przypadków. Uzyskanie dużej dokładności gradientu wyznaczonego za pomocą wzoru (2.12) wymaga niewielkiej wartości ϵ. Błędy zaokrągleń wprowadzane podczas stosowania powyższej formuły, a spowodowane skończoną dokładnością numeryczną komputerów, powodują, że ϵ nie może być zbyt mały, w wyniku czego, przyjmuje się zazwyczaj $\sqrt{u}$, gdzie u jest precyzją arytmetyczną procesora. Niemniej ważny problem aproksymacji pochodnych funkcji celu wiąże się z zastosowaniem siatkowych metod analizy pełnofalowej przy wyznaczaniu wartości funkcji celu. Wyznaczana w ten sposób funkcja jest w ogólności nieciągła, a dokładność formuły (2.12) można poprawić zmniejszając stałą regulującą oczko stosowanej do dyskretyzacji siatki. To z kolei pociąga za sobą wzrost wymagań obliczeniowych i tak już czasochłonnej procedury, wymagającej przeprowadzenia analiz pełnofalowych w liczbie równej liczbie optymalizowanych parametrów.

Od lat siedemdziesiątych ubiegłego wieku znane są wydajne metody wyznaczania wrażliwości odpowiedzi układu na zmianę jego parametrów [68]. Koncepcja, pierwotnie sformułowana dla układów o stałych skupionych, zwana metodą układu sprzężonego (ang. *adjoint network*), pozwala na wyznaczenie owych wrażliwości bez wielokrotnych analiz, jak to ma miejsce w przypadku różnic skończonych. Idea koncepcji opiera się na rozwiązaniu dodatkowego problemu stowarzyszonego, tworzonego w relatywnie prosty i szybki sposób na podstawie oryginalnego problemu sformułowanego do analizy odpowiedzi układu. Dzięki temu do wyznaczenia wrażliwości odpowiedzi układu wystarczy tylko pojedyncza analiza i rozwiązanie dodatkowego problemu o podobnych rozmiarach. Jednak dopiero w ostatnich latach zaprezentowano metody implementacji metody układu sprzężonego w metodach analizy pełnofalowej struktur mikrofalowych [6,107]. Dzięki możliwości wydajnego wyznaczania wrażliwości odpowiedzi układu możliwe jest otrzymanie, przy okazji analizy układu, gradientu funkcji celu opartej o odpowiedź pełnofalową. Mimo niewątpliwego zysku wydajności płynącego z zastosowania metody sprzężonego układu większość komercyjnych symulatorów pełnofalowych posługuje się do tej pory metodą różnic skończonych na etapie wyznaczania gradientu podczas optymalizacji układu. Wynika to głównie z powodu stopnia skomplikowania implementacji metody w złożonych algorytmach analizy pełnofalowej.

2.3 Znane przykłady funkcji celu stosowanych przy projektowaniu filtrów

Zbieżność optymalizacji zależy w ogromnym stopniu od wyboru parametrów odpowiedzi projektowanego układu, wchodzących w skład wektora $\mathbf{r}$ w problemie (2.1). Spośród publikowanych rozwiązań, na omówienie zasługują rozwiązania oparte o wartości współczynników odbicia i transmisji [7,8], wartości zer i biegunów funkcji odbiciowej i przenoszenia [76,77], a także oparte o wartości elementów macierzy sprzężeń [36,78], ekstrahowanej z odpowiedzi układu. Wybór ten wpływa na kształt funkcji celu i w przypadku niektórych rozwiązań powoduje, że funkcja celu jest lokalnie lepiej aproksymowana formą kwadratową (2.4). Ponadto, dla niektórych sformułowań funkcji celu możliwe jest zastosowanie technik aktualizacji gradientu funkcji znacząco zmniejszając liczbę wywołań funkcji celu. Dla prostoty rozważań, w dalszej części rozdziału przyjęto średniokwadratową postać funkcji celu (2.7).

2.3.1 Wartości współczynników rozproszenia

Jednym ze sformułowań funkcji celu jednocześnie najbardziej uniwersalnym, jest powiązanie wektora parametrów odpowiedzi filtru z wartościami współczynników rozproszenia układu S_{11} i S_{21} wyznaczonych w wybranych punktach częstotliwości. Wynika to wprost z celu optymalizacji, jakim jest dopasowanie odpowiedzi układu do zakładanej odpowiedzi prototypu. Oznacza to, że funkcja celu sformułowana jest następująco:

$$f = \sum_{i=1}^{K} \left| \hat{S}_{11}(\omega_i) - S_{11}(\omega_i) \right|^2 + \sum_{j=1}^{L} \left| \hat{S}_{21}(\omega_j) - S_{21}(\omega_j) \right|^2 \tag{2.13}$$

gdzie współczynniki rozproszenia wyznaczane są na zbiorach częstotliwości $\{\omega_i\}_{i=1,2,\ldots,K}$ oraz $\{\omega_j\}_{j=1,2,\ldots,L}$. Wybór punktów częstotliwościowych uwzględnianych przy konstrukcji funkcji celu jest arbitralny. Z jednej strony liczba punktów powinna być na tyle duża, aby prawidłowo odzwierciedlić charakterystykę filtru, zarówno w paśmie jak i w przypadku urojonych zer transmisyjnych poza nim. Z drugiej strony jednak, zwiększenie ich liczby pozwala uniknąć sytuacji niewłaściwego odwzorowania pofalowania charakterystyki kosztem znacznego wydłużenia pojedynczej symulacji.

Funkcja przenoszenia filtru o uogólnionej charakterystyce Czebyszewa jest zdeterminowana jednoznacznie poprzez wartości zer i biegunów funkcji filtrującej (1.3) oraz współczynnik skalujący. Fakt ten pozwala skonstruować funkcję celu (2.13) w oparciu o zminimalizowany zbiór punktów częstotliwościowych [8]. Zbiór ten zawiera częstotliwości położeń zer i biegunów funkcji filtrującej (po transformacji do dziedziny prototypu dolnoprzepustowego) oraz punkty $\omega = \pm 1$ dla zapewnienia współczynnika skalującego. Funkcja celu ma wtedy postać:

$$\begin{aligned} f \;&=\; \sum_{i=1}^{N} \left| S_{11}(\omega_{zi}) \right|^2 + \sum_{i=1}^{P} \left| S_{21}(\omega_{pi}) \right|^2 \;+ \\ &+\; \left(\left| S_{11}(\omega = -1) \right| - \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) \;+\; \left(\left| S_{11}(\omega = 1) \right| - \frac{\varepsilon}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) \end{aligned} \tag{2.14}$$

gdzie ω_z to częstotliwości zer funkcji filtrującej, zaś ω_p to częstotliwości biegunów funkcji filtrującej. Liczba punktów częstotliwości, dla których niezbędne jest przeprowadzenie symulacji zostaje ograniczona do $N+N_z+2$ punktów, gdzie N jest rzędem filtru, a N_z jest liczbą zer transmisyjnych. Rysunek 2.2 przedstawia przykładową charakterystykę filtru z naniesionymi punktami, na podstawie których budowana jest funkcja celu (2.13). Nieco odmienne podejście zaprezentowano w artykule [69], gdzie funkcję celu sformułowano jako:

$$f = \sum_{i=1}^{N} \left| P_N(\omega_{zi}) \right|^2 + \sum_{i=1}^{N_z} \left| D_N(\omega_{pi}) \right|^2 \tag{2.15}$$

przy czym P_n oraz D_N są wielomianami liczników funkcji odbiciowej i transmisyjnej (1.4)-(1.5) wynikającymi z modelu wymiernego odpowiedzi filtru, a którą to funkcję celu wyznaczono w $N + N_z$ punktach. Wydajność optymalizacji z funkcją celu sformułowaną zgodnie z (2.13), (2.14) lub (2.15) jest największa dla niewielkiej liczby parametrów i tylko w sytuacji, gdy aktualny punkt iteracji znajduje się blisko rozwiązania $\mathbf{x}^*$. W przypadku, gdy punkt iteracji znajduje się w dalszej odległości od rozwiązania, algorytm ma tendencję do zbiegania się do minimów lokalnych. Sytuację taką zilustrowano na Rysunku 2.3, gdzie linią niebieską przedstawiono przykładową charakterystykę filtru w jednej z iteracji optymalizacji. Niebieskimi trójkątami zaznaczono punkty, w których wyznaczono współczynnik transmisji dla częstotliwości zer transmisyjnych, brane pod uwagę przy konstrukcji funkcji celu (2.14). Z powodu umiejscowienia rozważanych punktów na zewnętrznych stronach wstęg bocznych charakterystyki, gradient wyznaczony dla tych dwóch punktów będzie wskazywał błędny kierunek spadku funkcji. Rezultatem tego będzie znalezienie przez optymalizator minimum lokalnego funkcji celu i uzyskanie zer transmisyjnych na niewłaściwych częstotliwościach.

2.3.2 Położenia zer i biegunów charakterystyki

Metody bazujące na funkcjach celu przedstawionych w poprzednim podrozdziale charakteryzują się niską zbieżnością, gdy $\mathbf{x}_k$ znajduje się daleko od $\mathbf{x}^*$. Spowodowane jest to uwikłaniem wszystkich elementów wektora $\mathbf{r}$ we wszystkie parametry filtru, czego wynikiem jest duża liczba minimów lokalnych funkcji celu. W tej sytuacji, dużą wydajność pozwala uzyskać sformułowanie funkcji celu, w oparciu o położenia zer i biegunów charakterystyki filtru na płaszczyźnie częstotliwości zespolonej s. Podobnie jak w przypadku poprzedniego sformułowania funkcji celu, zakłada się wymierną postać funkcji filtrującej (1.3), której licznik stanowi wielomian o pierwiastkach $\{Z_i\}_{i=1,2,\ldots,N}$ a mianownik wielomian o pierwiastkach $\{P_i\}_{i=2,3,\ldots,M}$. W alternatywnym podejściu, zaprezentowanym przez Kozakowskiego i Mrozowskiego w [76, 77], kryterium oceny jakości rozwiązania nie stanowią wartości współczynników rozproszenia w miejscach zerowych owych wielomianów, tylko same miejsca zerowe, które są liczbami zespolonymi. Otrzymujemy zatem:

$$f = \sum_{i=1}^{N} \left| \hat{P}_i - P_i \right|^2 + \sum_{i=1}^{M} \left| \hat{Z}_i - Z_i \right|^2 \tag{2.16}$$

Na Rysunku 2.4 przedstawiono przykładową odpowiedź filtru pasmowo-przepustowego (prawy wykres), a także położenia zer oraz biegunów funkcji odbiciowej i transmisyjnej na płaszczyźnie zespolonej, odpowiadających odpowiedzi. Wykazano, że sformułowanie funkcji celu w powyższy sposób pozwala osiągnąć zbieżność algorytmu optymalizacyjnego dla odległego punktu startowego [74]. Stwarza to możliwość przeprowadzania syntezy układów filtrujących bez konieczności wstępnego wymiarowania struktury (w oparciu o np. algorytmy stochastyczne).

Omawiane podejście wykazuje swoją przewagę nad poprzednimi sformułowaniami funkcji celu szczególnie, gdy symulator pełnofalowy wykorzystywany w pętli optymalizacji korzysta z metody różnic skończonych w dziedzinie czasu. Dla struktur o wysokiej dobroci, jakimi są m.in. wąskopasmowe filtry pasmowo-przepustowe, uzyskanie charakterystyki częstotliwościowej z sygnału czasowego zajmuje dużo czasu. Jest to spowodowane długim czasem wygasania sygnału na porcie wyjściowym struktury. Bieguny funkcji filtrującej układu można wyznaczyć bezpośrednio z sygnału czasowego pozwalając na wcześniejsze zakończenie analizy a przez to znaczące zredukowanie jej czasu. W przypadku ogólnym jednak zera i bieguny funkcji filtrującej wyznacza się z odpowiedzi częstotliwościowej układu. Proces ekstrakcji tych parametrów rozpoczyna się od budowy modelu wymiernego odpowiedzi (Dodatek B) i na jego podstawie szacowane są położenia zer oraz biegunów. Dokładne ich wyznaczenie powoduje często konieczność zawyżenia rzędu wielomianów odpowiedzi, aby efekty drugiego rzędu, takie jak dyspersja czy propagacja wyższych rodzajów pola, nie wprowadzały błędu [57].

Zależności położeń zer i biegunów charakterystyki są silnie nieliniowymi funkcjami wymiarów struktury. W przypadku gradientowych metod optymalizacji konieczne jest zatem wyznaczanie gradientu funkcji celu podczas każdej iteracji.

2.3.3 Wartości elementów macierzy sprzężeń

W ostatnich latach popularność zdobyły metody bazujące na opisie układu filtrującego macierzą sprzężeń, wynikającą z obwodowego opisu układu. W takim podejściu, każdej analizie pełnofalowej struktury towarzyszy etap identyfikacji macierzy sprzężeń o strukturze macierzy odpowiadającej topologii układu. Ekstrakcja macierzy sprzężeń dokonywana jest najczęściej na drodze optymalizacji jej elementów. Najpopularniejsza z metod opiera się na tworzeniu modelu wymiernego odpowiedzi w dziedzinie prototypu dolnoprzepustowego a następnie wyznaczeniu tzw. poprzecznej macierzy sprzężeń, która jest punktem wyjścia do ostatecznej macierzy o właściwej topologii. Opis tej metody zawiera Dodatek B. Znajomość macierzy sprzężeń realizowanej przez strukturę o wyznaczonej odpowiedzi pełnofalowej pozwala sformułować funkcję celu w oparciu o jej elementy:

$$f = \sum_{i=1}^{K} \sum_{j=1}^{K} \left| \hat{m}_{i,j} - m_{i,j} \right|^2 \tag{2.17}$$

gdzie $\{m_{i,j}\}$ są elementami ekstrahowanej podczas każdej iteracji macierzy sprzężeń, zaś $\{\hat{m}_{i,j}\}$ to elementy macierzy sprzężeń prototypu dolnoprzepustowego.

Optymalizatory oparte o opisywaną funkcję celu charakteryzują się dużą zbieżnością, przewyższającą w większości przypadków pozostałe, opisywane wcześniej, rozwiązania. Główną tego przyczyną jest charakter zależności współczynników sprzężeń oraz częstotliwości rezonansowych w funkcji wymiarów geometrycznych struktury, które dla wielu struktur są często funkcjami liniowymi bądź wielomianami niskiego stopnia. Ilustracją takiego zjawiska niech będzie wykres współczynnika sprzężenia między rezonatorami filtru międzypalczastego w funkcji odległości między nimi, przedstawiony na Rysunku 2.6. Na Rysunku 2.5 zilustrowano strukturę filtru opartego o rezonatory międzypalczaste we wspólnej wnęce falowodowej o wymiarach przekroju 15.78 × 50.00 mm, zasilanego z linii współosiowej. Jak wynika z wykresu, rozważana zależność może być aproksymowana lokalnie funkcją liniową bez wprowadzenia znaczącego błędu. Podobne zależności sporządzono między innymi dla filtrów grzebieniowych [144].

Inną przyczyną dużej wydajności tej metody optymalizacji jest specyficzna struktura macierzy wrażliwości elementów macierzy sprzężeń na zmiany wymiarów geometrycznych. Dla większości klas filtrów ma ona rzadką strukturę, wynikającą na ogół z lokalnego zasięgu zmian wymiarów pojedynczych rezonatorów lub elementów sprzęgających. Zmiana takiego parametru wpływa zazwyczaj tylko na częstotliwość rezonansową bądź współczynnik sprzężenia realizowany przez modyfikowany element struktury. Macierz wrażliwości elementów macierzy sprzężeń na zaburzenia wymiarów geometrycznych dla filtru międzypalczastego (Rysunek 2.5) przedstawiona została w formie wykresu na Rysunku 2.8. Poszczególne wymiary, zaznaczone na wykresie numerami $1 \div 6$, oznaczają odpowiednio wymiary $h0$, $L1$, $L2$, $h1$, $h2$ oraz $h3$ zobrazowane na Rysunku 2.5. Z kolei elementy macierzy sprzężeń to współczynniki sprzężeń m_{S1}, m_{12}, m_{23}, m_{34}, m_{45} oraz m_{5L} oznaczone na wykresie numerami $1 \div 6$ oraz częstotliwości rezonansowe poszczególnych rezonatorów oznaczone numerami $7 \div 11$. Dla porównania, na Rysunku 2.7 zilustrowano macierz wrażliwości tej samej struktury dla zaburzeń tych samych wymiarów geometrycznych, w przypadku funkcji celu opartej o zera i bieguny funkcji filtrującej (2.16). Dla tego przykładu, kolejne elementy funkcji celu, zobrazowane na wykresie, oznaczają kolejno części rzeczywiste (numery $1 \div 5$) i urojone (numery $6 \div 10$) zer funkcji odbiciowej oraz części rzeczywiste (numery $11 \div 15$) i urojone (numery $15 \div 20$) biegunów tejże funkcji. Wykres pokazuje, że zmiana dowolnego z parametrów $1 \div 6$ powoduje istotną zmianę w położeniu wszystkich zer i biegunów. Uwzględniając symetrię struktury z wykresu na Rysunku 2.8 można jednoznacznie stwierdzić, że zaburzenie jednego z wymiarów struktury wpływa znacząco tylko na jeden z parametrów macierzy sprzężeń[1]. Wspomniana symetria pozwala również na zmniejszenie wielkości wektora funkcji celu o połowę, upraszczając problem optymalizacyjny. W przypadku funkcji celu (2.16), zaburzenia pojedynczych wymiarów geometrycznych struktury wpływają na znaczną część elementów funkcji celu, co ma powoduje pogorszenie zbieżności optymalizacji.

[1]Pary w rzędzie 4 i 6 mają identyczną wartość, co wynika z symetrii struktury.

2.3.4 Porównanie wydajności funkcji celu

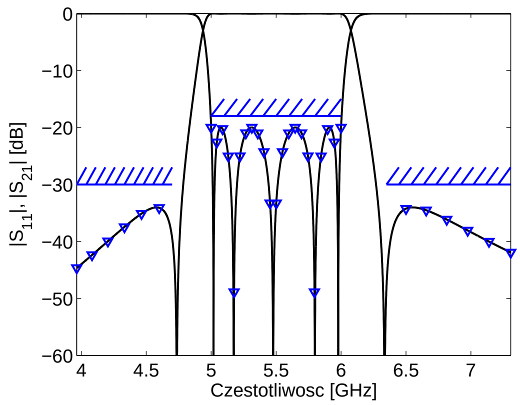
Aby porównać wydajność opisanych powyżej funkcji celu przeprowadzono test porównawczy. Jako strukturę testową wybrano prosty filtr falowodowy o charakterystyce Czebyszewa pracujący z rodzajem pola TE_{10}. Filtr składa się z sześciu rezonatorów sprzężonych przesłonami indukcyjnymi w falowodzie o wymiarach 15.8×7.9 mm o grubości przesłon 1 mm. Optymalizowana struktura posiadała 7 parametrów: szerokości czterech szczelin oraz długości trzech rezonatorów. Optymalizację sformułowano jako problem średniokwadratowy i wykorzystano algorytm Gaussa-Newtona z procedurą poszukiwania kierunku. W Tabeli 2.1 zestawiono rezultaty optymalizacji dla trzech funkcji celu opartych o wartości współczynników odbicia (2.14) (WS), zera i bieguny funkcji filtrującej (2.16) (ZBS) oraz wartości elementów macierzy sprzężeń (2.17) (WM). Dla każdej z funkcji celu przeprowadzono dwie optymalizacje z dwoma punktami startowymi. Odpowiedzi filtrów dla obu punktów startowych przedstawiono niebieską linią na Rysunkach 2.10-2.11. Czarną linią oznaczono zakładaną odpowiedź filtru. Jak wynika z rezultatów zamieszczonych w Tabeli 2.1, największą zbieżność osiągnięto dla funkcji celu opartej o elementy macierzy sprzężeń. Dla pierwszego punktu startowego optymalizator wykorzystujący funkcję celu bazującą na wartościach współczynników odbicia nie był w stanie znaleźć rozwiązania.

TABELA 2.1: Rezultaty porównania zbieżności optymalizacji dla trzech funkcji celu. W nawiasach podano liczbę wywołań funkcji celu.

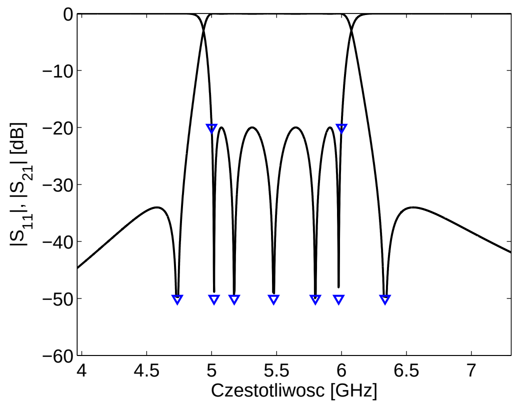
Punkt startowy	WS	ZBS	WM
1	brak zbieżności	9 iteracji (34)	3 iteracje (9)
2	10 iteracji (41)	5 iteracji (17)	3 iteracje (9)

2.4 Wnioski

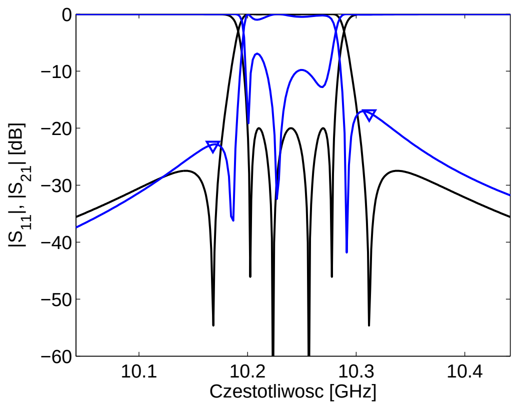
Z powyższych rozważań można wysnuć wniosek, że wybór algorytmu optymalizacyjnego i funkcji celu, ma zasadniczy wpływ na czas optymalizacji. Proste algorytmy w połączeniu z podstawową funkcją celu WS sprawdzają się tylko w prostych przypadkach, które w rzeczywistej pracy projektanta nie są spotykane. Wykorzystanie zaawansowanych technik bazujących na ekstrakcji macierzy sprzężeń wymaga z kolei od projektanta znajomości szeregu technik numerycznych, z uwagi na brak narzędzi tej klasy dostępnych na rynku.



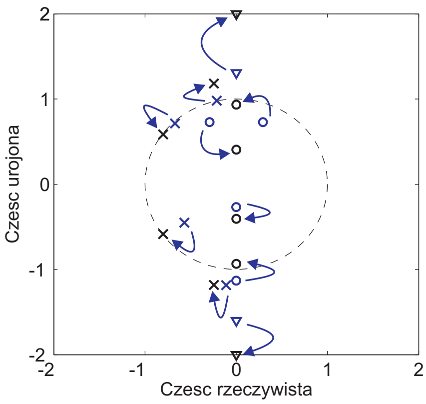
Rysunek 2.1: Ilustracja wyboru punktów częstotliwościowych przy konstruowaniu funkcji celu opartej na wartościach współczynników rozproszenia. Niebieskimi trójkątami oznaczono punkty, w których wyznaczana jest odpowiedź filtru. Niebieskimi liniami oznaczono zakładane poziomy dopasowania w paśmie oraz tłumienia poza pasmem.

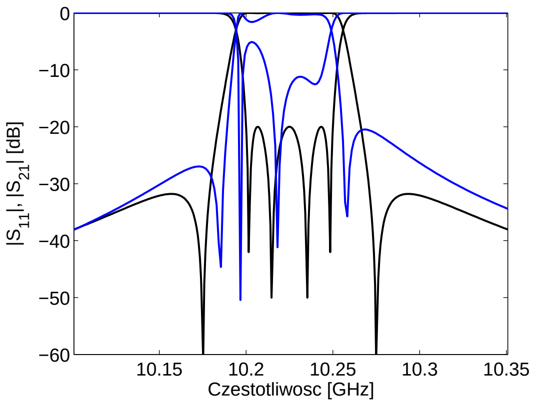


Rysunek 2.2: Ilustracja wyboru punktów częstotliwościowych przy konstruowaniu funkcji celu opartej na wartościach współczynników rozproszenia w zerach i biegunach funkcji filtrującej. Niebieskimi trójkątami oznaczono punkty, w których wyznaczana jest odpowiedź filtru.

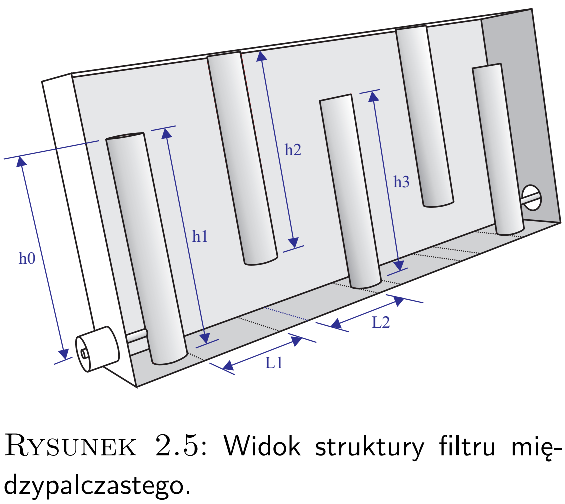


Rysunek 2.3: Ilustracja wpływu wyboru punktów częstotliwościowych przy konstruowaniu funkcji celu na zbieżność optymalizacji.

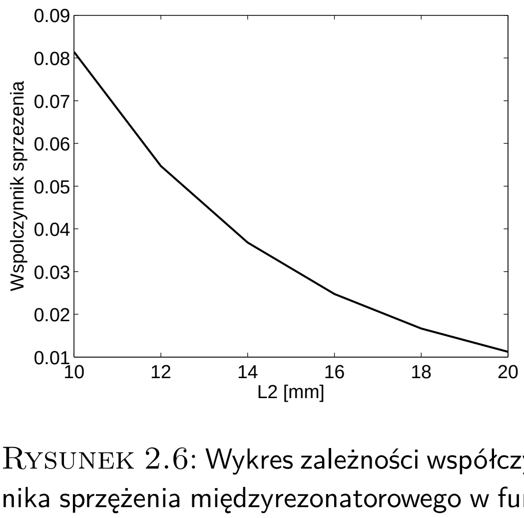




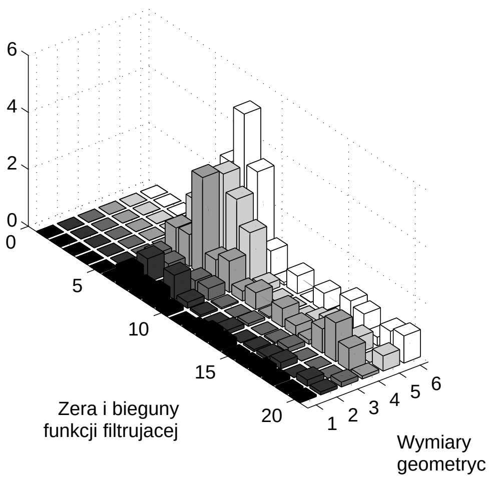
Rysunek 2.4: Ilustracja koncepcji funkcji celu opartej na zerach i biegunach funkcji przenoszenia i odbiciowej.



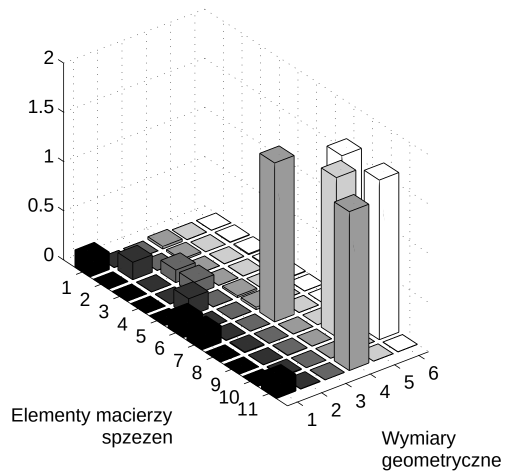
Rysunek 2.5: Widok struktury filtru międzypalczastego.



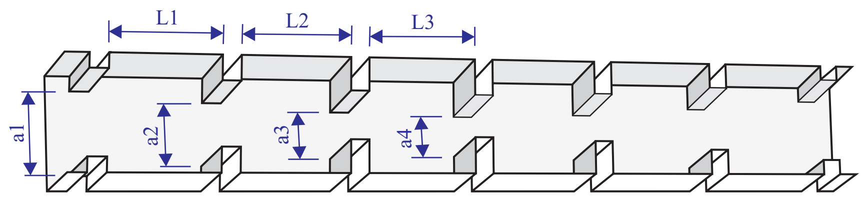
Rysunek 2.6: Wykres zależności współczynnika sprzężenia międzyrezonatorowego w funkcji odległości między kołkami.



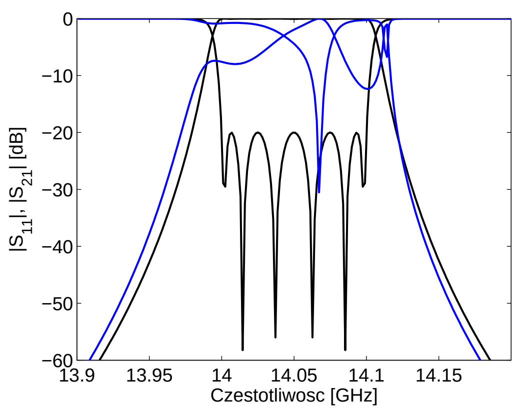
RYSUNEK 2.7: Macierz czułości współczynników transmisji i odbicia na zmiany wymiarów geometrycznych.



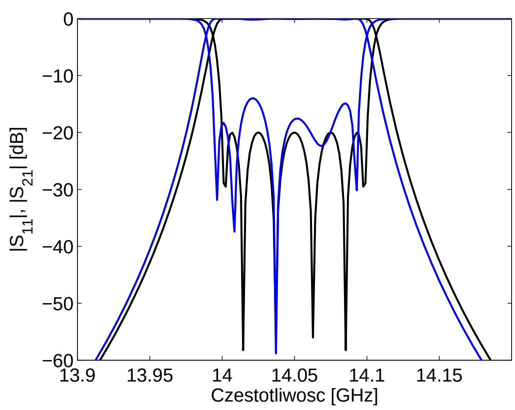
RYSUNEK 2.8: Macierz czułości elementów macierzy sprzężeń na zmiany wymiarów geometrycznych.



RYSUNEK 2.9: Schemat struktury filtru falowodowego rozważanego w teście porównawczym zbieżności funkcji celu.



RYSUNEK 2.10: Odpowiedź pełnofalowa filtru przyjętego jako pierwszy punkt startowy (niebieska linia).



RYSUNEK 2.11: Odpowiedź pełnofalowa filtru przyjętego jako drugi punkt startowy (niebieska linia).

Rozdział 3

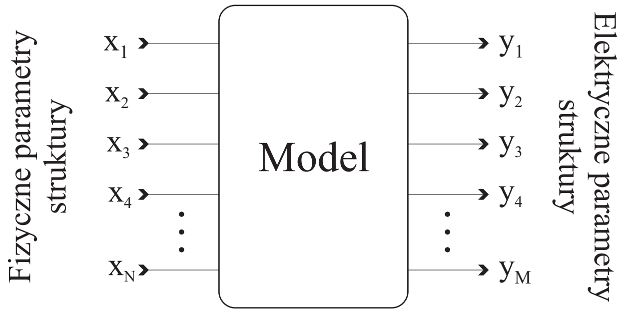
Synteza filtrów z wykorzystaniem modeli zastępczych

Zastosowanie modeli zastępczych w syntezie filtrów mikrofalowych wiąże się z zastąpieniem czasochłonnych analiz elektromagnetycznych dokładnymi i obliczeniowo efektywniejszymi zamiennikami. Modeli zastępczych, jako owych zamienników, można używać zarówno w procesie wstępnego wymiarowania struktury filtru, jak i w końcowej fazie optymalizacji. Oczywiście w drugim przypadku, wymagana dokładność modeli jest o wiele większa, niż w przypadku wstępnego zwymiarowania struktury. Fakt ten powoduje, że dla wielu klas struktur np. takich, w których nie można wyróżnić jednego dominującego rodzaju pola, podejście takie jest w praktyce niemożliwe do realizacji. Z tego też powodu, modele zastępcze znajdują zastosowanie głównie we wstępnej fazie wymiarowania struktury, wyznaczającej punkt początkowy do dalszej optymalizacji z wykorzystaniem symulatora pełnofalowego.

Wykorzystanie modeli zastępczych w procesie wymiarowania struktury filtru może zaowocować wysoką dokładnością rozwiązania przy niewielkim koszcie numerycznym. Warunkami tego są: zastosowanie odpowiedniej techniki modelowania zapewniającej wysoką dokładność oraz wykorzystanie symulatora pełnofalowego do generacji danych niezbędnych do stworzenia modelu. Dla dokładności syntezy filtru niebagatelne znaczenie ma również strategia samej syntezy tj. wybór odpowiednich wielkości modelowanych oraz sposób ich ekstrakcji z wyników symulacji pełnofalowych.

3.1 Modele zastępcze

Koncepcja modelu zastępczego opiera się na idei tzw. czarnej skrzynki (Rysunek 3.1), będącej reprezentacją pewnej zależności między zmiennymi wejściowymi $\{x_1, x_2, ..., x_N\}$ a wyjściowymi $\{y_1, y_2, ..., y_M\}$. Czas tworzenia modelu może być bardzo długi, spowodowany głównie użyciem symulatora pełnofalowego do generacji próbek, a także dużą liczbą próbek (w przypadku modeli wielu zmiennych). Jednakże raz stworzony parametryczny model może być wielokrotnie wykorzystywany do syntezy wymiarów filtru o różnorakich specyfikacjach. Synteza wymiarów filtru to tylko jedno z zastosowań modeli zastępczych. W publikacjach [25, 39, 79, 86] można znaleźć przykłady wykorzystania modeli w takich zagadnieniach, jak optymalizacja filtrów, czy analiza statystyczna.



Rysunek 3.1: Schemat koncepcyjny modelu zastępczego.

Zagadnienie wielowymiarowego modelowania można sformułować następująco: dla nieznanej funkcji N-zmiennych $\hat{F}(\mathbf{x}) = \hat{F}(x_1, x_2, ..., x_N)$ należy znaleźć taką funkcję $F(\mathbf{x})$, która dobrze przybliża wartość funkcji $\hat{F}(\mathbf{x})$ w dowolnym punkcie $\mathbf{x_s} = \{x_{s1}, x_{s2}, ..., x_{sN}\}$ wewnątrz obszaru Γ:

$$F(\mathbf{x_s}) \approx \hat{F}(\mathbf{x_s}), \qquad \mathbf{x_s} \in \Gamma \tag{3.1}$$

Znalezienie funkcji $F(\mathbf{x})$ wymaga znajomości wartości funkcji $\hat{F}(\mathbf{x})$ w wielu punktach wielowymiarowej dziedziny, co jest jednym z głównych ograniczników modelowania, z uwagi na zazwyczaj długi czas wyznaczenia wartości $\hat{F}(\mathbf{x})$. W przypadku zastosowań modeli do syntezy filtrów mikrofalowych, funkcja $\hat{F}(\mathbf{x})$ opisuje najczęściej pewne parametry elektryczne modelowanej struktury w funkcji pewnych parametrów wejściowych np. częstotliwości sygnału, wymiarów geometrycznych czy parametrów technologicznych. Dominującym dzisiaj rozwiązaniem jest również utożsamienie funkcji $\hat{F}(\mathbf{x})$ z analizą pełnofalową, dzięki czemu dokładny model zastępczy wiernie opisuje zjawiska występujące w rozważanej strukturze. Ze względu na długi czas analiz pełnofalowych, ważnym zagadnieniem staje się ograniczenie ich liczby do minimum.

3.1.1 Rodzaje modeli

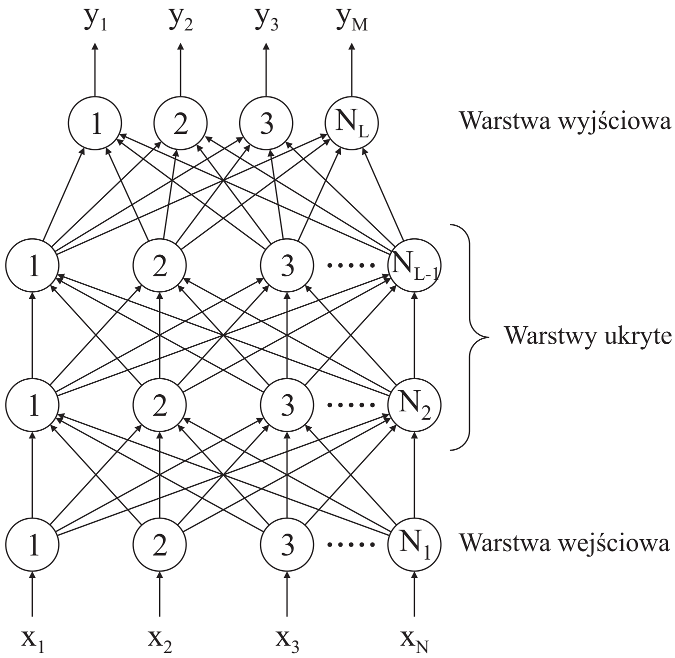
Za najprostsze modele zastępcze można uznać tablice przeglądowe [73] oraz wzory w postaci jawnej. Nieefektywność pierwszego rozwiązania wynika z zastosowania wielowymiarowej prostokątnej siatki dzielącej dziedzinę modelu, w której węzłach znajdują są węzły interpolacji. Liczba węzłów interpolacyjnych rośnie w takim przypadku wykładniczo z liczbą zmiennych modelu, co ogranicza skutecznie zakres zastosowań tego rozwiązania do bardzo prostych modeli. W przypadku drugiego rozwiązania, problematyczne jest wyprowadzenie samego wzoru opisującego nieznaną zależność. Dla każdego zagadnienia wzory wyznaczane są w oparciu o inne funkcje [19].

W ostatnich latach pojawiły się techniki automatycznego tworzenia modeli wielu zmiennych minimalizujące liczbę generowanych próbek wyznaczanych na podstawie analiz elektromagnetycznych [23, 53, 86, 90]. Techniki te korzystają z metod modelowania, które można podzielić na dwa zasadnicze typy:

- Niejawne - zależność między parametrami wyjściowymi a wejściowymi nie jest dana w postaci jawnej. np. sztuczne sieci neuronowe.
- Matematyczne - zależność opisana jest poprzez szereg funkcji bazowych np. wielomianów, funkcji wymiernych lub radialnych.

3.1.1.1 Modele niejawne

Wśród modeli wykorzystujących niejawną reprezentację zależności między wejściem i wyjściem, najpopularniejszym rozwiązaniem są sztuczne sieci neuronowe [23, 52, 112, 143]. Sztuczna sieć neuronowa jest matematycznym modelem biologicznej sieci komórek neuronowych, zdolnym do generalizacji wiedzy. Z punktu widzenia modelowania nieliniowych funkcji wielu zmiennych, szczególne znaczenie ma wielowarstwowa sieć perceptronowa, której schemat pokazany jest na Rysunku 3.2. Sieć ta składa się z warstw neuronów połączonych między sobą połączeniami międzyneuronowymi, przy czym neurony pojedynczej warstwy połączone są tylko z neuronami sąsiednich warstw. Funkcja przenoszenia każdego z neuronów jest nieliniową funkcją sumy ważonej sygnałów wejściowych, a odpowiednie wagi przyporządkowane są do połączeń międzyneuronowych.



Rysunek 3.2: Schemat koncepcyjny wielowarstwowej perceptronowej sztucznej sieci neuronowej.

Proces tworzenia modelu neuronowego nazywany jest treningiem sieci i przeprowadzany na zasadzie optymalizacji. Na podstawie zestawu par wzorcowych danych wejściowych i wyjściowych, minimalizowana jest różnica między wyjściowymi danymi wzorcowymi a odpowiedzią sieci poprzez dobór wag połączeń międzyneuronowych.

Tworzenie modeli neuronowych jest problematyczne co najmniej z kilku powodów. Po pierwsze, nie ma ogólnych zasad, na podstawie których można by wyznaczyć strukturę sieci (liczbę warstw oraz liczby neuronów w warstwach) odpowiednią dla zamodelowania rozpatrywanej funkcji. Po drugie, trening sieci jest procesem iteracyjnym, a co za tym idzie, niewydajnym i bez zagwarantowanej zbieżności. Za pomocą sieci perceptronowej nie można modelować funkcji zespolonych, co zmusza do modelowania części rzeczywistej i urojonej oddzielnie, co z kolei powoduje konieczność powiększenia sieci i wydłuża proces treningu. Ponadto, adaptacyjny dobór próbek, a także walidacja ostatecznego modelu, wymaga generacji dodatkowego zestawu par wzorcowych danych, zwiększając już i tak dużą ich liczbę.

3.1.1.2 Modele matematyczne

Wśród modeli matematycznych, dla których zależność między parametrami wejściowymi a wyjściowymi opisywana przez szereg funkcji bazowych, najważniejsze rozwiązania bazują na funkcjach wymiernych [86, 90] oraz funkcjach radialnych [88]. Pojawiły się też rozwiązania mieszane wykorzystujące funkcje wielomianowe i wymierne [53]. Dla zastosowań syntezy filtrów mikrofalowych, największą dokładność zapewnia interpolacja wymierna z uwagi na możliwość modelowania funkcji z biegunami.

Algorytm automatycznego doboru rzędu modelu oraz system adaptacyjnego doboru próbek, który użyto w tej pracy, został zaproponowany w pracy [83]. W omawianym rozwiązaniu, poszukiwana jest funkcja $F(\mathbf{x})$ interpolująca rzeczywistą lub zespoloną funkcję N-zmiennych $\hat{F}(\mathbf{x}) = \hat{F}(x_1, x_2, ..., x_N)$ w postaci funkcji wymiernej:

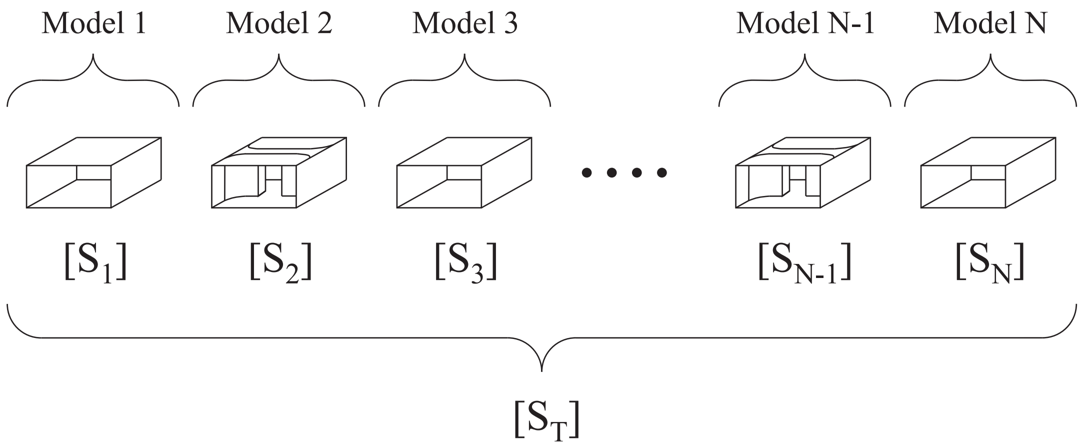
$$F(x_1, x_2, ..., x_N) = \frac{A(\mathbf{x})}{B(\mathbf{x})} = \frac{A(x_1, x_2, ..., x_N)}{B(x_1, x_2, ..., x_N)} \tag{3.2}$$

gdzie licznik $A(\mathbf{x})$ oraz mianownik $B(\mathbf{x})$ są wielomianami. Problem interpolacyjny rozwiązywany jest techniką uogólnionych najmniejszych kwadratów w oparciu o próbki interpolacyjne dobierane w pełni adaptacyjny sposób. W celu wyznaczenia miejsc próbek, dających największą poprawę dokładności modelu, budowane są równolegle dwa modele o różnych rzędach i badana jest różnica między ich odpowiedziami. Próbki umieszczane są następnie w miejscach największej różnicy między modelami. Aby polepszyć uwarunkowanie rozwiązania problemu interpolacji, w roli funkcji bazowych wykorzystano wielomiany Czebyszewa, ortogonalne w przedziale $< -1, 1 >$. Algorytm budowy modelu zapewnia odpowiedni rząd wielomianów w liczniku i w mianowniku poprzez obserwacje zmiany błędu w trakcie procesu tworzenia modelu, a także zapobiega nadmiernemu wzrostowi rzędu modelu, w razie konieczności, dzieląc dziedzinę. Użyteczność tej metody dowiedziono na przykładach modeli parametrów rozproszenia elementów pasywnych wykorzystanych do syntezy i optymalizacji pasmowo-przepustowych filtrów falowodowych [86]. Dokładniejszy opis algorytmu zawiera Dodatek C.

3.1.2 Modele elementów macierzy rozproszenia

Głównym ograniczeniem znanych technik modelowania jest liczba zmiennych, determinująca liczbę próbek niezbędnych do stworzenia modelu. Z tego właśnie powodu, w praktyce niemożliwe jest stworzenie modelu całej struktury filtru opisywanej często przez kilkadziesiąt zmiennych. Naturalnym rozwiązaniem tego problemu jest stworzenie zbioru modeli poszczególnych elementów struktury ograniczając w ten sposób liczbę wymiarów każdego z modeli.

Na tej właśnie zasadzie opiera się najpopularniejszy sposób wykorzystania modeli zastępczych, czyli modeli współczynników transmisji i odbicia poszczególnych elementów struktury fizycznej filtru. W rozwiązaniu tym wszystkie elementy reprezentowane są przez modele zastępcze opisujące ich parametry rozproszenia w funkcji wymiarów fizycznych, częstotliwości itp. (Rysunek 3.3). Następnie, na podstawie macierzy rozproszenia poszczególnych elementów, wyznaczana jest macierz rozproszenia całej struktury. Synteza wymiarów dokonywana jest dalej na zasadzie optymalizacji wymiarów przy odpowiednio zdefiniowanej funkcji celu [39, 47, 86, 88, 135]. Niewątpliwą zaletą takiego rozwiązania jest uniwersalność wynikająca z faktu, że stworzone modele elementów pasywnych mogą być wykorzystane do syntezy innych klas układów niż filtry pasmowo-przepustowe.



Rysunek 3.3: Schemat koncepcyjny reprezentacji układu przez modele parametrów rozproszenia.

Synteza filtru składającego się z modeli współczynników transmisji i odbicia wymaga implementacji skomplikowanej techniki optymalizacyjnej z jedną z funkcji celu, opisaną w Rozdziale 2.3. Wybór funkcji celu jest ważnym zagadnieniem, gdyż wpływa na zbieżność optymalizacji.

Inny problem opisywanego podejścia związany jest z propagacją wyższych rodzajów pola. Dla każdego rodzaju pola występującego w strukturze, a którego obecności pominięcie nie jest możliwe ze względu na wymaganą dokładność, niezbędne jest zbudowanie odrębnego modelu. Ponadto uwzględnić należy sprzężenia między rodzajami, co dodatkowo utrudnia dokładne modelowanie układu. Dla przykładu, macierz rozproszenia układu wzajemnego i symetrycznego, pracującego z jednym rodzajem pola, ma postać:

$$\mathbf{S}_1 = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

co przy założeniach, wynikających z symetrii i wzajemności układu:

$$s_{11} = s_{22} \tag{3.4}$$
$$s_{12} = s_{21} \tag{3.5}$$

powoduje, że kompletny model takiego układu składa się z dwóch modeli parametrów, tj. s_{11} oraz s_{12}. Przy modelowaniu tego samego układu, uwzględniając propagację dwóch rodzajów pola można założyć, że układ ten jest układem czterowrotowym. Wtedy a_i^k jest falą k-tego rodzaju ($k = 1, 2$) padającego na i-te wrota ($i = 1, 2$), zaś b_j^m jest falą m-tego rodzaju ($m = 1, 2$) odbitą od j-tych wrót ($j = 1, 2$). Układ taki opisuje równanie macierzowe w postaci:

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{11}^{1-1} & s_{11}^{1-2} \\ s_{11}^{2-1} & s_{11}^{2-2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} s_{12}^{1-1} & s_{12}^{1-2} \\ s_{12}^{2-1} & s_{12}^{2-2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} s_{21}^{1-1} & s_{21}^{1-2} \\ s_{21}^{2-1} & s_{21}^{2-2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} s_{22}^{1-1} & s_{22}^{1-2} \\ s_{22}^{2-1} & s_{22}^{2-2} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1^1 \\ a_1^2 \\ a_2^1 \\ a_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1^1 \\ b_1^2 \\ b_2^1 \\ b_2^2 \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

gdzie $s_{ij}^{k-m} = b_i^k / a_j^m$ oznacza współczynnik rozproszenia s_{ij} przy j-tych wrotach pobudzanych rodzajem m oraz sygnałem wyjściowym rodzaju k-tego z wrót i-tych. Ponieważ układ jest symetryczny i wzajemny, słuszne są zależności:

$$s_{11}^{1-1} = s_{22}^{1-1} \tag{3.7}$$
$$s_{11}^{1-2} = s_{11}^{2-1} = s_{22}^{1-2} = s_{22}^{2-1} \tag{3.8}$$
$$s_{11}^{2-2} = s_{22}^{2-2} \tag{3.9}$$
$$s_{12}^{1-1} = s_{21}^{1-1} \tag{3.10}$$
$$s_{12}^{1-2} = s_{12}^{2-1} = s_{21}^{1-2} = s_{21}^{2-1} \tag{3.11}$$
$$s_{12}^{2-2} = s_{21}^{2-2} \tag{3.12}$$

a liczba modelowanych parametrów rozproszenia wzrasta do sześciu dla pojedynczej nieciągłości. Rezultaty syntezy filtrów falowodowych wykorzystującej modele dwurodzajowe można znaleźć w [83].

3.1.3 Modele elementów macierzy sprzężeń

Odmiennym podejściem do zastosowania modeli zastępczych w syntezie filtrów mikrofalowych jest wykorzystanie modeli elementów macierzy sprzężeń filtru. Metoda ta jest zarówno wydajna, ze względu na zastosowanie modeli zastępczych, jak i bardzo dokładna, dzięki uwzględnieniu efektów związanych z obciążeniem rezonatorów oraz propagacją wyższych rodzajów pola.

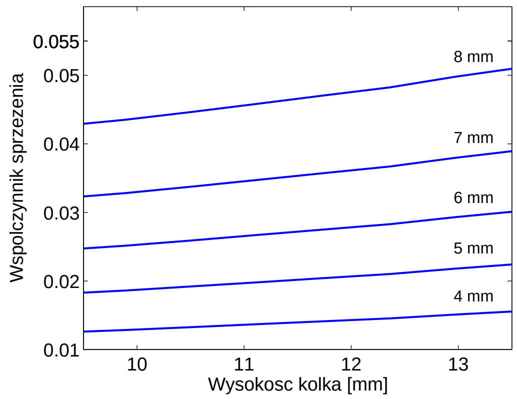
3.1.3.1 Model pojedynczego elementu sprzęgającego

Zastosowanie modeli elementów macierzy sprzężeń umożliwia przeprowadzenie klasycznego zwymiarowania struktury, opisanego w Rozdziale 1.3.1. Pomiary rzeczywistych struktur bądź też wielokrotne symulacje pełnofalowe zostają zastąpione wyznaczeniem wartości modelu zastępczego. Najprostszym modelem tego typu jest model współczynnika sprzężenia realizowanego przez element sprzęgający w funkcji jego wymiarów i/lub częstotliwości. Jako przykład, rozważona zostanie poniżej przesłona sprzęgająca dwa rezonatory typu grzebieniowego. Model taki jest odpowiednikiem symulacji lub pomiarów dwóch sprzężonych poprzez przesłonę rezonatorów. Zazwyczaj stosuje się zasilanie sondą o małym współczynniku sprzężenia źródło-rezonator aby zminimalizować jej wpływ na wyniki symulacji (pomiarów). Budowa modelu współczynnika sprzężenia jedynie w funkcji parametrów elementu sprzęgającego powoduje, że nie uwzględnia się obecności pozostałych elementów w ostatecznej strukturze filtru, które wpływają na wartość modelowanego współczynnika. Rysunek 3.4(a) przedstawia zależność współczynnika sprzężenia, realizowanego przez przesłonę sprzęgającą dwa rezonatory typu grzebieniowego, w funkcji wysokości kołka rezonatora oraz szerokości szczeliny w przesłonie. Współczynnik sprzężenia oszacowano na podstawie symulacji pełnofalowych struktury przedstawionej na Rysunku 3.4(b). Z wykresu wynika, że na wartość współczynnika sprzężenia ma również wpływ wysokość kołka, przy czym wpływ ten nieznacznie wzrasta ze wzrostem szerokości szczeliny sprzęgającej. Podobnie rozważyć można model innego elementu macierzy sprzężeń, częstotliwości rezonansowej rezonatora typu grzebieniowego. Na Rysunku 3.5(a) przedstawiono wykres ilustrujący zależność częstotliwości rezonansowej rezonatora w funkcji współczynnika sprzężenia z sąsiadującym rezonatorem dla różnych wysokości kołka. Ponownie da się zauważyć wpływ elementu sąsiadującego (przesłony sprzęgającej) na częstotliwość rezonansową samego rezonatora.

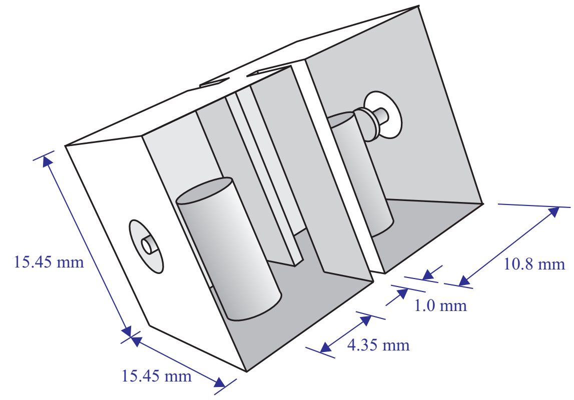
Z przedstawionych przykładów wynika, że wykorzystanie modeli elementów macierzy sprzężeń bez uwzględnienia efektów związanych z obecnością sąsiadujących elementów może prowadzić do błędnych rezultatów syntezy wymiarów struktury filtru. Stąd wniosek, że poprawne zwymiarowanie struktur rozważanego typu wymaga zastosowania modeli elementów macierzy sprzężeń uwzględniających wspomniane wyżej zależności.

3.1.3.2 Model z uwzględnieniem wpływu obciążenia rezonatorów

W odróżnieniu od współczynników rozproszenia, zależności współczynników sprzężeń oraz częstotliwości rezonansowych w funkcji wymiarów struktury są zazwyczaj łatwo opisywal-

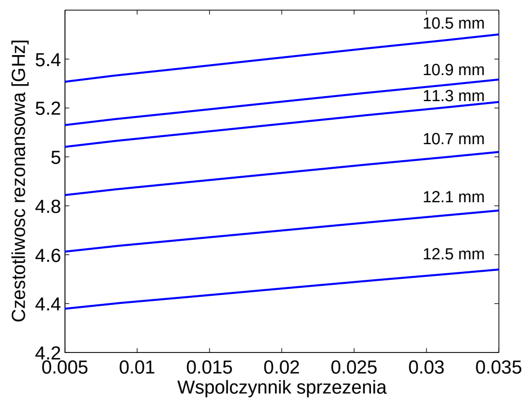


(a)

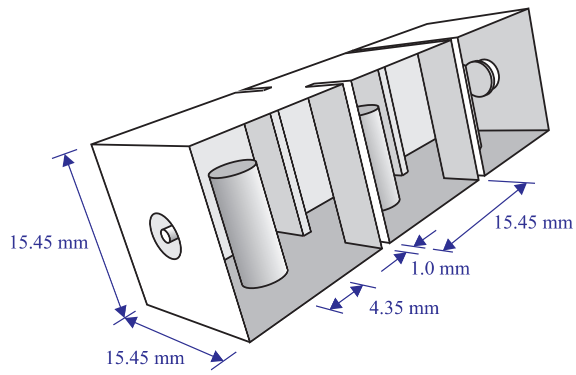


(b)

RYSUNEK 3.4: Wpływu wysokości kołka na sprzężenie realizowane przez przesłonę w filtrze grzebieniowym: (a) wykres współczynnika sprzężenia w funkcji wysokości kołka w rezonatorze dla różnych szerokości szczeliny w przesłonie; (b) struktura filtru grzebieniowego o wymiarach rezonatora $15.45 \times 15.45 \times 10.80$mm, średnicy kołków $d_p = 4.35$mm, grubości przesłony $t = 1.0$mm.



(a)

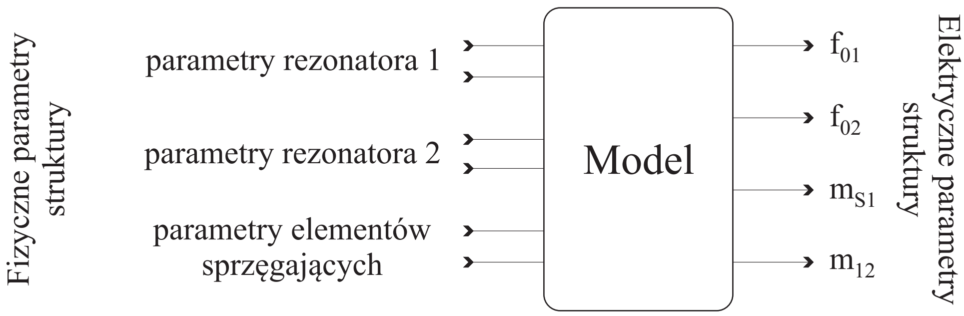


(b)

RYSUNEK 3.5: Wpływ obciążenia rezonatora na jego częstotliwość rezonansową: (a) wykres zależności częstotliwości rezonansowej w funkcji sprzężenia z sąsiadującym rezonatorem. Poszczególne linie reprezentują różne wysokości kołków (zaznaczone na wykresie); (b) rezonator z kołkiem o niepełnej wysokości; wymiary rezonatora $15.45 \times 15.45 \times 15.45$mm, średnica kołka $d_p = 4.35$mm.

ne wielomianami niskiego rzędu. Stwarza to możliwość tworzenia modeli o większej liczbie zmiennych, a co za tym idzie, możliwe jest stworzenie modeli większych struktur niż pojedynczych rezonatorów czy elementów sprzęgających, uwzględniając podczas modelowania m.in. wpływ zmiennego sprzężenia modelowanego rezonatora z sąsiadującymi rezonatorami. Przykład takiego podejścia ilustruje Rysunek 3.6, na którym przedstawiono koncepcyjny schemat modelu uwzględniający zmienne obciążenie rezonatora. Parametrami tego modelu są parametry głównego rezonatora (rezonator 1), parametry rezonatora obciążającego (rezonator 2) oraz parametry elementów sprzęgających, takich jak przesłony oraz sonda zasilająca układ.

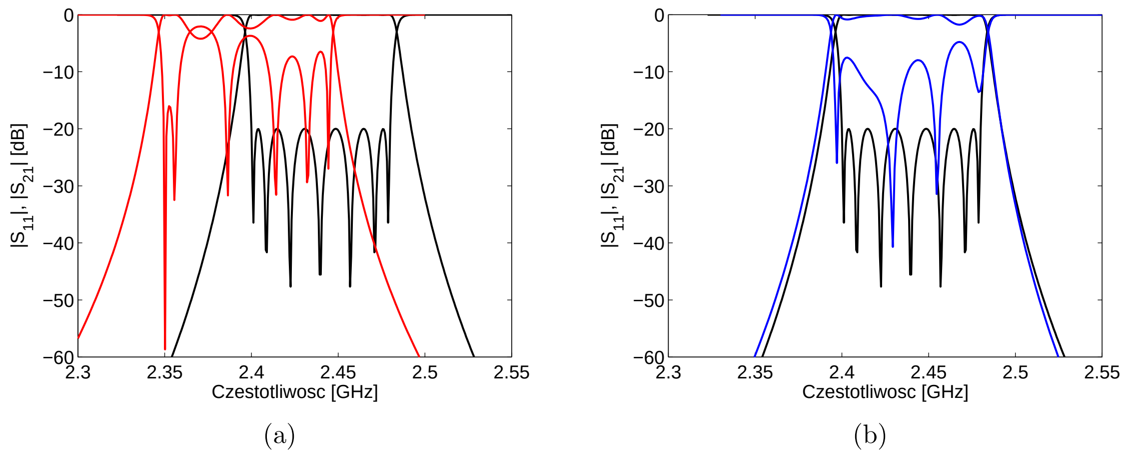
Przykładem struktury, która może posłużyć do budowy takiego modelu, jest układ trzech rezonatorów grzebieniowych zasilanych przez sondę elektryczną, przedstawiony na Rysunku 3.4(b). Parametrami rezonatorów w tym przypadku są wymiary kołków zaś parametrami elementów sprzęgających są wymiary przesłon oraz parametry sondy, tj. wymiary dysku oraz odległość dysku od kołka w pierwszym rezonatorze. Na Rysunku 3.7 przedstawiono odpowiedzi pełnofalowe dwóch filtrów po wstępnym zwymiarowaniu w oparciu o modele elementów macierzy sprzężeń. W przypadku pierwszego z nich, do zwymiarowania wykorzystano modele pojedynczych elementów sprzęgających bez uwzględnienia elementów sąsiadujących. Pierwszym krokiem było ustalenie wymiarów rezonatorów zapewniających właściwą częstotliwość rezonansową, a następnie wyznaczenie wymiarów przesłon i sondy zasilającej dla pożądanych wartości współczynników sprzężeń. Przesunięcie pasma przepustowego, widoczne na Rysunku 3.7(a), wynika z nieuwzględnienia wpływu zmiennego sprzężenia rezonatorów na ich częstotliwość rezonansową (Rysunek 3.5(a)). Drugi filtr został zwymiarowany z wykorzystaniem modelu uwzględniającego wpływ elementów sąsiadujących (3.6), opisanego szerzej w dalszej części opracowania. Na wykresie widoczna jest wyraźna poprawa dokładności syntezy, zwłaszcza w przypadku częstotliwości środkowej.



Rysunek 3.6: Schemat koncepcyjny modelu elementów macierzy sprzężeń uwzględniający efekty związane z obciążeniem rezonatorów.

3.1.3.3 Ekstrakcja macierzy sprzężeń modelowanej struktury

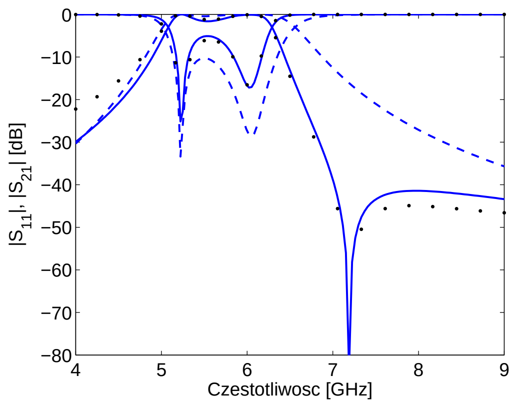
Tworzenie modeli elementów macierzy sprzężeń wymaga zastosowania techniki ekstrakcji macierzy sprzężeń z wyników symulacji modelowanej struktury. W przypadku modeli najprostszych, ekstrakcja sprowadza się do zastosowania wzoru (1.13) po uprzednim wyznaczeniu częstotliwości rezonansowych charakterystyki transmisyjnej. Uwzględnienie zjawisk związanych z obciążeniem rezonatora, czyli modelowanie struktur o większej liczbie rezonatorów wymaga zastosowania zaawansowanych algorytmów ekstrakcji macierzy sprzężeń. Dla niektórych klas struktur, na etapie ekstrakcji macierzy sprzężeń, uwzględnić



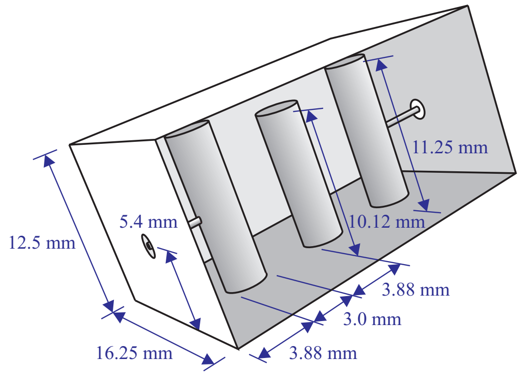
RYSUNEK 3.7: Odpowiedzi pełnofalowe przykładowego filtru typu grzebieniowego po zwymiarowaniu (a) z wykorzystaniem modeli pojedynczych modeli elementów struktury oraz (b) modeli uwzględniających obciążenie rezonatora.

należy takie efekty jak pasożytnicze sprzężenia, czy też rezonanse spowodowane obecnością wyższych rodzajów pól. Przykładem takiej struktury jest układ trzech rezonatorów grzebieniowych we wspólnej wnęce falowodowej zaprezentowany na Rysunku 3.8(b), który ma zastosowanie w szerokopasmowych filtrach pasmowo-przepustowych. Wyniki symulacji tej struktury ujawniają obecność zera transmisyjnego powyżej częstotliwości rezonansowej rezonatorów, wynikającą z pasożytniczego sprzężenia pierwszego kołka z ostatnim. Prawidłowe wyznaczenie sprzężeń między kołkami wymaga w tym przypadku uwzględnienia obecności dodatkowego sprzężenia podczas ekstrakcji macierzy sprzężeń. Tabele 3.1 prezentują wyznaczone elementy macierzy sprzężeń w przypadku uwzględnienia sprzężenia pasożytniczego oraz bez jego uwzględnienia. Jak widać, wartości współczynników sprzężeń obarczone są znacznym błędem w przypadku nieuwzględnienia dodatkowego sprzężenia. Pomimo tego, że błąd względny częstotliwości rezonansowych jest niewielki, to w przypadku filtrów wąskopasmowych, taka odchyłka rzędu kilkudziesięciu megaherców oznaczać może przesunięcie o całe pasmo filtru. Odpowiedzi układu wynikające z tych macierzy prezentuje Rysunek 3.8(a).

Proces identyfikacji macierzy sprzężeń rozpoczyna się od stworzenia modelu wymiernego odpowiedzi (1.4)-(1.5) na podstawie wyników symulacji za pomocą algorytmu opisanego w [86]. Następnie, na podstawie wielomianów $P_N(s)$, $F_N(s)$ i $E_N(s)$ tworzona jest tzw. macierz poprzeczna [41] oraz znajdowane są wartości własne tej macierzy. Macierz sprzężeń o topologii odpowiadającej topologii symulowanej struktury znajdowana jest na drodze optymalizacji z funkcją celu opartą na wartościach własnych macierzy [75]. Proces ekstrakcji macierzy sprzężeń opisany jest szerzej w Dodatku B.



(a)



(b)

RYSUNEK 3.8: Przykład analizy struktury ze sprzężeniem pasożytniczym: (a) charakterystyka układu, czarne punkty - wyniki symulacji, ciągła linia - odpowiedź wynikająca w wyznaczonej macierzy sprzężeń uwzględniającej sprzężenie pasożytnicze, linia przerywana - odpowiedź wynikająca w wyznaczonej macierzy sprzężeń nieuwzględniającej sprzężenia pasożytnicze; (b) widok struktury o wymiarach: szerokość falowodu $A = 16.25$mm, wysokość falowodu $B = 12.5$mm, odległości między kołkami $d = 3.88$mm, wysokości skrajnych kołków $h_1 = 11.25$mm, wysokość środkowego kołka $h_2 = 10.12$mm, średnica kołków $d_p = 3.0$mm, wysokość zaczepienia linii współosiowej $d_y = 5.4$mm.

TABELA 3.1: Wyznaczone elementy macierzy sprzężeń dla struktury z Rysunku 3.8(b) uwzględniające (M_{ij}^1) i nieuwzględniające (M_{ij}^2) istnienia sprzężenia pasożytniczego: (a) współczynniki sprzężenia oraz (b) częstotliwości rezonansowe.

(a)

i	j	M_{ij}^1	M_{ij}^2	Błąd [%]
S	1	0.3518	0.4385	24.6
1	2	0.1409	0.1783	26.6
2	3	0.1409	0.1783	26.6
3	L	0.3518	0.4385	24.6
1	3	0.0433	-	-

(b)

Rezonator	f_0^1 [GHz]	f_0^2 [GHz]	Błąd [%]
1	5.785	5.814	0.50
2	5.726	5.677	0.86
3	5.785	5.814	0.50

3.1.3.4 Uwzględnienie propagacji wyższych rodzajów pola

Jak wspomniano wcześniej, uwzględnienie wielu rodzajów pola w przypadku modelowania współczynników transmisji i odbicia nieciągłości, wymaga tworzenia szeregu modeli dla poszczególnych rodzajów oraz modeli opisujących sprzężenia między rodzajami. W przypadku proponowanej metody modelowania elementów macierzy sprzężeń wszystkie rodzaje pola, których uwzględnienie projektant uzna za konieczne, są analizowane w fazie symulacji modelowanej struktury. Wartości elementów ekstrahowanej macierzy sprzężeń wynikają z obecności wszystkich uwzględnionych rodzajów pól. Tym samym liczba rodzajów pola obecnych w strukturze nie ma wpływu na liczbę modeli układu.

3.2 Automatyczna synteza z wykorzystaniem modeli

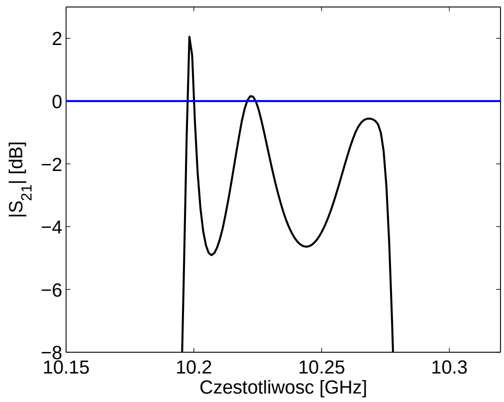
Poprawnie stworzone dokładne modele zastępcze mogą zostać wykorzystane do automatycznej syntezy filtrów. Jeżeli parametrami modeli są znormalizowane wymiary geometryczne, za pomocą prostego skalowania ten sam zestaw modeli może posłużyć do wstępnego wymiarowania struktur filtrów o różnych specyfikacjach. Rezultatem takiej syntezy może być doskonały punkt startowy do końcowej optymalizacji pełnofalowej bądź fizycznego strojenia układu. Algorytmy syntezy wykorzystującej modele zastępcze różnią się zasadniczo w przypadkach wykorzystania modeli elementów macierzy rozproszenia oraz elementów macierzy sprzężeń.

3.2.1 Synteza z wykorzystaniem modeli parametrów rozproszenia

W przypadku modeli współczynników transmisji i odbicia, synteza wymiarów filtru odbywa się na drodze optymalizacji struktury reprezentowanej przez zbiór modeli zastępczych macierzy rozproszeń elementów filtru (Rysunek 3.3). Odpowiedź filtru wyznaczana jest jako odpowiedź układu połączonych ze sobą nieciągłości oraz odcinków falowodów. Na bazie odpowiedzi budowana jest funkcja celu, opisana w Rozdziale 2.3, minimalizowana następnie z wykorzystaniem stosownej techniki optymalizacyjnej.

Mimo, iż teoretycznie funkcja celu może zostać sformułowana w dowolny sposób, w praktyce wykorzystanie modeli współczynników rozproszenia nakłada pewne ograniczenia. Wynikająca z definicji modelu zastępczego skończona dokładność powoduje, że dla pewnych zakresów parametrów, macierz rozproszenia opisująca układ nie spełnia warunku pasywności. Nawet niewielkie naruszenie pasywności pojedynczego elementu wchodzącego w skład skomplikowanej struktury filtru może powodować znaczące naruszenie warunku pasywności całego układu. Ilustracją takiej sytuacji jest Rysunek 3.9, przedstawiający rezultat symulacji filtru złożonego z niepasywnych modeli zastępczych elementów macierzy rozproszenia. Konsekwencją braku pasywności modeli są trudności w identyfikacji macierzy sprzężeń układu, często uniemożliwiające zastosowanie opisanych w Rozdziale 2.3.3 bardzo wydajnych technik optymalizacyjnych, opartych właśnie na macierzy sprzężeń układu.

Konieczność zastosowania mniej wydajnych technik optymalizacyjnych powoduje trudności ze znalezieniem rozwiązania. Ponieważ jakość rozwiązania problemu wstępnego wymiarowania rzutuje w bezpośredni sposób na czas późniejszej optymalizacji pełnofalowej, stanowi to poważny problem. W praktyce okazuje się również, że konieczny jest odpowiedni punkt startowy do optymalizacji stanowiącej etap wstępnego wymiarowania, co prezentuje dodatkowy problem znalezienia takiego punktu. Dla skomplikowanych struktur



Rysunek 3.9: Rezultat symulacji charakterystyki transmisyjnej filtru reprezentowanego przez niepasywne macierze rozproszenia elementów.

liczba optymalizowanych zmiennych może sięgać kilkudziesięciu, co w przypadku funkcji celu niebazującej na macierzy sprzężeń poważnie utrudnia rozwiązanie.

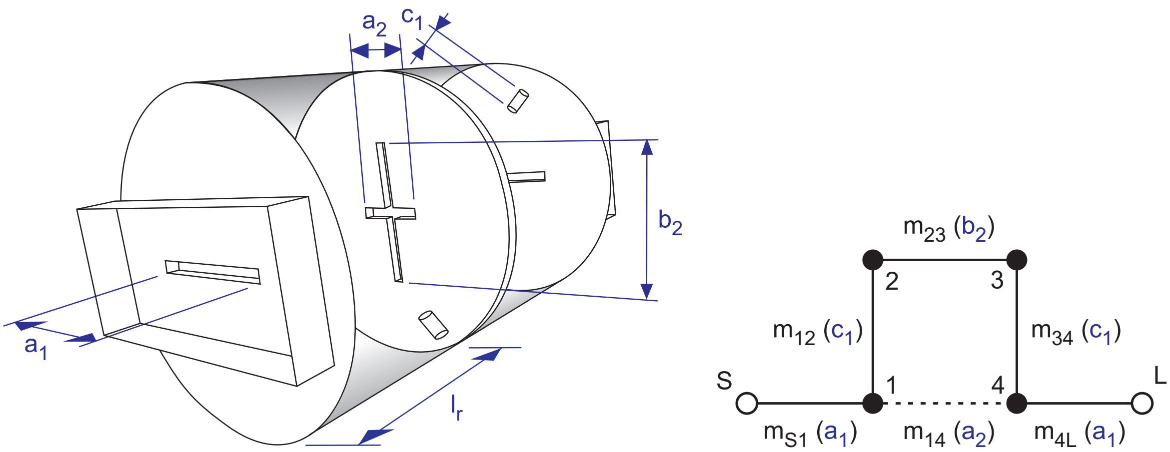
3.2.2 Synteza z wykorzystaniem modeli elementów macierzy sprzężeń

W przypadku syntezy wykorzystującej modele elementów macierzy sprzężeń cel syntezy sformułowany jest podobnie jak w przypadku klasycznej syntezy, jako optymalizacja z funkcją celu opartą o elementy macierzy sprzężeń układu (2.17). Wartości $\{m_{ij}\}$ wyznaczane są wprost przez model, co powoduje, że nie jest konieczne ekstrahowanie macierzy sprzężeń z odpowiedzi. Z uwagi na liniową zależność współczynników sprzężeń od wymiarów geometrycznych dla wielu struktur, optymalizacja z funkcją celu (2.17) cechuje się bardzo wysoką zbieżnością i wydajnością.

W sytuacji gdy model zastępczy obejmuje całą strukturę filtru, rozwiązanie powyższego problemu ogranicza się do pojedynczej optymalizacji problemu (2.17). Zbudowanie takiego modelu możliwe jest tylko dla struktur filtrów niskiego rzędu, co powoduje, że dla bardziej skomplikowanych przypadków konieczny jest podział struktury na części i rozwiązywanie rozważanego problemu dla każdej z części osobno. Sposób podziału struktury na podukłady ma wpływ na dokładność syntezy i powinien uwzględniać interakcję między elementami struktury filtru. Przykłady takich interakcji zaprezentowano na przykładach, widocznych na Rysunkach 3.4 oraz 3.5.

3.2.3 Przykład syntezy filtru dwurodzajowego

Aby porównać dwie omawiane w tym rozdziale metody, tj. syntezę w oparciu o modele elementów macierzy rozproszenia i syntezę w oparciu o modele elementów macierzy sprzężeń, rozważony zostanie w tym punkcie filtr dwurodzajowy czwartego rzędu w falowodzie kołowym (Rysunek 3.10) o promieniu $r_0 = 13$mm. Struktura filtru zaczerpnięta z pracy [103] składa się z dwóch rezonatorów pracujących z rodzajem pola TE_{111} o dwóch ortogonalnych polaryzacjach: pionowej i poziomej. Filtr zasilany jest z falowodu prostokątnego WR90 poprzez szczelinę sprzęgającą rodzaj TE_{10} w falowodzie prostokątnym z polaryzacją pionową rodzaju TE_{11} w falowodzie kołowym. Sprzężenie między polaryzacjami zapewniają śruby umieszczone w połowie długości rezonatorów pod kątem 45° do płaszczyzn polaryzacji. Niezależne sprzężenia między odpowiednimi polaryzacjami w obu rezonatorach realizuje przesłona między rezonatorami z dwoma prostopadłymi szczelinami. Strojenie częstotliwości rezonansowej polaryzacji pionowej zapewnia odpowiednia długość rezonatora, zaś dla strojenia polaryzacji poziomej wprowadzona została śruba strojąca w płaszczyźnie polaryzacji. Schemat sprzężeń realizowany przez tę strukturę przedstawiono na Rysunku 3.10.



RYSUNEK 3.10: Schemat modelowanej struktury dwóch identycznych rezonatorów dwurodzajowych wraz ze schematem sprzężeń (w nawiasach kolorem czerwonym oznaczono wymiary struktury mające zasadniczy wpływ na poszczególne sprzężenia).

3.2.3.1 Model elementów macierzy sprzężeń

Aby zademonstrować cechy prezentowanej metody syntezy, zbudowano modele elementów macierzy sprzężeń realizowanych przez strukturę z Rysunku 3.10. Modele te posiadają pięć parametrów zestawionych w Tabeli 3.2, które uwzględniają częstotliwość oraz cztery wymiary geometryczne mające zasadniczy wpływ na wielkość współczynników sprzężeń. Dla uproszczenia przyjęto, że grubości przesłon, wysokości szczelin oraz średnice śrub są równe $d_0 = 1$mm.

Modelowane wielkości zestawione w Tabeli 3.4 to współczynniki sprzężeń realizowanych przez poszczególne elementy struktury, długość rezonatora znormalizowaną do jego promienia dla określonej częstotliwości rezonansowej oraz odchyłki częstotliwości rezonansowych spowodowanych obecnością śrub sprzęgających polaryzacje. Koncepcja modelu elementów macierzy sprzężeń przedstawiona na Rysunku 3.6 zakłada modelowanie częstotliwości rezonansowych w funkcji wymiarów geometrycznych. W przedstawionym przykładzie modelowana jest odwrotna zależność, tj. model opisuje długość rezonatora zapewniająca zadaną częstotliwość rezonansową polaryzacji pionowej. Częstotliwość rezonansowa polaryzacji poziomej regulowana jest niezależnie dodatkową śrubą strojącą, której długość ustalana jest w oparciu o dodatkowy model odchyłki częstotliwości rezonansowej. Z uwagi na dyspersyjny charakter falowodu kołowego ekstrakcja macierzy sprzężeń z szerokopasmowych odpowiedzi jest utrudniona i obarczona błędem. Aby ograniczyć występowanie takiej sytuacji, zamiast ekstrakcji częstotliwości rezonansowej z symulacji rezonatorów o zadanej długości, długość rezonatorów modelowanej struktury wyznaczana jest wcześniej na podstawie żądanej częstotliwości f_0 oraz faz współczynników odbicia przesłon. Dzięki temu, analiza struktury odbywa się w wąskim paśmie wokół zadanej częstotliwości środkowej f_0 i gwarantuje uzyskanie dokładnych rezultatów ekstrakcji macierzy sprzężeń. Dodatkowo wykluczenie długości śruby strojącej częstotliwość rezonansową polaryzacji poziomej ze zbioru parametrów pierwszego modelu pozwoliło na zredukowanie złożoności modelu. Takie podejście jest tym bardziej słuszne, gdyż wpływ niewielkiej śruby umieszczonej w płaszczyźnie tejże polaryzacji na inne parametry elektryczne struktury jest pomijalny.

Szczegółowa procedura wyznaczania modelowanych wielkości z odpowiedzi pełnofalowej struktury zilustrowanej na Rysunku 3.10 dla wektora parametrów $\mathbf{x} = [\ f_0,\ a_1,\ a_2,\ b_2,\ c_1\ ]^T$ składała się z następujących etapów:

1. Wyznaczenie znormalizowanej długości rezonatora dla częstotliwości rezonansowej f_0 polaryzacji pionowej rodzaju TE_{111}. Długość wyznaczana jest na podstawie faz współczynników odbicia przesłony wejściowej φ_1 oraz przesłony środkowej φ_2 według wzoru:

$$l_r = \frac{1}{\beta}(n \cdot \pi - \theta_1 - \theta_2) \tag{3.13}$$

   gdzie β jest stałą propagacji dla rodzaju TE_{11} w falowodzie kołowym, $n = 1$ dla rodzaju rezonatorowego TE_{111}, zaś $\theta_1 = (\pi - \varphi_1)/2$ i $\theta_2 = (\pi - \varphi_2)/2$. Współczynniki odbicia wyznaczane są na podstawie analiz pełnofalowych przesłon na częstotliwości f_0 dla polaryzacji pionowej rodzaju TE_{11}. Modelowana jest długość znormalizowana względem promienia rezonatora l_r/r_0.

2. Analiza pełnofalowa struktury jak na Rysunku 3.10 dla wymiarów geometrycznych z wektora parametrów $\mathbf{x}$ oraz uprzednio wyznaczonej długości rezonatorów l_r.

3. Identyfikacja macierzy sprzężeń na podstawie wyznaczonych parametrów rozproszenia s_{11} oraz s_{21} w kilkunastu punktach częstotliwościowych. Procedura identyfikacji została obszernie opisana w Dodatku B.

Tabela 3.2: Zestawienie parametrów i ich zakresów dla modelu elementów macierzy sprzężeń. Zakresy poszczególnych parametrów są znormalizowane względem częstotliwości odcięcia w falowodzie prostokątnym f_c, do szerokości tego falowodu a_0 bądź do promienia falowodu kołowego r_0.

Parametr	Zakres
f_0	$1.30 \div 1.60 \cdot f_c$
a_1	$0.40 \div 0.50 \cdot a_0$
a_2	$0.28 \div 0.50 \cdot r_0$
b_2	$0.40 \div 0.70 \cdot r_0$
c_1	$0.15 \div 0.25 \cdot r_0$

Tabela 3.3: Zestawienie parametrów i ich zakresów dla modelu odstrojenia rezonatora pod obecność śruby strojącej. Zakresy poszczególnych parametrów są znormalizowane względem częstotliwości odcięcia w falowodzie prostokątnym f_c, do szerokości tego falowodu a_0 bądź do promienia falowodu kołowego r_0.

Parametr	Zakres
f_0	$1.30 \div 1.60 \cdot f_c$
a_1	$0.40 \div 0.50 \cdot a_0$
c_2	$0.23 \div 0.35 \cdot r_0$

Tabela 3.4: Zestawienie modelowanych wielkości w modelu elementów macierzy sprzężeń.

Parametr	Rząd modelu $\mathbf{v}$	Średni błąd bezwględny	Średni błąd względny [%]
Układ rezonatorów			
M_{S1}	[3 3 4 3 3]	0.000240	0.76
M_{12}	[2 3 3 2 2]	0.000051	1.09
M_{23}	[2 3 3 3 2]	0.000048	1.86
M_{14}	[2 3 2 2 2]	0.000036	3.25
l_r/r_0	[4 3 2 2 2]	0.000118	0.01
Δf_{02}	[3 3 3 3 3]	0.000049	7.42
Układ śruby strojącej			
Δf_{0H}	[2 2 3]	0.000172	2.35

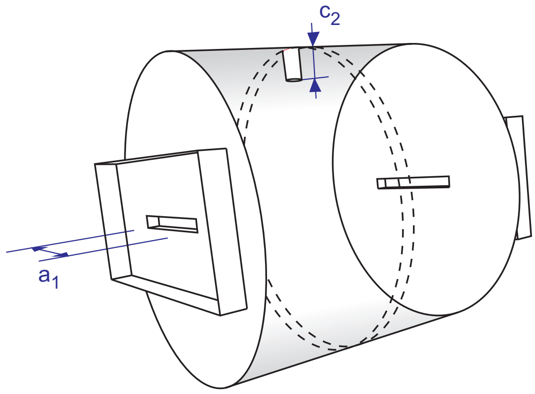
4. Wyznaczenie wielkości modelowanych, w tym odchyłki częstotliwości rezonansowej polaryzacji poziomej rodzaju TE_{111}, zdefiniowanej jako:

$$\Delta f_{02} = \frac{f_0 - f_{02}}{f_0} \tag{3.14}$$

gdzie f_0 jest częstotliwością środkową filtru, f_{02} jest częstotliwością rezonansową polaryzacji poziomej.

Ponieważ elektryczne długości rezonatora dla polaryzacji pionowej i poziomej są różne, niezbędnym jest wprowadzenie do układu śruby strojącej w płaszczyźnie poziomej filtru. Modelowana struktura dwóch rezonatorów analizowana była pod nieobecność śruby strojącej, pozwalającej zmienić częstotliwość rezonansową polaryzacji poziomej. Z tego powodu wykonano dodatkowy model odchylenia częstotliwości rezonansowej rodzaju TE_{11} spowodowanej obecnością śruby strojącej umieszczonej w płaszczyźnie polaryzacji.

Model, poza zmienną długością śruby i częstotliwością, uwzględniał zmienne sprzężenie rezonatora z pozostałymi częściami filtru. Względna zmiana częstotliwości rezonansowej, będąca skutkiem wprowadzenia śruby, została wyznaczana z analiz struktury pokazanej na Rysunku 3.11. Zakresy zmienności parametrów modelu przedstawione są w Tabeli 3.3.



Rysunek 3.11: Widok rozważanej struktury dla modelu śruby strojącej.

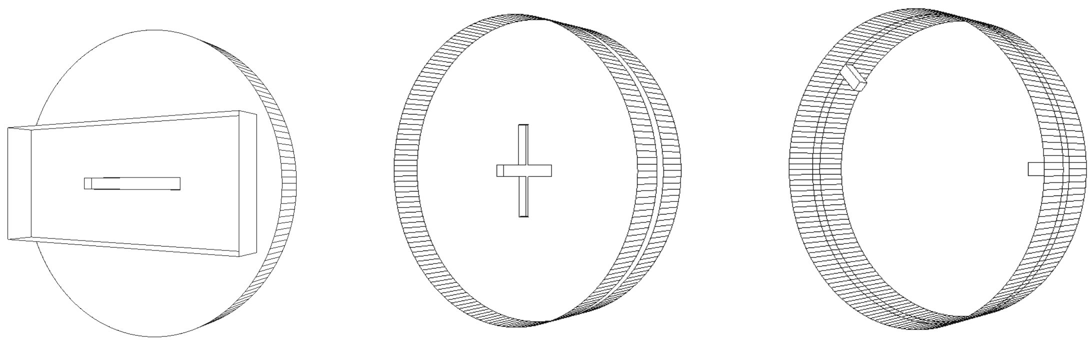
Budowa modelu układu rezonatorów wymagała generacji 460 próbek i zajęła 9 godzin obliczeń na komputerze z procesorem o zegarze 2.66GHz. Średni czas generacji jednej próbki, oznaczający analizę przesłon (celem wyznaczenia długości rezonatora) oraz całej struktury, wyniósł 71 sekund. Model struktury śruby strojącej wymagał generacji 37 próbek, a jego budowa zajęła 33 minuty. Dokładność modelu została oszacowana na zbiorze 300 próbek losowo umieszczonych w dziedzinie modelu, a rezultaty szacowania umieszczone zostały w Tabeli 3.4.

Synteza wymiarów filtru przebiega w dwóch etapach. W pierwszym etapie wyznaczane są parametry $\{a_1, a_2, b_2, c_1\}$ dla zadanej częstotliwości środkowej f oraz zakładanych współczynników sprzężeń $\{M_{S1}, M_{12}, M_{23}, M_{14}\}$ wynikających ze współczynników sprzężeń prototypu dolnoprzepustowego i związanych z nimi zależnościami (A.16)-(A.18). W tym celu wykonywana jest optymalizacja przy funkcji celu zdefiniowanej następująco:

$$f = (\hat{M}_{S1} - M_{S1})^2 + (\hat{M}_{12} - M_{12})^2 + (\hat{M}_{23} - M_{23})^2 + (\hat{M}_{14} - M_{14})^2 \tag{3.15}$$

W rezultacie optymalizacji wyznaczone są tylko wymiary $\{a_1, a_2, b_2, c_1\}$. Długość rezonatora otrzymywana jest bezpośrednio z odpowiedzi modelu dla znalezionego wektora $[f_0, a_1^*, a_2^*, b_2^*, c_1^*]^T$. Brakujący wymiar geometryczny, tj. długość śruby strojącej c_2, znajdowany jest na drodze optymalizacji wykorzystującej drugi model z funkcją celu zdefiniowaną jako:

$$f = \left| \ \Delta\hat{f}_{02} - \Delta f_{02} \ \right| \tag{3.16}$$



(a) (b) (c)

Rysunek 3.12: Struktury wchodzące w skład filtru dwurodzajowego: (a) przesłona wejściowa realizujące sprzężenie rodzaju TE_{10} w falowodzie prostokątnym z rodzajem TE_{11} w falowodzie kołowym; (b) przesłona środkowa realizująca niezależne sprzężenia między ortogonalnymi polaryzacjami rodzaju TE_{11}; (c) układ śrub sprzęgającej ortogonalne polaryzacje oraz strojącej (zmieniającej częstotliwość rezonansową polaryzacji poziomej).

gdzie $\Delta\hat{f}_{02}$ jest odchyłką częstotliwości rezonansowej polaryzacji poziomej (Tabela 3.4) wyznaczoną na podstawie odpowiedzi pierwszego modelu dla wektora $[f_0, a_1^*, a_2^*, b_2^*, c_1^*]^T$, zaś Δf_{02} wyznaczana jest z odpowiedzi drugiego modelu.

3.2.3.2 Model parametrów rozproszenia

Synteza z wykorzystaniem modeli współczynników rozproszenia wymaga stworzenia modeli macierzy rozproszenia elementów składowych struktury filtru. Dla rozważanego przykładu filtru dwurodzajowego do elementów tych należą: odcinek falowodu kołowego (którego odpowiedź wyznaczana jest analitycznie), przesłona wejściowa (Rysunek 3.12(a)), przesłona środkowa (Rysunek 3.12(b)) oraz układ śrub sprzęgającej i strojącej (Rysunek 3.12(c)). Podobnie jak dla modeli elementów macierzy sprzężeń, przyjęto częstotliwość pracy $f \in (1.3f_c, 1.6f_c)$ jako parametr modeli oraz odpowiednie wymiary elementów, zilustrowane na Rysunku 3.10, których zakresy zebrane zostały w Tabelach 3.2 oraz 3.3.

Ponieważ filtr pracuje w trybie dwurodzajowym, modelowane macierze rozproszenia elementów mają w ogólności postać (3.6). Dla odcinka falowodu kołowego macierz rozproszenia ma postać:

$$\mathbf{S}_{wg} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{-j\beta L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\beta L} \\ e^{-j\beta L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\beta L} & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

gdzie β jest stałą propagacji dla rodzaju TE_{11} w falowodzie kołowym, zaś L jest długością odcinka falowodu. Przesłona wejściowa jest układem niesymetrycznym, gdzie sygnał padający na pierwsze wrota jest rodzaju TE_{10}, zaś drugie wrota pobudzane są dwoma polaryzacjami rodzaju TE_{11}. Dla takiego układu macierz (3.6) przedstawia się następująco:

$$\mathbf{S}_{irin} = \begin{bmatrix} s_{11}^{TE_{10}-TE_{10}} & 0 & s_{12}^{TE_{10}-TE_{11}^V} & s_{12}^{TE_{10}-TE_{11}^H} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ s_{21}^{TE_{11}^V-TE_{10}} & 0 & s_{22}^{TE_{11}^V-TE_{11}^V} & s_{22}^{TE_{11}^V-TE_{11}^H} \\ s_{21}^{TE_{11}^H-TE_{10}} & 0 & s_{22}^{TE_{11}^H-TE_{11}^V} & s_{22}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H} \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

gdzie TE_{10} jest jedynym rodzajem pola propagowanym w falowodzie prostokątnym, zaś TE_{11}^V oraz TE_{11}^H są odpowiednio pionową i poziomą polaryzacją rodzaju TE_{11} propagowanego w falowodzie kołowym. Korzystając z faktów iż a) układ jest wzajemny, b) można pominąć sprzężenia między polaryzacjami oraz c) że z punktu widzenia polaryzacji poziomej, wrota drugie widziane są jako zwarcie ($s_{22}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H} = -1$), macierz $\mathbf{S}_{irin}$ opisać można trzema niezależnymi parametrami: $s_{11}^{TE_{10}-TE_{10}}$, $s_{12}^{TE_{10}-TE_{11}^V}$ oraz $s_{22}^{TE_{11}^V-TE_{11}^V}$. Dla pozostałych elementów, pracujących z obiema polaryzacjami rodzaju TE_{11}, dwurodzajowa macierz rozproszenia przyjmuje pełną postać:

$$\mathbf{S}_{irce} = \mathbf{S}_{scr} = \begin{bmatrix} s_{11}^{TE_{11}^V-TE_{11}^V} & s_{11}^{TE_{11}^V-TE_{11}^H} & s_{12}^{TE_{11}^V-TE_{11}^V} & s_{12}^{TE_{11}^V-TE_{11}^H} \\ s_{11}^{TE_{11}^H-TE_{11}^V} & s_{11}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H} & s_{12}^{TE_{11}^H-TE_{11}^V} & s_{12}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H} \\ s_{21}^{TE_{11}^V-TE_{11}^V} & s_{21}^{TE_{11}^V-TE_{11}^H} & s_{22}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H} & s_{22}^{TE_{11}^V-TE_{11}^H} \\ s_{21}^{TE_{11}^H-TE_{11}^V} & s_{21}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H} & s_{22}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H} & s_{22}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H} \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

Zarówno dla przesłony środkowej, jak i układu śrub, prawdziwe są zależności (3.7)-(3.12) wynikające z symetryczności i wzajemności układu. Dodatkowo założyć można, że dla przesłony środkowej sprzężenia między oboma polaryzacjami są pomijalne, co ogranicza liczbę niezależnych parametrów macierzy (3.19).

Macierz $\mathbf{S}_{irce}$ jest wtedy opisywalna przez cztery parametry: $s_{11}^{TE_{11}^V-TE_{11}^V}$, $s_{11}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H}$, $s_{21}^{TE_{11}^V-TE_{11}^V}$ oraz $s_{21}^{TE_{11}^H-TE_{11}^H}$. Macierz $\mathbf{S}_{scr}$ układu śrub wymaga dodatkowo uwzględnienia sprzężenia między polaryzacjami, czyli zamodelowania dwóch dodatkowych parametrów: $s_{11}^{TE_{11}^V-TE_{11}^H}$ oraz $s_{21}^{TE_{11}^V-TE_{11}^H}$.

Model przesłony wejściowej wymagał wygenerowania 743 próbek, model przesłony środkowej 176 próbek, z kolei model układu śrub 314 próbek. Zbudowanie wszystkich modeli zajęło algorytmowi automatycznej generacji modeli 2 godziny 20 minut. Dokładność modeli została oszacowana na zbiorze losowo wygenerowanych próbek, a jej rezultaty testów przedstawiono w Tabeli 3.5. W przypadku modelu przesłony wejściowej zbiór testowy składał się ze 100 próbek, a dla pozostałych modeli liczba próbek testowych wynosiła 300.

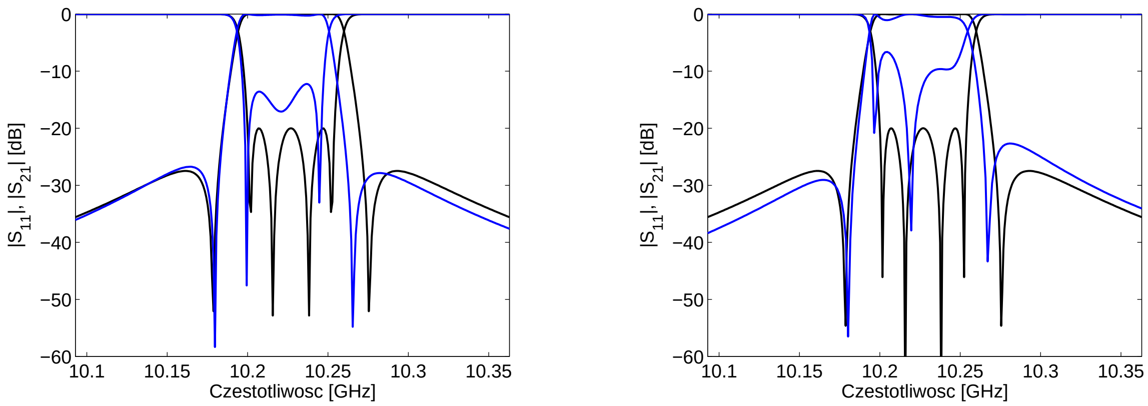
TABELA 3.5: Zestawienie modelowanych wielkości w modelach parametrów rozproszenia.

Parametr	Rząd modelu **v**	Średni błąd bezwględny	Średni błąd względny [%]
Przesłona wejściowa			
$s_{11}^{TE_{10}-TE_{10}}$	[3 4]	0.000940	0.093
$s_{12}^{TE_{10}-TE_{11}^{V}}$	[4 4]	0.000424	0.328
$s_{22}^{TE_{11}^{V}-TE_{11}^{V}}$	[2 3]	0.001107	0.112
Przesłona środkowa			
$s_{11}^{TE_{11}^{V}-TE_{11}^{V}}$	[2 3 3]	0.000037	0.004
$s_{11}^{TE_{11}^{H}-TE_{11}^{H}}$	[2 3 2]	0.000430	0.043
$s_{21}^{TE_{11}^{V}-TE_{11}^{V}}$	[2 3 3]	0.000036	0.613
$s_{21}^{TE_{11}^{H}-TE_{11}^{H}}$	[3 4 4]	0.000203	0.982
Układ śrub			
$s_{11}^{TE_{11}^{V}-TE_{11}^{V}}$	[2 3 3]	0.000043	1.157
$s_{11}^{TE_{11}^{H}-TE_{11}^{H}}$	[6 7 7]	0.000259	0.892
$s_{21}^{TE_{11}^{V}-TE_{11}^{V}}$	[2 2 2]	0.000065	0.007
$s_{21}^{TE_{11}^{H}-TE_{11}^{H}}$	[3 3 4]	0.000680	0.068
$s_{11}^{TE_{11}^{V}-TE_{11}^{H}}$	[2 3 2]	0.000067	0.912
$s_{21}^{TE_{11}^{V}-TE_{11}^{H}}$	[3 3 4]	0.000046	0.739

3.2.3.3 Rezultaty

Poniżej rozpatrzony zostanie przykład wąskopasmowego filtru pasmowo-przepustowego o szerokości pasma 54 MHz, częstotliwości środkowej 10.227 GHz i doposowaniu w paśmie równym 20 dB. Charakterystyka transmisyjna filtru posiada dwa zera urojone po obu stronach pasma przepustowego na częstotliwościach 10.179 GHz oraz 10.276 GHz. Odpowiedzi filtru po syntezach wykorzystujących obie metody zaprezentowane są na Rysunku 3.13. Rysunek 3.13(a) przedstawia odpowiedź pełnofalową filtru po syntezie wykorzystującej modele elementów macierzy sprzężeń, zaś Rysunek 3.13(b) przedstawia odpowiedź pełnofalową filtru po syntezie wykorzystującej modele parametrów rozproszenia. Na podstawie obu odpowiedzi zostały wyznaczone macierze sprzężeń układów zestawione w Tabeli 3.6. Rezultaty syntez obiema metodami charakteryzują się podobną dokładnością. Mimo, że modelowana struktura analizowana była uwzględniając wiele rodzajów pola, dokładność syntezy w oparciu o modele elementów macierzy sprzężeń nie przewyższa metody wykorzystującej modele parametrów rozproszenia. Wynika to z faktu, że w rozważanej strukturze odległości między nieciągłościami są na tyle duże, że w odcinkach falowodu rozdzielających nieciągłości tłumione są wszystkie wzbudzane wyższe rodzaje pola. Dla struktur tego typu obie metody syntezy prowadzą do podobnych rezultatów.

Aby dowieźć słuszności powyższej tezy, przeprowadzone zostały cztery symulacje filtru dwurodzajowego o powyższej specyfikacji. Strukturę filtru można rozważyć jako kaskadę nieciągłości (Rysunek 3.12) połączonych odcinkami falowodu kołowego. Odpowiedzi filtru zostały wyznaczone metodą dopasowania rodzajów przy uwzględnieniu w analizie nieciągłości rodzajów pola, których częstotliwość odcięcia jest mniejsza niż 80GHz. Analiza, której rezultat widoczny jest na Rysunku 3.14(a) została przeprowadzona z uwzględnieniem 85 rodzajów pola obecnych w falowodach łączących nieciągłości. Pozostałe odpowiedzi są rezultatami analiz uwzględniających kolejno 2 (Rysunek 3.14(b)), 3 (Rysunek 3.14(c)) oraz 5 rodzajów (Rysunek 3.14(d)). Dodatkowo Tabela 3.7 przedstawia elementy macierzy sprzężeń ekstrahowanych na podstawie przedstawionych czterech odpowiedzi. Wartości ekstrahowanych współczynników sprzężeń wskazują na fakt, że rodzaje pola wyższe niż podstawowy rodzaj TE_{11} mają niewielki wpływ na odpowiedź układu. W najgorszym wypadku wpływ ten jest mniejszy od dokładności modeli, co powoduje, że dla tej klasy układu uwzględnienie podczas syntezy tylko dwóch rodzajów pola jest wystarczające.

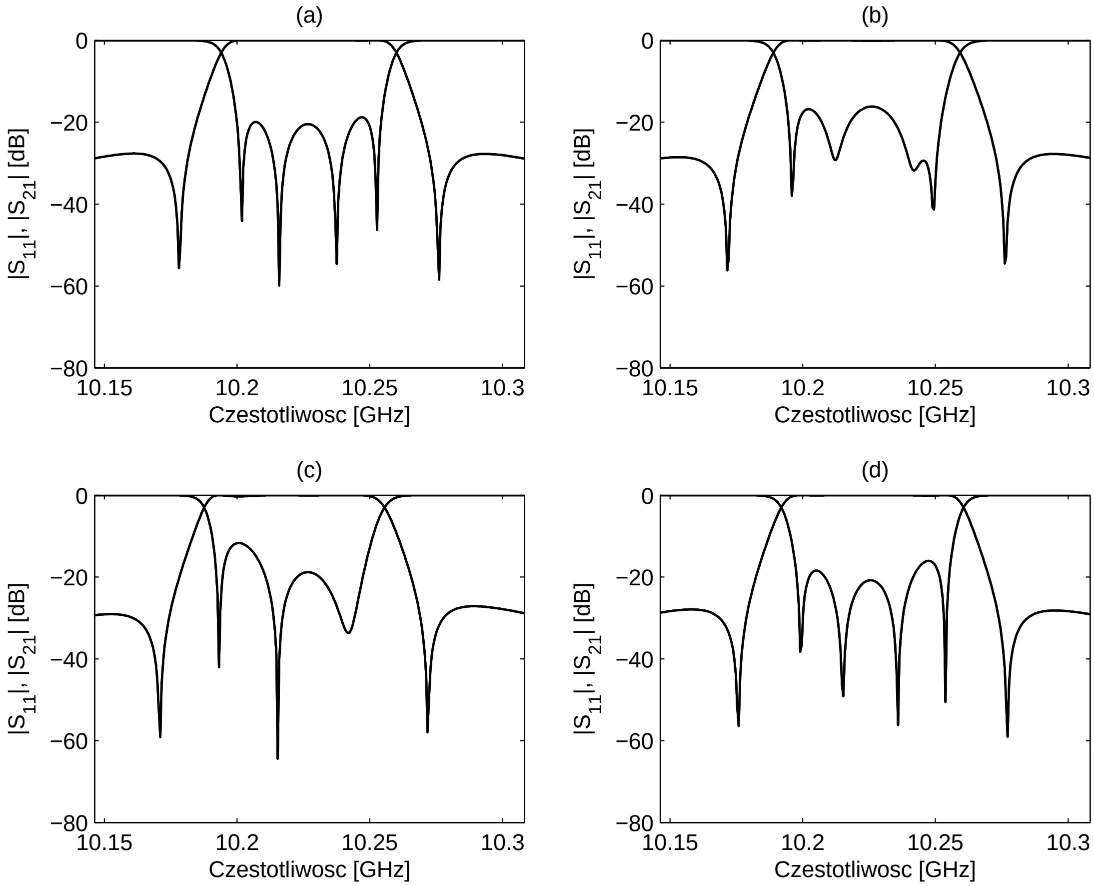


(a) (b)

Rysunek 3.13: Rezultaty syntez przykładowego filtru dwurodzajowego wykorzystujących (a) modele elementów macierzy sprzężeń oraz (b) modele współczynników rozproszenia.

3.2.4 Przykład syntezy filtru typu grzebieniowego o charakterystyce Czebyszewa

Jak przedstawiono na poprzednim przykładzie struktury filtrów, w których propaguje się niewielka liczba rodzajów pola, struktury takie można z powodzeniem modelować zarówno przy pomocy modeli parametrów rozproszenia jak i modeli elementów macierzy sprzężeń. Istnieje jednak spora grupa struktur falowodowych pracujących poniżej częstotliwości odcięcia, gdzie liczba rodzajów pola, które należy uwzględnić w analizie, jest zbyt wysoka dla poprawnego opisu przy pomocy modeli parametrów rozproszenia. Do tej grupy struktur



RYSUNEK 3.14: Odpowiedzi pełnofalowe filtru dwurodzajowego z różną liczbą rodzajów propagowanych: (a) 85 rodzajów, (b) 2 rodzaje (dwie polaryzacje rodzaju TE_{11}), (c) 3 rodzaje (dwie polaryzacje rodzaju TE_{11} oraz rodzaj TH_{01}), (d) 5 rodzajów (dwie polaryzacje rodzaju TE_{11}, rodzaj TH_{01}, dwie polaryzacje rodzaju TE_{21}).

TABELA 3.6: Porównanie elementów macierzy sprzężeń układów po syntezie filtrów dwurodzajowych.

Parametr	Synteza M (Błąd)		Synteza S (Błąd)		Prototyp
m_{S1}	1.0251	(0.43%)	0.9453	(7.39%)	1.0207
m_{12}	0.7197	(15.92%)	0.8030	(6.19%)	0.8560
m_{23}	0.7235	(7.95%)	0.7235	(7.95%)	0.7860
m_{14}	-0.1875	(13.91%)	-0.2216	(1.74%)	-0.2178
$m_{11} = m_{44}$	0.2087		-0.2469		0
$m_{22} = m_{33}$	0.1902		0.1346		0

TABELA 3.7: Elementy macierzy sprzężeń ekstrahowanej z odpowiedzi pełnofalowej filtru dwurodzajowego przy założeniu różnej liczby propagujących rodzajów pola.

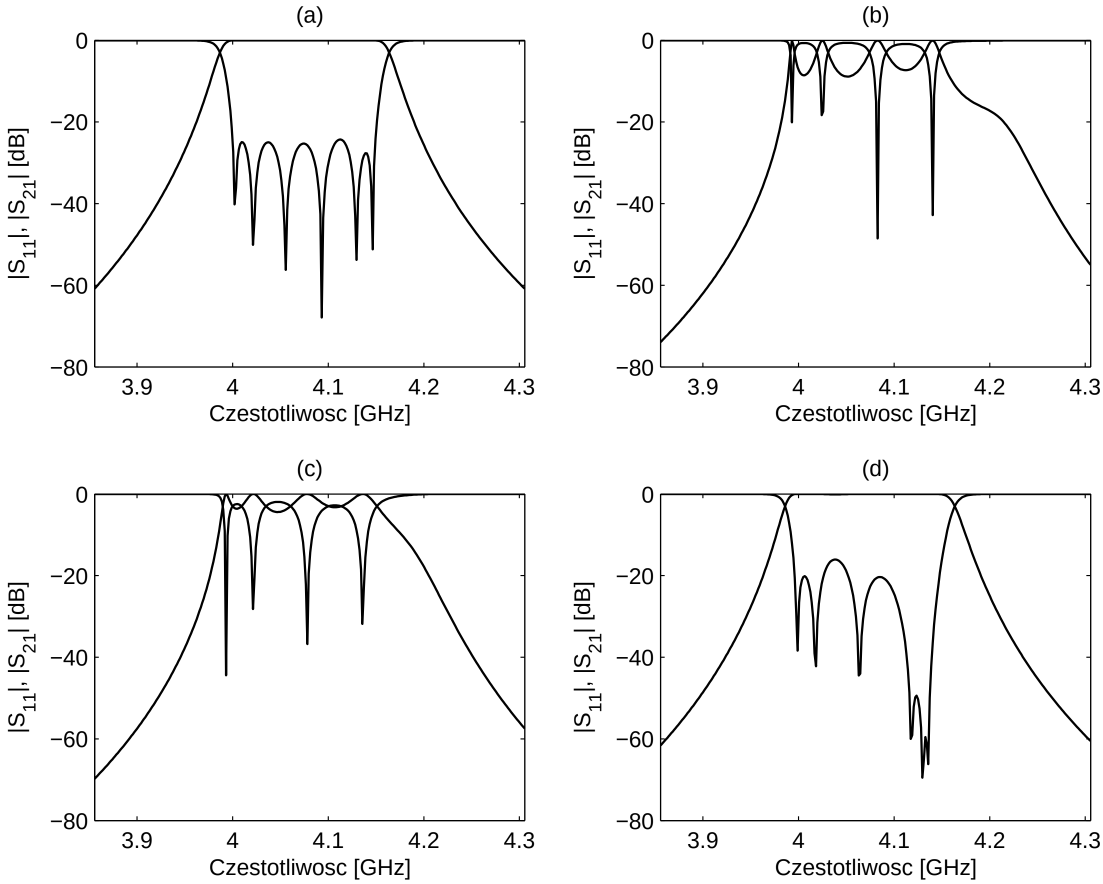
Element	Odniesienie (85 rodzajów)	2 rodzaje	3 rodzaje	5 rodzajów
m_{S1}	1.020	1.035	1.024	1.022
m_{12}	0.855	0.917	0.874	0.873
m_{23}	0.789	0.828	0.814	0.826
m_{14}	-0.217	-0.227	-0.219	-0.222
$m_{11} = m_{44}$	0.006	0.084	0.060	0.046
$m_{22} = m_{33}$	-0.001	0.099	0.211	0.026

należą m.in. filtry typu grzebieniowego (ang. *combline*) i międzypalczastego (ang. *interdigital*), których praca opiera się na wygasających rodzajach pola, o częstotliwości o wiele mniejszej niż częstotliwość odcięcia podstawowego rodzaju falowodowego w strukturze.

Na Rysunku 3.15 przedstawiono cztery odpowiedzi pełnofalowe filtru typu grzebieniowego z sześcioma biegunami zasilanego sondą elektryczną z linii współosiowej. Podobnie jak w poprzednim rozdziale, poszczególne odpowiedzi uzyskano przy ograniczonej liczbie rozpatrywanych rodzajów pola obecnych w odcinkach falowodu łączących nieciągłości. W tym wypadku nieciągłościami tymi są sonda elektryczna, kołek o niepełnej wysokości oraz przesłona indukcyjna. Odpowiedź referencyjna filtru (3.15(a)) została wyznaczona metodą dopasowania rodzajów przy uwzględnieniu w analizie nieciągłości rodzajów pola, których częstotliwość odcięcia jest mniejsza niż 83GHz. Kolejne odpowiedzi są rezultatami analiz przy uwzględnieniu 3 (Rysunek 3.15(b)), 5 (Rysunek 3.15(c)) oraz 23 rodzajów pola (Rysunek 3.15(d)). Tabela 3.8 przedstawia elementy macierzy sprzężeń ekstrahowanych na podstawie przedstawionych czterech odpowiedzi. W odróżnieniu od filtru dwurodzajowego, w przypadku filtrów grzebieniowych dla dostatecznie dokładnego modelowania układu niezbędne jest stworzenie modeli uwzględniających dużą liczbę rodzajów pola obecnych w strukturze. Takie możliwości stwarzają modele elementów macierzy sprzężeń.

TABELA 3.8: Elementy macierzy sprzężeń ekstrahowanej z odpowiedzi pełnofalowej filtru grzebieniowego z założeniem różnej liczby propagujących rodzajów pola.

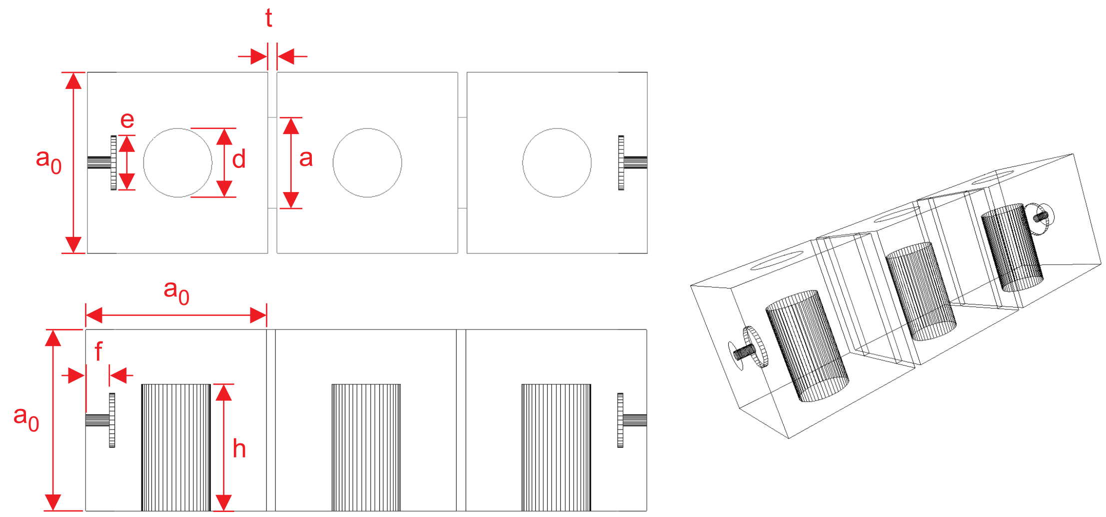
Element	Odniesienie (87 rodzajów)	3 rodzaje	5 rodzajów	23 rodzaje
m_{S1}	1.106	0.781	0.900	1.088
m_{12}	0.942	0.893	0.903	0.938
m_{23}	0.648	0.657	0.650	0.649
m_{34}	0.610	0.610	0.604	0.610
$m_{11} = m_{66}$	-0.003	-1.385	-0.965	-0.109
$m_{22} = m_{55}$	-0.002	-0.025	-0.016	0.003
$m_{33} = m_{44}^{n}$	0.002	-0.044	-0.037	0.003



RYSUNEK 3.15: Odpowiedzi pełnofalowe filtru typu combline z różną liczbą rodzajów propagowanych: (a) 87 rodzajów; (b) 3 rodzaje; (c) 5 rodzajów; (d) 23 rodzaje.

3.2.4.1 Model elementów macierzy sprzężeń

Dla demonstracji poprawności takiego podejścia zbudowano model elementów macierzy sprzężeń struktury rezonatorów grzebieniowych (Rysunek 3.16). Układ składa się z trzech sześciennych rezonatorów z centralnie umieszczonymi metalowymi kołkami o identycznej wysokości oraz średnicy. Rezonatory sprzężone są poprzez przesłony indukcyjne, zaś pierwszy oraz trzeci rezonator sprzężone są z rodzajem TEM propagowanym w linii współosiowej poprzez sondę elektryczną w postaci metalowego dysku umieszczonego centralnie względem ściany rezonatora. Układ ten opisuje macierz sprzężeń o wymiarach 5×5, której postać z zaznaczonymi niezerowymi elementami jest następująca:



RYSUNEK 3.16: Schemat modelowanej struktury trójki rezonatorów typu grzebieniowego.

$$\begin{bmatrix} 0 & m_{S1} & 0 & 0 & 0 \\ m_{1S} & m_{11} & m_{12} & 0 & 0 \\ 0 & m_{21} & m_{22} & m_{23} & 0 \\ 0 & 0 & m_{32} & m_{33} & m_{3L} \\ 0 & 0 & 0 & m_{L3} & 0 \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Z uwagi na symetrię i wzajemność układu, macierz (3.20) posiada cztery niezależne elementy: współczynnik sprzężenia źródło-rezonator $m_{S1} = m_{3L}$, współczynnik sprzężenia rezonator-rezonator $m_{12} = m_{23}$ oraz znormalizowane częstotliwości rezonansowe skrajnego i środkowego rezonatora w postaci elementów na przekątnej macierzy odpowiednio $m_{11} = m_{33}$ oraz m_{22}. Modele tych elementów zostały, po denormalizacja zgodnie z zależnościami (A.16)-(A.18), stworzone (Tabela 3.10) w funkcji sześciu parametrów będących wymiarami geometrycznymi struktury (Tabela 3.9). Z uwagi na niewielką dyspersję w modelowanej strukturze, a w związku z tym także niewielką zależność współczynników sprzężeń od częstotliwości nie jest konieczne włączenie częstotliwości jako parametru modelu. Należy w tym miejscu zwrócić uwagę na niski rząd modeli, co jest konsekwencją liniowego charakteru modelowanych zależności.

Do zwymiarowania filtru rzędu $N > 3$ wymagane jest przeprowadzenie $\lfloor N/2 \rfloor$ optymalizacji modelu trójki rezonatorów. Wymiary poszczególnych elementów całej struktury ustalane są według poniższego schematu optymalizacji:

- Pierwsza optymalizacja, w oparciu o funkcję celu w postaci (2.17), ustala wymiary sondy zasilającej, wymiary kołka w pierwszym i drugim rezonatorze oraz wymiary pierwszej przesłony (rezonator środkowy ma wymiary identyczne jak rezonator skrajny). Macierz docelowa tej optymalizacji ma postać:

Tabela 3.9: Zestawienie parametrów i ich zakresów dla modelu elementów macierzy sprzężeń trójki rezonatorów grzebieniowych (Rysunek 3.16). Zakresy poszczególnych parametrów są znormalizowane względem długości boku rezonatora a_0.

Parametr	Zakres
a	$0.400 \div 0.900 \cdot a_0$
d	$0.200 \div 0.400 \cdot a_0$
h	$0.600 \div 0.800 \cdot a_0$
t	$0.025 \div 0.100 \cdot a_0$
e	$0.100 \div 0.400 \cdot a_0$
f	$0.050 \div 0.150 \cdot a_0$

Tabela 3.10: Zestawienie modelowanych wielkości w modelu elementów macierzy sprzężeń trójki rezonatorów grzebieniowych.

Parametr	Rząd modelu $\mathbf{v}$	Średni błąd bezwględny	Średni błąd względny [%]
M_{S1}	[2 3 2 2 2 2]	0.000165	0.76
M_{12}	[2 3 2 2 2 2]	0.002382	3.27
f_{01} [GHz]	[2 3 2 2 2 2]	0.011510	0.28
f_{02} [GHz]	[2 3 2 2 2 2]	0.011184	0.28

$$\hat{\mathbf{M}}_1 = \begin{bmatrix} 0 & m_{S1} & 0 & 0 & 0 \\ m_{1S} & 0 & m_{12} & 0 & 0 \\ 0 & m_{21} & 0 & m_{12} & 0 \\ 0 & 0 & m_{21} & 0 & m_{1L} \\ 0 & 0 & 0 & m_{L1} & 0 \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

gdzie poszczególne elementy powyższej macierzy są elementami macierzy sprzężeń prototypu dolnoprzepustowego projektowanego filtru.

- Każda następna i-ta ($i \geqslant 2$) optymalizacja, w oparciu o analogiczną funkcję celu, ustala wymiary kołka w $(i+1)$-tym rezonatorze oraz wymiary i-tej przesłony. Macierz docelowa optymalizacji ma postać:

$$\hat{\mathbf{M}}_i = \begin{bmatrix} 0 & m_{i-1,i} & 0 & 0 & 0 \\ m_{i,i-1} & 0 & m_{i,i+1} & 0 & 0 \\ 0 & m_{i+1,i} & 0 & m_{i,i+1} & 0 \\ 0 & 0 & m_{i+1,i} & 0 & m_{i-1,i} \\ 0 & 0 & 0 & m_{i,i-1} & 0 \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

gdzie sprzężenie reprezentowane przez $m_{i-1,i}$ jest, w przypadku modelu, realizowane przez sondę (w ostatecznej strukturze przez przesłonę indukcyjną). W przypadku optymalizacji filtru parzystego rzędu, ostatnia optymalizacja ustala tylko wymiary środkowej przesłony filtru, ponieważ wymiary kołka w i-tym rezonatorze są ustalone przez poprzednią optymalizację.

Każda z optymalizacji, wyznaczając parametry rezonatora i przesłon, zakłada sprzężenie rezonatora z sąsiednim rezonatorem bądź sondą, zapewniając uwzględnienie wpływu sprzężenia na pracę rezonatora. Dzięki temu zostaje zwiększona dokładność syntezy, co ma niebagatelne znaczenie w późniejszej fazie pełnofalowej optymalizacji.

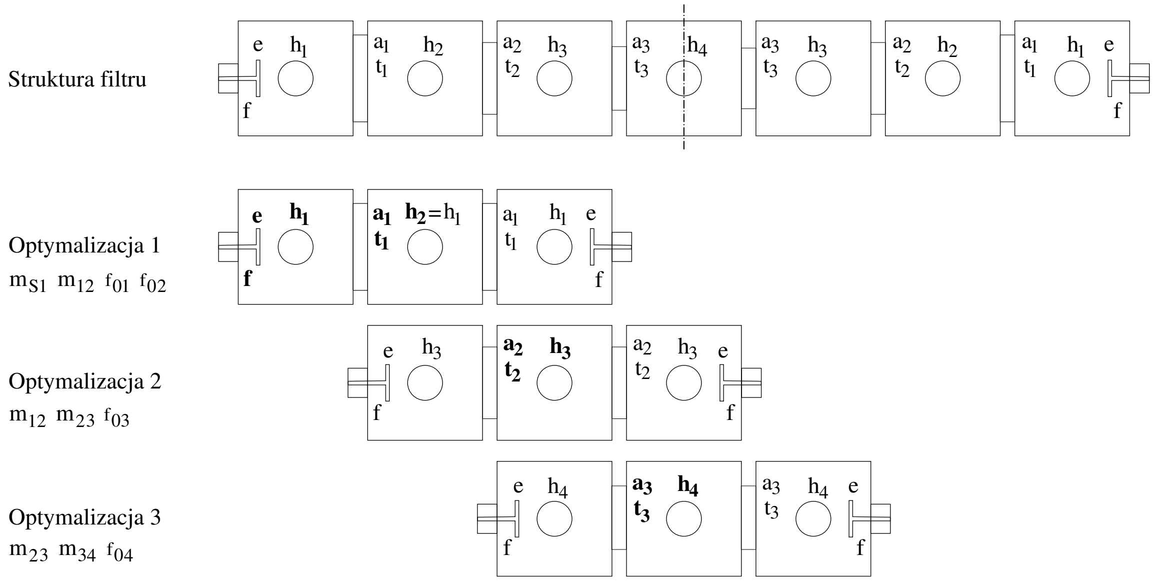
Jako przykład syntezy filtru grzebieniowego rozważono filtr 7 rzędu o charakterystyce Czebyszewa, o szerokości pasma przepustowego 100 MHz, częstotliwości środkowej 4.05 GHz i dopasowaniu w paśmie 25 dB. Filtr zasilany jest z linii współosiowej o średnicach przewodu zewnętrznego $c_1 = 4.2$ mm i wewnętrznego $c_2 = 1.3$ mm oraz stałej dielektrycznej $\varepsilon_r = 2.1$. Bok rezonatora miał długość $a_0 = 20$ mm, zaś średnice kołków $d_0 = 6$ mm. Wymiarowanie struktury polegało na wyznaczeniu wysokości kołków, szerokości szczelin, grubości przesłon a ponadto średnicy dysku sondy oraz odległości dysku od kołka w pierwszym rezonatorze.

Synteza całego filtru wymagała przeprowadzenia trzech optymalizacji funkcji celu (2.17). Rezultaty kolejnych optymalizacji w formie wymiarów geometrycznych poszczególnych elementów struktury przedstawione zostały w kolumnach Tabeli 3.11. Proces syntezy filtru został zobrazowany na Rysunku 3.17. Jako algorytmu optymalizacyjnego użyto najprostszej metody tzn. metody największego spadku z ograniczeniami oraz poszukiwaniem wzdłuż kierunku. Jako punkt startowy do pierwszej optymalizacji przyjęto punkt środkowy dziedziny funkcji celu, zaś do kolejnych optymalizacji, rozwiązanie poprzedniej optymalizacji. Pomimo iż optymalizacje zostały przeprowadzone z wykorzystaniem bardzo prostego algorytmu optymalizacyjnego, każda z nich wymagała mniej niż 10 iteracji. Czas potrzebny do przeprowadzenia całej syntezy był mniejszy niż sekunda. Odpowiedź pełnofalową filtru po syntezie przedstawiono kolorem niebieskim na Rysunku 3.18, zaś Tabela 3.12 zawiera elementy macierzy sprzężeń ekstrahowanej z odpowiedzi pełnofalowej.

3.2.5 Przykład syntezy filtru grzebieniowego o charakterystyce pseudoeliptycznej

Zastosowania modelu omówionego powyżej nie ograniczają się do syntezy filtrów o odpowiedzi Czebyszewa, a więc takich, w których poszczególne rezonatory sprzężone są tylko z bezpośrednio sąsiadującymi rezonatorami. Powyższy model może być wykorzystany do wymiarowania struktur o bardziej złożonej topologii z dodatkowymi sprzężeniami między niesąsiadującymi rezonatorami w celu realizacji zer transmisyjnych dla skończonych częstotliwości.

Jako przykład ilustrujący efektywność wykorzystania modeli elementów macierzy sprzężeń w syntezie filtrów o złożonej topologii przedstawiona zostanie synteza filtru ósmego rzędu o uogólnionej charakterystyce Czebyszewa z parą zer urojonych na częstotliwościach

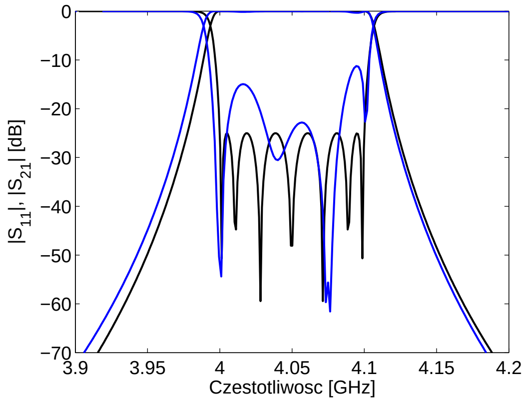


Rysunek 3.17: Schemat syntezy filtru grzebieniowego siódmego rzędu. Kolejne wiersze ilustrują trzy składowe optymalizacje modelu trójki rezonatorów. Po lewej stronie zaznaczono, które z elementów macierzy sprzężeń poszukiwanej struktury są realizowane przez układ trzech rezonatorów. Na schematach rezonatorów zaznaczono optymalizowane parametry, zaś pogrubioną czcionką oznaczono parametry, które jako rezultat optymalizacji stają się parametrami ostatecznej struktury filtru.

Tabela 3.11: Rezultaty poszczególnych optymalizacji przykładowej syntezy filtru typu grzebieniowego siódmego rzędu.

Wymiary	1. optymalizacja	2. optymalizacja	3. optymalizacja
e	7.34 mm	-	-
f	2.53 mm	-	-
h_1	13.91 mm	-	-
h_2	13.91 mm	-	-
h_3	-	14.06 mm	-
h_4	-	-	14.05 mm
a_1	13.72 mm	-	-
t_1	2.00 mm	-	-
a_2	-	11.35 mm	-
t_2	-	2.00 mm	-
a_3	-	-	11.01 mm
t_3	-	-	2.00 mm

$s = \pm j1.4$ oraz parą zer rzeczywistych na częstotliwościach $s = \pm 0.63$. Filtr ma szerokość pasma 220 MHz, częstotliwość środkową 6110 MHz oraz dopasowanie w paśmie 26 dB. Oprócz sprzężeń głównych, realizacja założonych zer transmisyjnych wymaga obecności w strukturze dwóch dodatkowych sprzężeń między rezonatorami trzecim i szóstym oraz drugim i siódmym. Macierz sprzężeń prototypu dla powyższej specyfikacji ma postać:



RYSUNEK 3.18: Odpowiedź pełnofalowa przykładowego filtru typu combline po syntezie (niebieskie linie) oraz odpowiedź prototypu (czarne linie).

TABELA 3.12: Elementy macierzy sprzężeń ekstrahowanej z odpowiedzi pełnofalowej filtru grzebieniowego po syntezie.

Element	Prototyp	Wynik syntezy
$m_{S1} = m_{7L}$	1.106	1.092
$m_{12} = m_{67}$	0.942	0.909
$m_{23} = m_{56}$	0.648	0.649
$m_{34} = m_{45}$	0.610	0.604
$m_{11} = m_{77}$	0	0.055
$m_{22} = m_{66}$	0	0.079
$m_{33} = m_{55}$	0	0.054
m_{44}	0	-0.018

$$\begin{bmatrix} 0 & 1.105 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.105 & 0 & 0.928 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.928 & 0 & 0.623 & 0 & 0 & 0 & -0.064 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.623 & 0 & 0.571 & 0 & 0.104 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.571 & 0 & 0.514 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.514 & 0 & 0.571 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.104 & 0 & 0.571 & 0 & 0.623 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.064 & 0 & 0 & 0 & 0.623 & 0 & 0.928 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.928 & 0 & 1.105 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.105 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Struktura rozważanego filtru, która została przedstawiona na Rysunku 3.19, składa się z ośmiu sześciennych rezonatorów combline o boku $a_0 = 12$mm. Kołki wewnątrz rezonatorów mają średnicę $d_0 = 4.8$mm zaś zasilanie stanowi sonda elektryczna z linią współosiową o średnicy przewodu zewnętrznego $c_1 = 4.2$mm i wewnętrznego $c_2 = 1.3$mm oraz stałej dielektrycznej $\varepsilon_r = 2.1$. Sprzężenia główne a także sprzężenie m_{36} realizowane są przez przesłony indukcyjne, zaś sprzężenie m_{27} zapewnia sonda elektryczna w przegrodzie między drugim i siódmym rezonatorem.

Do syntezy filtru wykorzystano nieco zmodyfikowany algorytm przedstawiony w poprzednim przykładzie oraz omówiony wcześniej sześcio-parametryczny model trójki rezonatorów grzebieniowych M1. Dodatkowo, dla oszacowania wymiarów sondy elektrycznej realizującej sprzężenie m_{27}, wykonano model M2 współczynnika sprzężenia między dwoma identycznymi rezonatorami sprzężonymi poprzez sondę. Parametrami modelu były: średnica kołków w rezonatorach, ich wysokość oraz odległość sondy od boku rezonatora unormowane do długości boku rezonatora a_0. Średnica dysku pozostała stała i była równa $e_2 = 0.2 \cdot a_0$. Budowa modelu wymagała obliczenia 85 próbek i zajęła 41 minut na komputerze z procesorem 2.66 GHz.

Cały proces syntezy wymiarów struktury składał się z następujących etapów:

- Pierwszy etap miał na celu zwymiarowanie struktury opisanej macierzą (3.23) bez sprzężeń skrośnych, tj. dla $m_{27} = 0$ oraz $m_{36} = 0$. Procedura wymiarowania w tej sytuacji była identyczna jak ta omówiona w poprzednim przykładzie. Etap składał się z czterech optymalizacji modelu, które wymagały kolejno 4, 3, 5 oraz 4 iteracji dla punktów startowych dobieranych podobnie jak w poprzednim przykładzie.

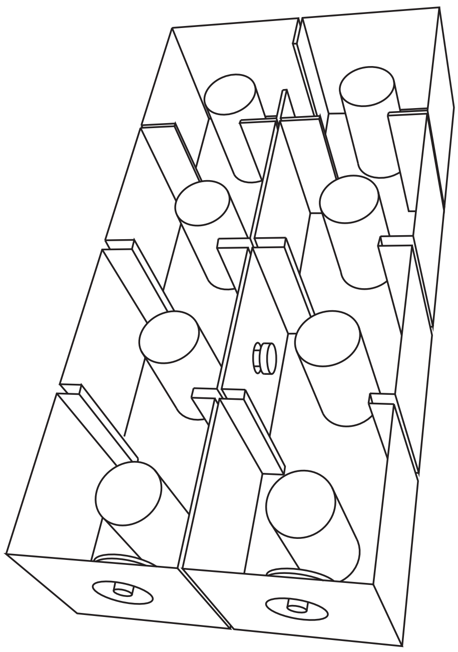
- Drugim etapem było znalezienie wymiarów sondy elektrycznej realizującej sprzężenie między drugim a siódmym rezonatorem, reprezentowane przez element $m_{27} = -0.064$ macierzy sprzężeń prototypu (3.23). Poszukiwanym wymiarem była odległość sondy od boku rezonatora będąca jednym z parametrów modelu M2. Dla ustalonej średnicy oraz wysokości kołka w drugim (siódmym) rezonatorze problem optymalizacji funkcji jednej zmiennej sformułowano jako poszukiwanie minimum jednowymiarowej funkcji celu. Rozwiązanie wymagało 11 wyznaczeń wartości modelu.

- Ostatni etap miał za zadanie zwymiarowanie przesłony realizującej sprzężenie m_{36}. Jak widać na Rysunku 3.19, grubość t_5 wymiarowanej przesłony musi być równa grubości przesłony między t_4 pomiędzy czwartym a piątym rezonatorem. Przyjęto zatem jej wartość ustaloną w pierwszym etapie syntezy. Ostatecznie poszukiwanym parametrem była szerokość szczeliny a_5. Problem wymiarowania szczeliny rozwiązano jako optymalizację modelu M1 z docelową macierzą w postaci:

$$\hat{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 \\ m_{32} & 0 & m_{36} & 0 & 0 \\ 0 & m_{36} & 0 & m_{36} & 0 \\ 0 & 0 & m_{36} & 0 & m_{23} \\ 0 & 0 & 0 & m_{32} & 0 \end{bmatrix} \tag{3.24}$$

  przy czym optymalizowanymi zmiennymi modelu była szerokość szczeliny, wysokość kołków oraz wymiary sondy zasilającej. Ponieważ sprzężenie m_{36} jest nierealizowalne dla szerokości szczeliny w granicach narzuconych przez model konieczna była zmiana granic zmienności parametru poza granice modelu do wartości $a \in (0.15 \cdot a_0, 0.90 \cdot a_0)$.

Synteza całej struktury filtru zajęła 1 sekundę na komputerze z procesorem 2.66 GHz a jej rezultaty w postaci zestawienia wymiarów geometrycznych przedstawione są w Tabeli 3.13. Na Rysunku 3.20(a) kolorem niebieskim przedstawiono charakterystykę amplitudową odpowiedzi pełnofalowej filtru po syntezie, zaś na Rysunku 3.20(b) przedstawiono odpowiadającą jej charakterystykę opóźnienia grupowego. Widoczna jest tylko niewielka niezgodność szerokości pasma przepustowego i bardzo niewielkie przesunięcie częstotliwości środkowej. Tabela 3.14 zawiera elementy macierzy sprzężeń ekstrahowanej z odpowiedzi pełnofalowej finalnej struktury. Dokładność syntezy jest porównywalna z przypadkiem filtru o charakterystyce Czebyszewa (Tabela 3.12) przedstawionego w poprzednim rozdziale. Znaczącym błędem względnym obarczony jest współczynnik sprzężenia m_{36}, które to sprzężenie realizowane jest przez przesłonę indukcyjną. Duży błąd w przypadku tego parametru wynika z rozszerzenia granic stosowalności modelu trójki rezonatorów podczas syntezy wymiaru a_5. Niemniej rezultat ten z punktu widzenia wykorzystania rezultatu wstępnego zwymiarowania jako punktu startowego do optymalizacji pełnofalowej jest zadowalający. Fakt ten pokazuje również, że w przypadku modeli elementów macierzy sprzężeń, modele wielomianowe cechują się wystarczającą zdolnością do ekstrapolacji. Umożliwiają tym samym, w wyjątkowych sytuacjach, wykorzystanie ich poza założonymi zakresami zmienności parametrów.



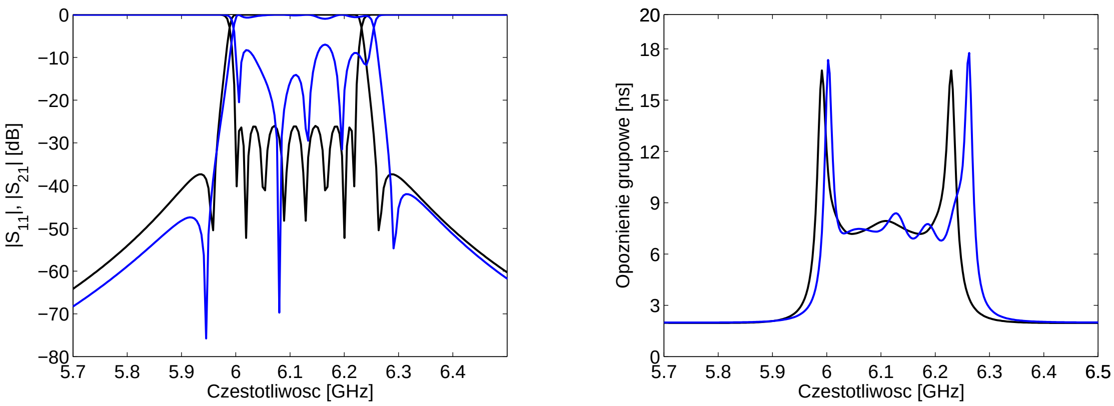
Rysunek 3.19: Widok struktury przykładowego filtru typu combline realizującej parę zer rzeczywistych i parę zer urojonych.

Tabela 3.13: Zestawienie wymiarów geometrycznych struktury po syntezie.

Wymiary	1. optymalizacja
e	4.80 mm
f	1.52 mm
h_1	9.00 mm
h_2	9.00 mm
h_3	9.10 mm
h_4	9.17 mm
a_1	8.58 mm
t_1	0.72 mm
a_2	6.96 mm
t_2	0.87 mm
a_3	5.75 mm
t_3	0.30 mm
a_4	5.43 mm
t_4	0.30 mm
a_5	2.56 mm
t_5	0.30 mm
f_2	0.48 mm

3.3 Wnioski

Jak zademonstrowano w niniejszym rozdziale, zastosowanie modeli zastępczych na etapie wymiarowania struktury pozwala znacząco skrócić czas tego etapu projektowania filtru. Wysoki koszt numeryczny wytworzenia modelu zwraca się przy wykorzystaniu modeli do wielokrotnego wymiarowania szeregu struktur, które dzięki normalizowaniu parametrów



(a) (b)

RYSUNEK 3.20: Odpowiedź pełnofalowa (a) przykładowego filtru po syntezie oraz jego charakterystyka opóźnienia grupowego (b).

TABELA 3.14: Elementy macierzy sprzężeń ekstrahowanej z odpowiedzi pełnofalowej przykładowego filtru typu combline.

Element	Prototyp	Wynik syntezy
$m_{S1} = m_{8L}$	1.105	1.046
$m_{12} = m_{78}$	0.928	0.892
$m_{23} = m_{67}$	0.623	0.652
$m_{34} = m_{56}$	0.571	0.605
m_{45}	0.514	0.517
m_{27}	-0.064	-0.051
m_{36}	0.104	0.161
$m_{11} = m_{88}$	0	0.070
$m_{22} = m_{77}$	0	-0.300
$m_{33} = m_{66}$	0	-0.170
$m_{44} = m_{55}$	0	-0.157

modelu, mogą zostać projektowane na różne pasma częstotliwości. Rezultaty wykorzystania modeli zostały zaprezentowane na przykładach szeregu struktur i ukazują wysoką efektywność, a zarazem dokładność podejścia. Dla struktur bez wyróżnionego propagowanego rodzaju pola, modele elementów macierzy sprzężeń prezentują znakomite rezultaty.

Rozdział 4

Optymalizacja pełnofalowa

Dzięki stale zwiększającej się mocy obliczeniowej komputerów osobistych oraz technik analizy pełnofalowej układów mikrofalowych w ostatnich latach popularność zyskały metody optymalizacji filtrów wykorzystujące symulator pełnofalowy w pętli optymalizacyjnej. Symulator pełnofalowy zapewnia ogromną dokładność analizy uwzględniając wszelkie zjawiska i efekty obecne w fizycznej strukturze. Dokładność rezultatu optymalizacji wykorzystującej symulator pełnofalowy oznacza przede wszystkim oszczędność czasu potrzebnego do mechanicznego strojenia wyprodukowanego układu [125]. Proces strojenia, odbywający się w fabryce, wiąże się ze znaczącymi kosztami rosnącymi wraz z wielkością produkcji. Wymaga to wykorzystania drogiego sprzętu umożliwiającego automatyczne strojenie bądź też wykwalifikowanej kadry pracowników. Dla niektórych rodzajów struktur dokładna optymalizacja wraz z dokładnym procesem produkcyjnym umożliwiają produkcję układów niewymagających mechanicznego strojenia [3, 4, 20].

Mimo sporych możliwości współczesnych komputerów analiza elektromagnetyczna szczególnie złożonych układów wymaga długiego czasu. Ponieważ w pętli optymalizacji symulator pełnofalowy uruchamiany jest wielokrotnie, drastycznie zwiększa to całkowity czas optymalizacji. Stąd też wielokrotne próby stworzenia metod ograniczających liczbę analiz elektromagnetycznych i gwarantujących znakomitą dokładność rozwiązania. Istniejące rozwiązania można podzielić na dwie grupy. Pierwszą z nich stanowią metody bezpośredniej optymalizacji pełnofalowej wykorzystujące wyłącznie symulatory elektromagnetyczne zarówno na etapie oceny projektu jak i podczas wyznaczania poprawek parametrów układu [27, 36, 56]. Drugą grupę metod optymalizacji pełnofalowej tworzą metody hybrydowe korzystające zarówno z symulatora elektromagnetycznego jak i technik modelowania układu [33, 37, 57]. W takim podejściu analiza pełnofalowa służy weryfikacji założeń projektowych natomiast ogólnie pojęte modele układu stanowią podstawę do uzyskania poprawek parametrów układu celem uzyskania zakładanej odpowiedzi. Wśród metod tej grupy na szczególną uwagę zasługuje metoda odwzorowania przestrzeni (ang. *space-mapping*) [33] opisana szczegółowo w dalszej części rozdziału. Celem metod należących do obu tych grup jest ograniczenie liczby symulacji pełnofalowych do minimum.

Projektant układów filtrujących ograniczony jest zazwyczaj do jednego narzędzia symulacji układu. Wynikać to może zarówno z przyczyn ekonomicznych, jak i klasy projektowanego układu, która ograniczać może liczbę metod analizy pełnofalowej możliwych do wykorzystania. Nieuwzględniając zatem różnic wydajności poszczególnych narzędzi analizy struktur najważniejszym kryterium wyboru techniki optymalizacyjnej staje się liczba symulacji elektromagnetycznych niezbędna do przeprowadzenia w trakcie procesu optymalizacji. Wpływ czasu pojedynczej symulacji nie będzie brany pod uwagę w dalszej części pracy. Przyjęto założenie, że projektant nie ma na ten czas wpływu bądź czas ten jest niezależny od zmian wymiarów geometrycznych struktury dokonywanych w trakcie optymalizacji.

4.1 Metody minimalizacji liczby symulacji pełnofalowych

Czas potrzebny na numeryczne strojenie filtru jest w praktyce zdeterminowany przez liczbę wywołań symulatora pełnofalowego wewnątrz pętli optymalizacyjnej. Zwiększenie efektywności optymalizacji pełnofalowej można zatem zdefiniować jako minimalizację liczby symulacji elektromagnetycznych. Sposoby ograniczenia ich liczby mogą polegać na polepszaniu zbieżności algorytmów optymalizacyjnych (rozumianemu jako zmniejszanie liczby iteracji) bądź też poprzez stosowanie technik ograniczających konieczność wyznaczania gradientu pełnofalowego. Szczególnie w przypadku skomplikowanych struktur filtrów, których strojenie nierzadko wymaga uwzględnienia kilkudziesięciu parametrów, poszukiwanie metod korzystających z aproksymacji gradientu daje znaczny przyrost prędkości optymalizacji.

4.1.1 Odwzorowanie przestrzeni

Efektywną metodę ograniczenia liczby symulacji pełnofalowych oferuje rodzina metod odwzorowania przestrzeni. Po raz pierwszy przedstawiona w artykule [28] przez Bandlera *et al.* zakłada istnienie dwóch modeli układu: zgrubnego oraz dokładnego, charakteryzowanych przez zbiory parametrów odpowiednio $\boldsymbol{\phi}_c$ oraz $\boldsymbol{\phi}_f$. Odpowiedź pierwszego modelu $\mathbf{R}_c$ jest uzyskiwana niewielkim nakładem czasu lecz kosztem jej dokładności. Wyznaczenie odpowiedzi modelu dokładnego $\mathbf{R}_f$ wymaga znaczącego nakładu czasu, jednak w założeniu jego odpowiedź utożsamiana jest z rzeczywistą odpowiedzią układu. Idea metody opiera się na zastąpieniu modelu dokładnego modelem zgrubnym w pętli optymalizacji. W takiej sytuacji większość pracy optymalizatora wykonywana jest w przestrzeni parametrów modelu zgrubnego. Krytycznym zagadnieniem tej metody jest znalezienie relacji w postaci:

$$\boldsymbol{\phi}_c = \mathbf{P}(\boldsymbol{\phi}_f) \tag{4.1}$$

odwzorowującej parametry modelu dokładnego na parametry modelu zgrubnego gwarantującej przy tym także równość odpowiedzi obu modeli:

$$\mathbf{R}_c(\mathbf{P}(\boldsymbol{\phi}_f)) \approx \mathbf{R}_f(\boldsymbol{\phi}_f) \tag{4.2}$$

Istotnym założeniem jest przy tym istnienie tej relacji oraz jej jednoznaczność wokół rozwiązania problemu $\boldsymbol{\phi}_f^*$. Brak jednoznaczności prowadzić może do błędnych rezultatów. W przypadku znalezienia poprawnej relacji $\mathbf{P}$ rozwiązanie problemu w dziedzinie modelu dokładnego jest wzrost zależnością:

$$\boldsymbol{\phi}_f^* = \mathbf{P}^{-1}(\boldsymbol{\phi}_c^*) \tag{4.3}$$

gdzie $\boldsymbol{\phi}_c^*$ jest rozwiązaniem optymalizacji w dziedzinie modelu zgrubnego. Relacja $\mathbf{P}$ znajdowana jest w sposób iteracyjny na podstawie par parametrów modelu zgrubnego i dokładnego, dla których spełniony jest warunek (4.2). Pary te wyznaczane są na drodze tzw. ekstrakcji parametrów zdefiniowanej jako problem w postaci:

$$\min_{\boldsymbol{\phi}_c} ||\mathbf{R}_c(\boldsymbol{\phi}_c) - \mathbf{R}_f(\boldsymbol{\phi}_f)||, \tag{4.4}$$

która to procedura ma za zadanie znaleźć parametry modelu zgrubnego realizujące odpowiedź identyczną jak odpowiedź modelu dokładnego. W kolejnej j-tej iteracji znajdowana jest aktualna aproksymacja relacji $\mathbf{P}$ na podstawie której wyznaczany jest punkt $\boldsymbol{\phi}_f^j$ w dziedzinie modelu dokładnego zgodnie z zależnością 4.3. Dla tego punktu sprawdzany jest warunek:

$$||\mathbf{R}_c(\boldsymbol{\phi}_c^*) - \mathbf{R}_f(\boldsymbol{\phi}_f^j)|| \leqslant \varepsilon \tag{4.5}$$

gdzie ε jest pewną niewielką dodatnią stałą. Spełnienie warunku (4.5) oznacza znalezienie prawidłowej postaci relacji $\mathbf{P}$. W przypadku niespełnienia tego warunku dokonywana jest kolejna ekstrakcja parametrów i wyznaczone w ten sposób pary parametrów obu modeli służą w następnej iteracji do zbudowania kolejnej aproksymacji relacji $\mathbf{P}$. W oryginalnej wersji metody zaprezentowanej w [28] przyjęto, że relacja $\mathbf{P}$ jest liniową kombinacją pewnych funkcji bazowych. Konstruowany jest zatem pewien problem liniowy i znajdowane jest jego rozwiązywane w sensie średniokwadratowym. Aby zapewnić pełny rząd macierzy problemu niezbędne jest wykonanie N ekstrakcji parametrów na podstawie N odpowiedzi modelu dokładnego, gdzie N jest liczbą parametrów modeli. Punkty, dla których przeprowadza się wstępną ekstrakcję parametrów, wybierane są na ogół wokół punktu startowego.

Aby uniknąć wstępnego wyznaczania wielu odpowiedzi modelu dokładnego, oznaczającego wykonanie tyluż symulacji elektromagnetycznych układu, metoda została rozwinięta do postaci zwanej agresywnym odwzorowaniem przestrzeni (ang. *aggresive space mapping*) [29]. W tym podejściu dokonano pewnego założenia wynikającego z faktu, że zgodnie z (4.5), gdy optymalizator zbliża się do ostatecznego rozwiązania problemu, odpowiedzi obu modeli w rozważanych punktach są bardzo zbliżone. Oznacza to, że kolejne punkty $\boldsymbol{\phi}_c^{j+1} = \mathbf{P}(\boldsymbol{\phi}_f^{j+1})$ będą zmierzały do $\boldsymbol{\phi}_c^*$. Cel optymalizacji sformułowano zatem w oparciu o zbieżność tych punktów jako:

$$\mathbf{f}(\boldsymbol{\phi}_f) = \mathbf{P}(\boldsymbol{\phi}_f) - \boldsymbol{\phi}_c^* = 0 \tag{4.6}$$

Powyższy problem rozwiązywany jest iteracyjnie poprzez lokalną linearyzację relacji $\mathbf{P}$ w j-tej iteracji do postaci:

$$\mathbf{P}(\boldsymbol{\phi}_f^j + \mathbf{h}) \approx \mathbf{P}(\boldsymbol{\phi}_f^j) + \mathbf{B}^j\mathbf{h} \tag{4.7}$$

dzięki czemu kolejne iteracje wyznaczane są jako:

$$\boldsymbol{\phi}_f^{j+1} = \boldsymbol{\phi}_f^j + \mathbf{h}^j \tag{4.8}$$

przy czym wektor poprawek $\mathbf{h}^j$ znajdowany jest jako rozwiązanie układu równań:

$$\mathbf{B}^j \cdot \mathbf{h}^j = -\mathbf{f}^j \tag{4.9}$$

gdzie $\mathbf{f}^j$ jest wartością funkcji (4.6) w danej iteracji. Macierz $\mathbf{B}^j$ w równaniu (4.7) oraz (4.9) jest aktualną aproksymacją jakobianu funkcji $\mathbf{f}$ (4.6) wyznaczaną na podstawie wszystkich poprzednich iteracji. Jako początkową wartość macierzy $\mathbf{B}^0$ przyjmuje się macierz jednostkową, co oznacza założenie $\boldsymbol{\phi}_f^1 = \boldsymbol{\phi}_c^*$. W każdej kolejnej iteracji macierz $\mathbf{B}^j$ uaktualniana jest za pomocą formuły BFGS. Dzięki odmiennemu sformułowaniu celu optymalizacji oraz zastosowaniu aktualizacji macierzy już pierwsza odpowiedź modelu dokładnego służy szacowaniu poszukiwanej relacji. W ujęciu oryginalnym pierwsze N odpowiedzi miało na celu zapewnienie pełnego rzędu problemu szacowania pierwszej aproksymacji.

W przeciwieństwie do bezpośredniej optymalizacji elektromagnetycznej, w której wykorzystuje się tylko i wyłącznie symulator pełnofalowy, w omawianej metodzie niezbędne jest dodatkowo zdefiniowanie modelu zgrubnego. Wybór modelu ma zasadnicze znaczenie dla efektywności optymalizacji. Z jednej strony czas jego analizy powinien być niewielki co implikuje niewielką dokładność, z drugiej zaś strony model ten musi prawidłowo odwzorowywać zachowanie układu. W przypadku wykorzystania metod siatkowych w analizie pełnofalowej oczywistym wyborem na model zgrubny jest analiza z mniej dokładną siatką [28, 31]. Prezentowano również rozwiązania wykorzystujące modele zastępcze [26, 34].

Do tej pory zaprezentowano rezultaty optymalizacji wykorzystującej odwzorowanie przestrzeni na przykładach takich układów jak filtry planarne [22, 29], filtry falowodowe [21], filtry z rezonatorami dielektrycznymi oraz multipleksery [66]. Mimo tego faktu, optymalizatory tej klasy nie zostały jeszcze dołączone do komercyjnych pakietów wspomagania projektowania układów mikrofalowych[1]. Przyczyną tego jest najprawdopodob-

[1]Dostepne jest jedynie oprogramowanie [2] autorstwa Bandlera *et al.* w środowisku MATLAB, do którego dołączone są moduły umożliwiające korzystanie z kilku komercyjnych symulatorów.

niej stopień skomplikowania metody, a zwłaszcza jej bardziej zawansowanych wariantów [35,54]. Ponadto wybór modelu zgrubnego jest w dużej mierze uzależniony od rodzaju projektowanego układu.

4.1.2 Aktualizacja gradientu metodą Broydena

W przypadku metod bezpośredniej optymalizacji pełnofalowej ograniczenie liczby symulacji pełnofalowych jest możliwe dzięki zastosowaniu funkcji celu opartej o ekstrahowaną z odpowiedzi pełnofalowej macierz sprzężeń. W podejściu takim, zaprezentowanym w artykule [78], wykorzystuje się fakt liniowej bądź kwadratowej zależności elementów macierzy sprzężeń od wymiarów geometrycznych struktury, co zaprezentowano na przykładzie filtru międzypalczastego na Rysunku 2.6. Dzięki temu nie jest konieczne wyznaczanie gradientu funkcji celu podczas każdej iteracji ze względu na niewielkie zmiany wrażliwości współczynników sprzężeń oraz częstotliwości rezonansowych wraz ze zmianą wymiarów struktury. W omawianym rozwiązaniu pełny gradient wyznaczany jest tylko podczas pierwszej iteracji oraz w przypadku wzrostu wartości funkcji celu. W pozostałych iteracjach dokonywana jest aktualizacja macierzy Jakobiego metodą BFGS [38] korzystająca z informacji o postaci macierzy sprzężeń w poprzedniej iteracji. Wykorzystano również schemat sekwencyjnego programowania kwadratowego dla zapewnienia dużej zbieżności. Wydajność metody zaprezentowano na przykładach optymalizacji filtrów mikropaskowych, których struktury posiadają kilkanaście optymalizowanych zmiennych. Mimo że aktualizowany gradient, będący aproksymacją rzeczywistego gradientu pełnofalowego, zmniejsza zbieżność optymalizacji, to zwiększenie liczby analiz pełnofalowych spowodowane większą liczbą iteracji jest rekompensowane zmniejszeniem liczby wyznaczanych gradientów pełnofalowych.

4.1.3 Wykorzystanie modeli zastępczych do wyznaczania gradientu

Dla struktur filtrów pasmowo-przepustowych opartych o sprzężone rezonatory wpływ poszczególnych elementów struktury ma zasięg lokalny[1]. Oznacza to, że pod wpływem zmiany pojedynczego parametru (wymiaru geometrycznego) struktury zmianie ulega tylko niewielka część macierzy sprzężeń wynikającej z odpowiedzi układu. Dla przykładu zmiana wymiarów elementu sprzęgającego rezonatory najczęściej ma wpływ tylko na wartość współczynnika sprzężenia realizowanego przez ten element, a także na częstotliwości rezonansowe owych rezonatorów. Rezultatem tego jest fakt, że gradient funkcji celu sformułowanej na bazie macierzy sprzężeń dla struktur opartych o sprzężone rezonatory ma charakterystyczną strukturę. W poszczególnych kolumnach macierzy gradientu dominują elementy o niewielkich wartościach, wskazujące na niewielki wpływ danego parametru struktury na macierz sprzężeń. Usunięcie z macierzy owych elementów przy zostawieniu tych o znacznie większych wartościach nie prowadzi zazwyczaj do znaczącego spadku zbieżności optymalizacji.

[1] Porównaj wykres na Rysunku 2.8.

Rozważyć zatem warto podejście polegające na wyznaczeniu gradientu o "rzadkiej" strukturze wykorzystując tylko modele zastępcze elementów macierzy sprzężeń. Ponieważ proponowana w Rozdziale 3 metoda tworzenia modeli zastępczych zakłada uwzględnienie interakcji między grupą rezonatorów, struktura macierzy gradientu może zostać zachowana. Warto w tym miejscu zaznaczyć, że w przypadku zastosowania modeli zastępczych pojedynczych elementów struktury filtru (zgodnie z tradycyjną procedurą opisaną w Rozdziale 1.3.1) możliwa byłaby jedynie realizacja macierzy gradientu o jednym niezerowym elemencie w każdej kolumnie.

Jako przykład rozważony zostanie 5-biegunowy filtr grzebieniowy. Jego parametrami są wysokości kołków h_1, h_2, h_3, szerokości szczelin a_1, a_2, grubości przesłon t_1, t_2 oraz wymiary sondy zasilającej e i f. Macierz gradientu funkcji celu o "rzadkiej" strukturze dla takiego układu ma następującą strukturę:

	h_1	h_2	h_3	a_1	t_1	a_2	t_2	e	f
m_{S1}	•							•	•
m_{11}	•			•	•			•	•
m_{12}	•	•		•	•				
m_{22}		•		•	•	•	•		
m_{23}		•	•			•	•		
m_{33}			•			•	•		
m_{34}		•	•			•	•		
m_{44}		•		•	•	•	•		
m_{45}	•	•		•	•				
m_{55}	•			•	•			•	•
m_{5L}	•							•	•

gdzie czarne kółka reprezentują niezerowe elementy macierzy. Oznacza to, że uwzględniono następujące efekty:

- Wpływ wysokości koła na częstotliwość rezonansową rezonatora oraz współczynniki sprzężeń z sąsiadującymi rezonatorami.
- Wpływ szerokości szczelin oraz grubości przesłon na współczynniki sprzężeń realizowane przez przesłonę oraz wpływ na częstotliwości rezonansowe sprzężonych rezonatorów.
- Wpływ parametrów sondy zasilającej na współczynnik sprzężeń źródło/obciążenie-rezonator oraz wpływ na częstotliwość rezonansową w pierwszego/ostatniego rezonatora.

Do wyznaczenia gradientu wykorzystano model trójki sprzężonych ze sobą rezonatorów przedstawiony w Rozdziale 3.2.4.1. Wyznaczenie elementów każdej z kolumn jakobianu wymagało dwukrotnej symulacji modelu: dla zaburzonej i niezaburzonej geometrii struktury. Odpowiedzi modeli uzyskiwano dla odpowiednich wartości jego parametrów przyjmując odpowiednie wymiary fragmentu rozpatrywanej struktury.

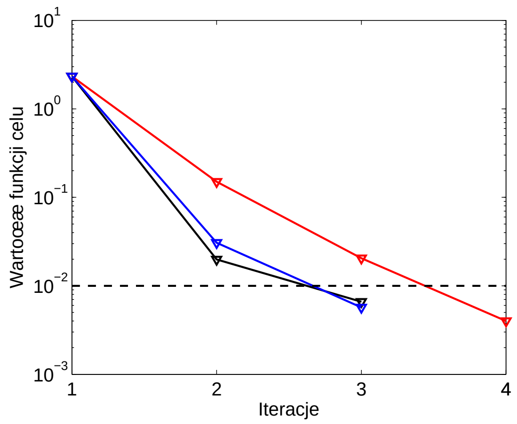
Macierze (4.10) oraz (4.11) przedstawiają rzeczywiste postacie, odpowiednio "rzadką", wyznaczaną z modelu, oraz pełną, wyznaczaną na podstawie symulacji pełnofalowych, gradientu funkcji celu (2.17) omawianej struktury dla wymiarów $A = 19.0$ mm, $d = 6.0$ mm, $h_1 = 14.1059$ mm, $h_2 = 13.9445$ mm, $h_3 = 14.2199$ mm, $a_1 = 12.6318$ mm, $t_1 = 1.9971$ mm, $a_2 = 10.8443$ mm, $t_2 = 1.9284$ mm, $e = 6.9284$ mm, $f = 0.7531$ mm.

$$\begin{bmatrix} 0.0906 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.1465 & -0.4805 \\ -5.6914 & 0 & 0 & -0.1563 & 0.1000 & 0 & 0 & -0.0991 & -1.0246 \\ -0.0045 & 0.0885 & 0 & -0.1254 & 0.1948 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -5.6273 & 0 & -0.1563 & 0.1218 & -0.1492 & 0.0752 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0014 & -0.0042 & 0 & 0 & -0.1242 & 0.1739 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -5.6829 & 0 & 0 & -0.1492 & 0.0989 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0014 & -0.0042 & 0 & 0 & -0.1242 & 0.1739 & 0 & 0 \\ 0 & -5.6273 & 0 & -0.1563 & 0.1218 & -0.1492 & 0.0752 & 0 & 0 \\ -0.0045 & 0.0885 & 0 & -0.1254 & 0.1948 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -5.6914 & 0 & 0 & -0.1563 & 0.1000 & 0 & 0 & -0.0991 & -1.0246 \\ 0.0906 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.1465 & -0.4805 \end{bmatrix} \tag{4.10}$$

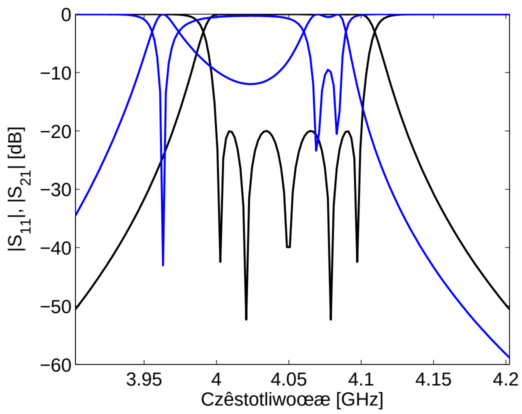
$$\begin{bmatrix} 0.0923 & 0.0063 & -0.0017 & 0.0028 & -0.0018 & 0.0007 & -0.0010 & -0.1401 & -0.4200 \\ -5.3820 & 0.0073 & 0.0181 & -0.1324 & 0.0073 & 0.0029 & -0.0026 & -0.0153 & -0.9166 \\ -0.0829 & 0.0627 & 0.0115 & -0.1268 & 0.1901 & -0.0002 & 0 & -0.0001 & -0.0052 \\ -0.0007 & -5.5745 & 0.0102 & -0.1533 & 0.0245 & -0.1505 & 0.0158 & 0.0019 & 0.0028 \\ 0.0095 & -0.0471 & 0.0257 & -0.0019 & -0.0007 & -0.128 & 0.1744 & -0.0004 & 0 \\ 0.0486 & 0.0049 & -5.5816 & 0.0023 & -0.0016 & -0.3177 & 0.0546 & 0 & 0.0080 \\ 0.0095 & -0.0468 & 0.0255 & -0.0019 & -0.0008 & -0.1281 & 0.1744 & -0.0004 & 0 \\ -0.0009 & -5.5746 & 0.0100 & -0.1533 & 0.0245 & -0.1506 & 0.0158 & 0.0019 & 0.0028 \\ -0.0834 & 0.0621 & 0.0111 & -0.1268 & 0.1902 & -0.0002 & 0 & -0.0001 & -0.0053 \\ -5.3836 & 0.0068 & 0.0161 & -0.1325 & 0.0073 & 0.0027 & -0.0026 & -0.0154 & -0.9168 \\ 0.0923 & 0.0063 & -0.0017 & 0.0028 & -0.0018 & 0.0007 & -0.0010 & -0.1401 & -0.4200 \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

Jak wynika z porównania gradientów (4.10) oraz (4.11), w przypadku "rzadkiego" gradientu pominięte elementy gradientu pełnofalowego są rząd lub kilka rzędów mniejsze od elementów uwzględnianych. Poszukiwany w każdej iteracji algorytmu optymalizacyjnego kierunek spadku funkcji celu mniej lub bardziej zbliżony jest do kierunku największego jej spadku. Ten zaś zdeterminowany jest przez największe elementy macierzy gradientu o największych wartościach, co wynika z definicji gradientu. Pominięcie w każdej kolumnie macierzy elementów o stosunkowo niewielkich wartościach nie ma zatem dużego wpływu na zbieżność optymalizacji. Różnice wartości uwzględnianych elementów macierzy (4.10) mają już zauważalny wypływ na liczbę iteracji optymalizacji. Wpływ postaci gradientu wykorzystywanego podczas optymalizacji ilustruje Rysunek 4.1. Przedstawia on rezultaty optymalizacji omawianej przykładowej struktury 5-biegunowego filtru grzebieniowego.

Wykres przedstawia przebieg wartości funkcji celu w postaci (2.17) dla trzech optymalizacji. Jako punkt odniesienia przyjęto optymalizację z pełnofalowo wyznaczanym gradientem [78], którą oznaczono czarną linią. Kolorem niebieskim oznaczono optymalizację z gradientem wyznaczanym pełnofalowo, w którym pominięto mniej znaczące elementy zgodnie z prezentowanym schematem. Czerwona linia przedstawia przebieg optymalizacji z gradientem w postaci "rzadkiej", wyznaczanym na podstawie odpowiedzi modelu zastępczego trójki rezonatorów grzebieniowych. Jak widać zastosowanie zaproponowanej postaci gradientu zmniejszyło zbieżność optymalizacji wydłużając ją o jedną iterację. Jednak brak konieczności wyznaczenia pełnofalowego gradientu (9 symulacji pełnofalowych) powoduje, że optymalizacja z gradientem wyznaczanym na podstawie modeli wymagała przeprowadzenia tylko 4 symulacji w porównaniu do 12 symulacji w pozostałych przypadkach. Wzrost wydajności optymalizacji jest tym większy, im więcej struktura posiada optymalizowanych parametrów.

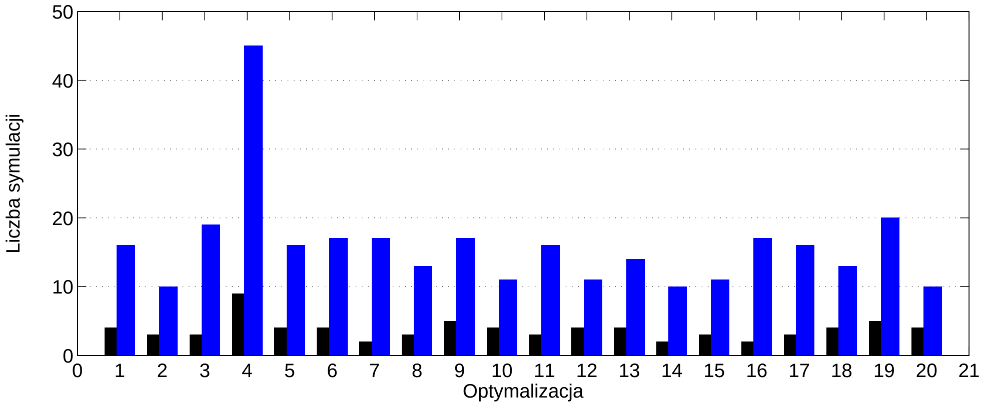


RYSUNEK 4.1: Przebieg optymalizacji filtru combline dla trzech postaci gradientu: pełnofalowego (czarna linia), pełnofalowego "rzadkiego" (niebieska linia) oraz "rzadkiego" wyznaczanego na podstawie modeli.

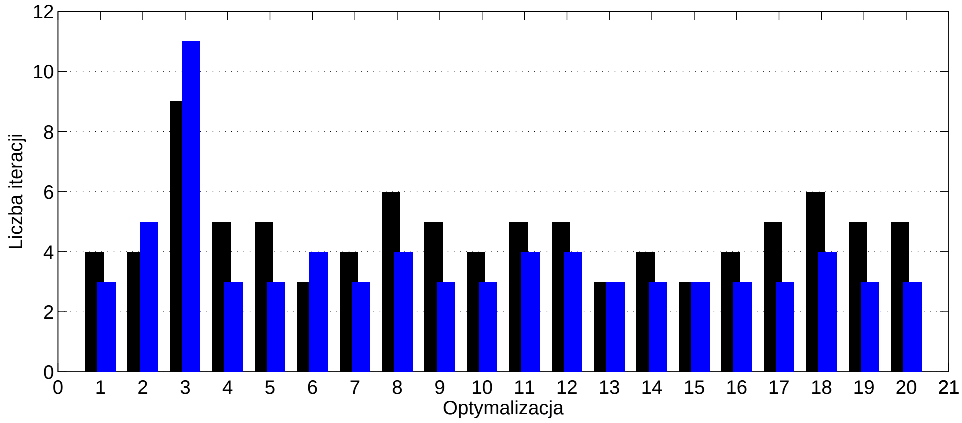


RYSUNEK 4.2: Odpowiedź pełnofalowa filtru combline wybranego jako punkt startowy do optymalizacji porównawczej.

Wzrost wydajności optymalizacji przy zastosowaniu proponowanej metody sprawdzono przeprowadzając 20 porównawczych optymalizacji filtrów grzebieniowych o częstotliwości środkowej 8 GHz. Szerokości pasm oraz rzędy filtrów zostały wybrane losowo z przedziałów odpowiednio $0.8 \div 4.8\%$ oraz $4 \div 10$. Każdy z filtrów zoptymalizowano proponowaną metodą oraz metodą zaprezentowaną w [78]. Na Rysunku 4.3(a) przedstawiono liczbę symulacji dla każdej z optymalizacji. Rysunek 4.3(b) zawiera analogiczny wykres dla liczby iteracji. Średnia liczba symulacji wyniosła 3.75 oraz 15.95 odpowiednio dla obu metod, co oznacza czterokrotny wzrost wydajności. Średnie liczby iteracji to 4.70 i 3.75 co oznacza niewielki spadek zbieżności.



(a)



(b)

RYSUNEK 4.3: Liczba symulacji pełnofalowych oraz liczba iteracji podczas optymalizacji 20 filtrów grzebieniowych o losowej szerokości pasma i rzędzie. Kolorem niebieskim oznaczono symulacje z pełnofalowym gradientem, zaś kolorem czarnym optymalizacje wykorzystujące "rzadki" gradient wyznaczany na podstawie odpowiedzi modeli zastępczych.

4.1.4 Optymalizacja w oparciu o wartości własne macierzy sprzężeń

W sytuacji gdy nie są dostępne modele zastępcze konieczne jest wyznaczenie pełnofalowego gradientu funkcji celu. Jedną z możliwości jest aktualizacja metodą BFGS, co zastosowano w algorytmie zaproponowanym w pracy [78]. Poniżej zaprezentowany zostanie alternatywny sposób ograniczenia liczby wyznaczanych gradientów w stosunku do [78], gdzie zastosowano aktualizację gradientu funkcji celu opartej o elementy macierzy sprzężeń. Cechą formuły BFGS wykorzystywanej we wspomnianej technice jest fakt, że aktualizacja macierzy Jakobiego nie wnosi do macierzy informacji o zachowaniu się funkcji w kierunkach ortogonalnych do kierunku kroku iteracji. Może to w niektórych przypadkach spowodować konieczność przedwczesnego wyznaczenia pełnego gradientu funkcji celu metodą różnic skończonych, a w konsekwencji znacznego wydłużenia procesu optymalizacji.

Proponowana metoda opiera się na sformułowaniu funkcji celu na podstawie wartości własnych macierzy sprzężeń układu ekstrahowanej z odpowiedzi pełnofalowej, w przeciwieństwie do wartości elementów macierzy [78]. Wartości własne $\{\lambda_k^p\}_{k=1,2,\ldots,N+2}$ macierzy sprzężeń $\mathbf{M}$ o wymiarach $N \times N$, są biegunami zwarciowej admitancji wyjściowej $Y_{22}(\omega)$, zaś zera tej funkcji są jednocześnie wartościami własnymi $\{\lambda_k^{z1}\}$ macierzy $\mathbf{M}'$ o wymiarach $N-1 \times N-1$, powstałej przez wykreślenie pierwszej kolumny i pierwszego wiersza macierzy $\mathbf{M}$. Własność tę opisuje następująca zależność:

$$Y_{22}(\omega) = -j[\mathbf{M} + \omega\mathbf{I}]^{-1} = -j\frac{\det[\mathbf{M}' + \omega\mathbf{I}']}{\det[\mathbf{M} + \omega\mathbf{I}]} \tag{4.12}$$

gdzie $\mathbf{I}$ oraz $\mathbf{I}'$ są macierzami jednostkowymi o wymiarach $N \times N$ oraz $N-1 \times N-1$. Podobna zależność dotyczy zwarciowej admitancji wejściowej $Y_{11}(\omega)$, której zera są wartościami własnymi $\{\lambda_k^{z2}\}$ macierzy $\mathbf{M}''$ powstałej przez wykreślenie ostatniego wiersza i ostatniej kolumny macierzy $\mathbf{M}$. Stosowana, w opisywanym rozwiązaniu, funkcja celu ma postać:

$$f = \sum_{i=1}^{N+2}\left|\hat{\lambda}_i^p - \lambda_i^p\right|^2 + \sum_{i=1}^{N+1}\left|\hat{\lambda}_i^{z1} - \lambda_i^{z1}\right|^2 + \sum_{i=1}^{N+1}\left|\hat{\lambda}_i^{z2} - \lambda_i^{z2}\right|^2 \tag{4.13}$$

gdzie $\{\hat{\lambda}_k^p\}_{k=1,2,\ldots,N+2}$, $\{\hat{\lambda}_k^{z1}\}_{k=1,2,\ldots,N+1}$ oraz $\{\hat{\lambda}_k^{z2}\}_{k=1,2,\ldots,N+1}$ są wartościami własnymi macierzy sprzężeń prototypu dolnoprzepustowego. W odróżnieniu od zer i biegunów parametrów rozproszenia zera i bieguny parametrów admitancyjnych, jako wartości własne symetrycznych i rzeczywistych macierzy, są liczbami rzeczywistymi.

4.1.4.1 Jakobian

Podobnie jak w [78], w proponowanej metodzie wykorzystywany jest fakt liniowej zależności elementów macierzy sprzężeń od wymiarów geometrycznych struktury. Cechą wyróżniającą prezentowaną technikę jest metoda aktualizacji gradientu funkcji celu. Poszczególne elementy jakobianu $\mathbf{J}$ funkcji (4.13) zdefiniowane są jako:

$$J_{ij} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial x_j} \tag{4.14}$$

gdzie λ_i jest i-tym elementem zestawu wartości własnych stanowiącego funkcję celu, zaś x_j jest j-tym elementem wektora optymalizowanych parametrów. Podobnie jak w przypadku (2.16) nieliniowość zależności zer i biegunów parametrów admitancyjnych powoduje konieczność wyznaczania jakobianu w postaci (4.14) podczas każdej iteracji. W proponowanej metodzie postać (4.14) zostaje zastąpiona iloczynem:

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_Q \cdot \mathbf{J}_M \tag{4.15}$$

gdzie $\mathbf{J}_Q$ oraz $\mathbf{J}_M$ to macierze prostokątne, których elementy zdefiniowane są następująco:

$$J_{Qij} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial m_j} \tag{4.16}$$

$$J_{Mij} = \frac{\partial m_i}{\partial x_j} \tag{4.17}$$

Jak wynika z (4.16) pierwsza z macierzy jest macierzą czułości wartości własnych (elementów funkcji celu) na zaburzenia macierzy sprzężeń. Macierz ta ma wymiary $m \times n$, gdzie m jest liczbą elementów wektora funkcji celu, zaś n jest liczbą niezerowych elementów macierzy sprzężeń układu. Elementy macierzy czułości $\mathbf{J}_Q$ wyznaczane są analitycznie zgodnie ze wzorem (B.27).

Zgodnie ze wzorem (4.17) macierz $\mathbf{J}_M$ jest macierzą wrażliwości elementów macierzy sprzężeń filtru m na zmiany parametrów filtru x. Wrażliwości wyznaczane są zgodnie ze wzorem na górny iloraz różnicowy (2.12):

$$J_{Mij} = \frac{\partial m_i}{\partial x_j} \approx \frac{m_i(\mathbf{x} + \epsilon \cdot \mathbf{e}_j) - m_i(\mathbf{x})}{\epsilon} \tag{4.18}$$

gdzie $\mathbf{x}$ jest wektorem parametrów filtru, ϵ jest niewielką liczbą dodatnią, zaś $\mathbf{e}_i$ jest wektorem o wymiarach takich jak $\mathbf{x}$, którego elementy są zerowe poza elementem $e_j = 1$. Wszystkie elementy m_i wyznaczane są podczas pojedynczej symulacji zatem każda kolumna macierzy $\mathbf{J}_Q$ wymaga pojedynczej analizy pełnofalowej dla zaburzonego wektora parametrów. Jest ona równoznaczna z jakobianem funkcji (2.17).

Ograniczenie liczby symulacji pełnofalowych w trakcie procesu optymalizacji polega na wyznaczaniu kosztownego gradientu (4.17) tylko w następujących sytuacjach:

1. Podczas pierwszej iteracji.
2. Gdy podczas kolejnej iteracji norma funkcji celu wzrośnie w stosunku do iteracji poprzedniej.

Dla drugiego przypadku krok optymalizacji zostaje anulowany i wartość funkcji celu wyznaczana jest dla zmniejszonego o połowę kroku optymalizacji. Macierz $\mathbf{J}_Q$ wyznaczana jest podczas każdej iteracji po ekstrakcji macierzy sprzężeń a następnie konstruowany jest gradient (4.15).

4.1.4.2 Zastosowanie sekwencyjnego programowania kwadratowego

Jak wspomniano w Rozdziale 2.2.1.2 sekwencyjne programowanie kwadratowe jest niezwykle efektywną metodą optymalizacyjną z ograniczeniami. Proponowana metoda optymalizacji wykorzystuje schemat sekwencyjnego programowania kwadratowego, czyli iteracyjnego rozwiązywania problemu kwadratowego w celu uzyskania korekt parametrów filtru gwarantujących minimalizację funkcji celu (4.13). Wprowadzenie schematu sekwencyjnego programowania kwadratowego do optymalizacji funkcji celu (4.13) wymaga kilku założeń. Programowanie kwadratowe rozwiązuje problem w postaci:

$$\min_{\substack{\mathbf{x} \\ \mathbf{v}_1<\mathbf{x}<\mathbf{v}_2}} \frac{1}{2}\mathbf{x}^T\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{f}^T\mathbf{x} \tag{4.19}$$

Funkcję celu (4.13) można zapisać w postaci wektorowej jako:

$$\mathbf{c} = (\boldsymbol{\lambda}_0 - \boldsymbol{\lambda})^T(\boldsymbol{\lambda}_0 - \boldsymbol{\lambda}) \tag{4.20}$$

gdzie $\boldsymbol{\lambda}_0 = [\hat{\lambda}_1^p\ \hat{\lambda}_2^p \ldots \hat{\lambda}_{N+2}^p\ \hat{\lambda}_1^{z1}\ \hat{\lambda}_2^{z1} \ldots \hat{\lambda}_{N+1}^{z1}\ \hat{\lambda}_1^{z2}\ \hat{\lambda}_2^{z2} \ldots \hat{\lambda}_{N+1}^{z2}]^T$ to wektor zestawów docelowych wartości własnych macierzy sprzężeń, zaś $\boldsymbol{\lambda}$ jest wektorem tychże wartości w kolejnej iteracji. Przy założeniu niewielkiej zmiany wektora wartości własnych, wartość funkcji celu jest równa:

$$\mathbf{c} = (\boldsymbol{\lambda}_0 - \boldsymbol{\lambda} + \Delta\boldsymbol{\lambda})^T(\boldsymbol{\lambda}_0 - \boldsymbol{\lambda} + \Delta\boldsymbol{\lambda}) \tag{4.21}$$

Po podstawieniu $\mathbf{g} = (\boldsymbol{\lambda}_0 - \boldsymbol{\lambda})$, otrzymujemy:

$$\mathbf{c} = \Delta\boldsymbol{\lambda}^T\Delta\boldsymbol{\lambda} + 2\mathbf{g}^T\Delta\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{g}^T\mathbf{g} \tag{4.22}$$

Wektor $\Delta\boldsymbol{\lambda}$ można zapisać jako:

$$\Delta\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{J}\cdot\Delta\mathbf{x} \tag{4.23}$$

gdzie $\Delta\mathbf{x}$ jest wektorem zaburzeń parametrów filtru, zaś $\mathbf{J}$ jest jakobianem, którego elementy zdefiniowane zgodnie ze wzorem różnic skończonych (2.12), jako:

$$J_{ij} = \frac{\delta\lambda_i}{\delta x_j} \approx \frac{\lambda(\mathbf{x} + \epsilon\cdot\mathbf{e}_j) - \lambda(\mathbf{x})}{\epsilon} \tag{4.24}$$

Po podstawieniu (4.23) do (4.22) otrzymujemy:

$$\min_{\substack{\Delta\mathbf{x} \\ \mathbf{v}_1<\Delta\mathbf{x}<\mathbf{v}_2}} \Delta\mathbf{x}^T\mathbf{J}^T\mathbf{J}\Delta\mathbf{x} + 2\mathbf{g}^T\mathbf{J}\Delta\mathbf{x} + \mathbf{g}^T\mathbf{g} \tag{4.25}$$

czyli postać analogiczną do (4.19), przy czym:

$$\mathbf{H} = 2\mathbf{J}^T\mathbf{J} \tag{4.26}$$

$$\mathbf{f} = 2\mathbf{g}^T\mathbf{J} \tag{4.27}$$

$$\mathbf{x} = \Delta\mathbf{x} \tag{4.28}$$

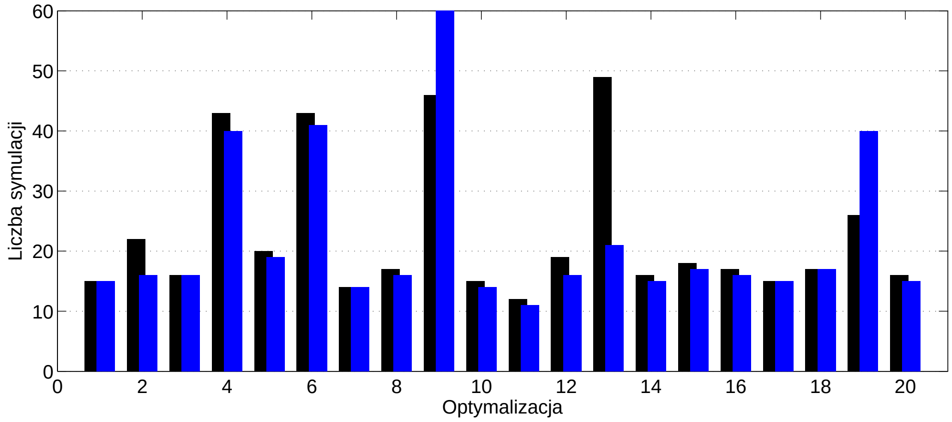
Wektory $\mathbf{v}_1$ oraz $\mathbf{v}_2$ to dolne i górne granice zmiennych. Rozwiązanie problemu kwadratowego (4.28) wyznacza zatem poprawki wektora parametrów $\mathbf{x}$.

4.1.4.3 Porównanie wydajności

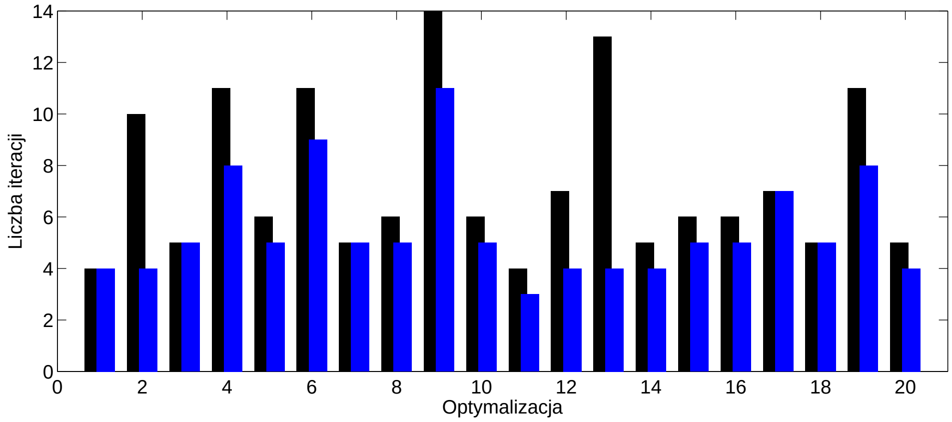
Wydajność proponowanej metody optymalizacji sprawdzono wykonując test porównawczy. Przeprowadzono 20 optymalizacji filtrów grzebieniowych o częstotliwości środkowej 4 GHz. Szerokości pasm oraz rzędy filtrów zostały wybrane losowo z przedziałów odpowiednio $0.8 \div 4.8\%$ oraz $4 \div 10$. Każdy z filtrów zoptymalizowano proponowaną metodą bazującą na sformułowaniu funkcji celu w oparciu o wartości własne macierzy sprzężeń oraz metodą zaprezentowaną w [78]. Na Rysunku 4.4(a) przedstawiono liczbę symulacji dla każdej z optymalizacji. Rysunek 4.4(b) zawiera analogiczny wykres dla liczby iteracji. Średnia liczba symulacji wyniosła 22.8 oraz 21.7 odpowiednio dla obu metod, zaś średnie liczby iteracji to 7.35 i 5.50. Jak widać średni czas optymalizacji, wprost proporcjonalny do średniej liczby symulacji pełnofalowych, jest w przypadku obu metod podobny. W przypadku pierwszej z metod można zaobserwować mniejszą średnią liczbę iteracji, co przy podobnej średniej liczbie symulacji oznacza statystycznie rzadziej wyznaczany gradient pełnofalowy.

4.2 Wnioski

Zaproponowane w niniejszym rozdziale metody zwiększenia efektywności optymalizacji pełnofalowej poprzez minimalizację liczby symulacji mają znaczący wpływ na czas procesu projektowania filtrów z uwagi na to, że etap optymalizacji jest zazwyczaj najbardziej kosztowny numerycznie. Technika bazująca na sformułowaniu funkcji celu optymalizacji w oparciu o wartości własne macierzy sprzężeń charakteryzuje się wysoką wydajnością, podobnie jak technika przestawiona w pracy [78] stanowiąc dla niej dogodną alternatywę. Wykorzystanie modeli zastępczych elementów macierzy sprzężeń na etapie wyznaczania gradientu funkcji celu pozwala dodatkowo kilkukrotnie zmniejszyć liczbę symulacji w stosunku do wspomnianych metod, co czyni ją niezmiernie wydajną. Jej efektywność wzrasta jeszcze bardziej w połączeniu ze wstępnym wymiarowaniem struktury wykorzystującym te same modele zastępcze, zapewniające wysoką dokładność wymiarowania.



(a)



(b)

Rysunek 4.4: Liczba symulacji pełnofalowych oraz liczba iteracji podczas optymalizacji 20 filtrów grzebieniowych o losowej szerokości pasma i rzędzie. Kolorem niebieskim oznaczono symulacje z pełnofalowym gradientem, zaś kolorem czarnym optymalizacje wykorzystujące "rzadki" gradient wyznaczany na podstawie odpowiedzi modeli zastępczych.

Rozdział 5

Multipleksery mikrofalowe

Lata 70-te ubiegłego wieku przyniosły ogromny postęp w komunikacji satelitarnej a wraz z nim wzrost zapotrzebowania na układy sumowania i dzielenia sygnałów w dziedzinie częstotliwości. Pojedynczy satelita telekomunikacyjny obsługuje nierzadko dziesiątki kanałów częstotliwości, które po stronie odbiorczej muszą zostać skierowane do oddzielnych wzmacniaczy. Po stronie nadawczej systemu istnieje konieczność sumowania wzmocnionych sygnałów i kierowania ich pojedynczym falowodem do anteny. Oba te zadania spełniają multipleksery.

Struktura multipleksera opiera się na grupie filtrów, najczęściej pasmowo-przepustowych, zwanych kanałami, których jedne wrota podłączone są do wspólnego wejścia. Sposób połączenia filtrów do wspólnych wrót decyduje o właściwościach multipleksera, a także problemach związanych z projektowaniem tak skomplikowanego urządzenia. Jednym z rozwiązań tego problemu jest połączenie kanałów do wspólnego wejścia poprzez sprzęgacze hybrydowe [102, 130] bądź cyrkulatory [11, 113]. Dzięki takiemu rozwiązaniu poszczególne kanały są od siebie elektrycznie izolowane, co pozwala stroić je niezależnie od siebie. Ponadto układ taki można łatwo rozbudowywać dodając kolejne kanały bez konieczności strojenia pozostałych filtrów. Zastosowanie sprzęgaczy lub cyrkulatorów zwiększa jednak straty wtrąceniowe, rozmiary układu oraz jego cenę, gdyż zastosować trzeba niskostratne cyrkulatory ferrytowe, a także dwa filtry na kanał w przypadku zastosowania sprzęgaczy. Wad tych pozbawione są rozwiązania oparte na bezpośrednim podłączeniu kanałów do wspólnej prowadnicy falowej poprzez zwykłe złącza bądź apertury. Takie układy charakteryzują się niskimi stratami wtrąceniowymi oraz niewielką masą. Brak izolacji elektrycznej między kanałami podłączonymi bezpośrednio do pojedynczej prowadnicy falowej jest przyczyną interakcji między poszczególnymi filtrami. Zmiana parametrów jednego z kanałów wpływa na odpowiedź całego multipleksera. Zatem strojąc poszczególne kanały należy mieć na uwadze pozostałe elementy układu i kontrolować odpowiedź całego multipleksera. Ten fakt czyni projektowanie multiplekserów tej klasy bardzo skomplikowanym zadaniem, którego stopień skomplikowania rośnie jeszcze bardziej wraz ze wzrostem liczby kanałów.

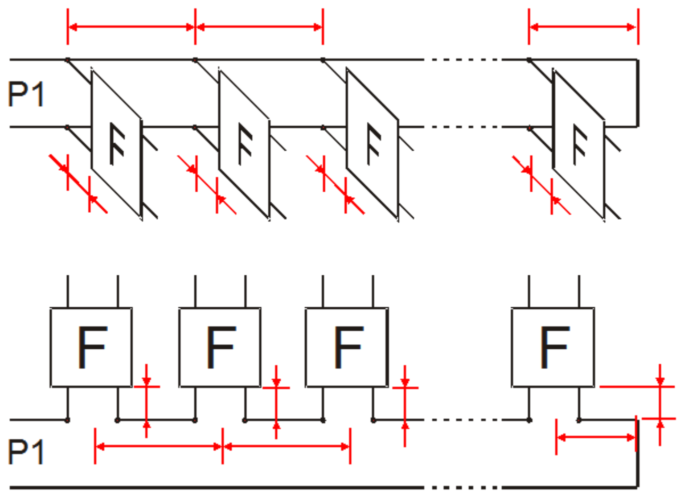
Charakterystyka elektryczna multipleksera składa się z dwóch lub większej liczby kanałów tworzonych przez charakterystyki poszczególnych filtrów pasmowo-przepustowych rozdzielonych pewnym pasmem częstotliwości. Szerokość pasma rozdzielającego kanały jest głównym czynnikiem wpływającym na siłę oddziaływań między kanałami. Dwa szczególne przypadki odpowiedzi multiplekserów zasługują na wyszczególnienie, gdyż ze względu na ich specyfikę istnieją metody projektowania multiplekserów dedykowane tym rozwiązaniom.

Pierwszym ze wspomnianych rozwiązań są spotykane najczęściej w wojskowych systemach wczesnego ostrzegania multipleksery o ciągłym paśmie (ang. *contiguous-band*) [137], w których pasma poszczególnych kanałów są umiejscowione bardzo blisko siebie i ich charakterystyki transmisyjne przecinają się na poziomie -3dB. W ten sposób wszystkie kanały tworzą niejako jedno pasmo. Trudności w projektowaniu tego typu multiplekserów wynikają z bardzo silnych interakcji między kanałami i w celu kompensacji tych interakcji muszą być zastosowane wyjątkowe techniki projektowana. Dobre rezultaty osiągano w przypadku wykorzystania filtrów pojedynczo obciążonych projektowanych dla zerowej impedancji źródła [44].

Drugim przypadkiem jest multiplekser dwukanałowy, nazywany inaczej diplekserem. W literaturze wiele jest opracowań poświęconym wyłącznie diplekserom [92, 97, 109, 127, 131, 139]. Jednym z powodów takiej sytuacji jest oczywiście fakt, że układy te są najmniej skomplikowanym wariantem multipleksera. Niemniej ważnym powodem jest specyficzne zastosowanie diplekserów. W systemach łączności są one umiejscowione bezpośrednio za anteną nadawczo-odbiorczą kierując odebrany sygnał do toru odbiorczego, a jednocześnie kierując sygnał z toru nadawczego do anteny. Jednoczesna praca z bardzo słabymi i bardzo mocnymi sygnałami stawia bardzo wysokie wymagania dotyczące parametrów układu. Z jednej strony układ taki musi się charakteryzować niskimi stratami, z drugiej zaś strony doskonałą selektywnością blisko sąsiadujących ze sobą kanałów. Z tego powodu w kanałach stosowane są bardzo często filtry wysokiego rzędu oraz filtry o niesymetrycznej charakterystyce i z dużą liczbą zer transmisyjnych.

5.1 Metody projektowania

Jak wspomniano powyżej, problem projektowania multiplekserów jest złożonym zagadnieniem z uwagi na liczbę zmiennych oraz wpływ elementów jednego kanału na odpowiedź całego układu. Proces syntezy składa się generalnie z trzech etapów: syntezy kanałów, ustalenia wymiarów prowadnicy falowej i odległości filtrów od falowodu oraz ostatecznej korekty całego multipleksera. Historycznie pierwszymi metodami projektowania tej klasy urządzeń były metody bezpośrednie bazujące na syntezie poszczególnych kanałów w formie obwodów zastępczych [17, 117, 119, 120]. Wraz z rozwojem technik numerycznych i popularyzacji komputerowego wspomagania projektowania pojawił się szereg metod optymalizacyjnych zastępując ograniczone metody analityczne. Metody te z natury rzeczy ogólne opierają się na iteracyjnym korygowaniu projektu celem osiągnięcia zakładanej odpowiedzi multipleksera [3, 32, 55, 57, 62, 66, 72, 104, 127]. Punktem startowym do procedury optymalizacyjnej są zazwyczaj prototypy dolnoprzepustowe kanałów bez uwzględnienia obecności reszty układu oraz ustalone początkowe długości falowodów łączących kanały.



Rysunek 5.1: Dwa równoważne schematy multipleksera ze wspólną prowadnicą falową.

Bazując na zakładanej postaci odpowiedzi multipleksera definiowana jest funkcja celu i przeprowadzana jest optymalizacja układu. Mimo ciągłego wzrostu mocy obliczeniowej komputerów, bezpośrednia optymalizacja całego multipleksera wykorzystująca symulator pełnofalowy jest nieefektywna. Powodem tego jest nie tylko długi czas pojedynczej analizy całego multipleksera, ale także duża wrażliwość takiej optymalizacji na utknięcie w minimum lokalnym. W związku z tym, powszechnie stosowane metody optymalizacyjne projektowania multiplekserów korzystają z rozwiązań zwiększających efektywność optymalizacji. Rozwiązania te najczęściej wiążą się z przeprowadzeniem kilkuetapowej optymalizacji, przyjmując na tym etaie wiele uproszczeń dotyczących pracy układu.

Pierwszym z takich rozwiązań jest dekompozycja układu multipleksera na mniejsze podukłady i przeprowadzenie sekwencji mniej złożonych optymalizacji. Podukładami tymi mogą być poszczególne kanały [3, 32], jak i pojedyncze rezonatory [62, 72] w zależności od przyjętego podejścia. Seria optymalizacji z niewielką liczbą zmiennych jest mniej podatna na utknięcie w minimach lokalnych funkcji celu. Wielokrotna analiza poszczególnych fragmentów układu multipleksera okazuje się być również szybsza od mniejszej liczby analiz całego projektowanego multipleksera. Inną metodą zwiększenia efektywności optymalizacji multiplekserów jest zastąpienie nieciągłości układami zastępczymi. Takie rozwiązanie zaprezentowano w [129] oraz [136], gdzie zastosowano dokładny zastępczy model obwodowy przesłony falowodowej na etapie syntezy kanałów i odległości filtrów od złącza. W pracy [3] posłużono się modelami zastępczymi całych filtrów. Na podobnej zasadzie opiera się metoda zaprezentowana w [104], gdzie w fazie optymalizacji wymiarów prowadnicy falowej impedancje wejściowe filtrów reprezentowane są poprzez funkcje wielomianowe, wyznaczone na podstawie symulacji pełnofalowych kanałów. Powszechnie stosowanym uproszczeniem jest również założenie jednorodzajowej propagacji pola w falowodach łączących filtry. Założenie takie daje znakomite rezultaty redukując czas analizy multipleksera i nie wpływając znacząco na odpowiedź układu. Założenie to jest tym słuszniejsze, że odległości między złączami oraz między złączami i filtrami są najczęściej większe niż $\lambda_g/4$, gdzie λ_g jest długością fali odpowiadającą największej częstotliwości sygnału w falowodzie.

W ostatnich latach pojawiła się koncepcja uwzględniania obecności złączy oraz wzajemnych interakcji między kanałami już na etapie syntezy obwodowej. Jedno z rozwiązań, nawiązujących do tej koncepcji zostało zaprezentowane w pracy [97]. Podejście to bazuje na uwzględnieniu efektów związanych z połączeniem kanałów wspólnym złączem na etapie syntezy wielomianów opisujących odpowiedź układu multipleksera. Na podstawie wielomianów wyznaczane są następnie macierze sprzężeń filtrów zmodyfikowane w taki sposób, aby, w przypadku filtrów o charakterystyce Czebyszewa, zagwarantować równomierne pofalowanie charakterystyk filtrów po podłączeniu ich do wspólnego złącza. Metoda ta jest jednak ograniczona do dwóch kanałów multipleksera. Alternatywne rozwiązanie zaprezentowane w artykułach [59, 60] zakłada budowę macierzy sprzężeń całego multipleksera jako rozszerzenia macierzy sprzężeń filtru na przypadek układu wielowrotowego. Macierz taka, mająca wymiary $(p+n) \times (p+n)$, gdzie n jest sumaryczną liczbą rezonatorów w kanałach a p liczbą wrót układu, ma postać:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{M}_{pn} \\ \mathbf{M}_{pn}^T & \mathbf{M}_n \end{bmatrix} \tag{5.1}$$

gdzie $\mathbf{M}_n$ jest macierzą sprzężeń między rezonatorami, natomiast $\mathbf{M}_{pn}$ jest macierzą sprzężeń między wrotami a rezonatorami. Stwarza to możliwość syntezy prototypu dolnoprzepustowego całego układu multipleksera uwzględniającą na tym wczesnym etapie interakcje między kanałami. Podobnie jak w przypadku analitycznej postaci odpowiedzi całego multipleksera [97] możliwa jest zatem synteza kanałów uwzględniająca już wpływ innych kanałów i samego łącza. Problem stanowi jednak punkt startowy optymalizacji za który przyjmowany jest najczęściej iloczyn wielomianów odpowiedzi pojedynczych kanałów, którego wyznaczenie dla dużej liczby kanałów staje się niedokładne. Jeszcze inne podejście zaproponowano w pracy [139], gdzie opisano metodę syntezy obwodowej filtrów dopasowanych do zespolonej impedancji źródła. W ten sposób, po wyznaczeniu impedancji widzianej przez kanał w kierunku reszty układu multipleksera wyznaczana jest zmodyfikowana macierzy sprzężeń, która gwarantuje dopasowanie filtru w paśmie kanału. Metoda ta zakłada w pierwszej iteracji budowę multipleksera z filtrami dopasowanymi do jednostkowych impedancji źródła i obciążenia. Następnie, iteracyjnie przeprowadzana jest procedura wyznaczania impedancji widzianej przez filtry, syntezy nowej macierzy sprzężeń oraz strojenia filtrów. Nowa macierz sprzężeń kanału zawiera zmodyfikowany współczynnik sprzężenia źródło-rezonator oraz częstotliwość pierwszego rezonatora, co oznacza niewielki koszt strojenia kanału. Należy jednak zwrócić uwagę na wąskopasmowość tego podejścia bazującego na macierzy sprzężenia wyznaczonej dla impedancji widzianej na częstotliwości środkowej kanału.

5.2 Wykorzystanie wydajnych technik syntezy filtrów w projektowania kanałów multiplekserów

Niezależnie od wybranej metody projektowania multipleksera jednym z etapów procesu projektowania jest synteza kanałów w formie filtrów pasmowo-przepustowych. Zysk płynący z zastosowania wydajnej metody projektowania filtrów jest wprost proporcjonalny do liczby kanałów multipleksera. Poniżej zostanie zaprezentowany przykład wykorzystania metody syntezy filtrów proponowanej w niniejszej pracy, a opierającej się o wykorzystanie modeli zastępczych elementów macierzy sprzężeń układu sprzężonych filtrów do wstępnego wymiarowania struktury. Końcowa optymalizacja pełnofalowa wykorzystuje nową funkcję celu opartą o wartości własne macierzy sprzężeń ekstrahowanej z odpowiedzi pełnofalowej filtru. Metoda wykorzystuje wcześniej stworzone modele do wyznaczenia gradientu funkcji celu drastycznie redukując liczbę analiz pełnofalowych.

5.2.1 Projektowanie prowadnicy falowej

Proponowana metoda projektowania wspólnej prowadnicy falowej opiera się na optymalizacji wymiarów falowodu z funkcją celu sformułowaną w oparciu o wartości impedancji wejściowych widzianych z wrót wejściowych poszczególnych kanałów w kierunku prowadnicy. Schemat przykładowego multipleksera z zaznaczonymi na zielono płaszczyznami, w których wyznaczane są impedancje przedstawia Rysunek 5.2. W przypadku kanałów projektowanych jako filtry podwójnie obciążone jednostkowymi impedancjami brak odbić sygnału na wejściu poszczególnego kanału gwarantuje impedancja wejściowa wyznaczona w sposób przedstawiony powyżej równa $\hat{Z}_{we} = 1 + j0$. Dlatego też funkcja celu optymalizacji została zdefiniowana jako:

$$f = \sum_{i=1}^{n} |\hat{Z}_{we} - Z_i|^2 \tag{5.2}$$

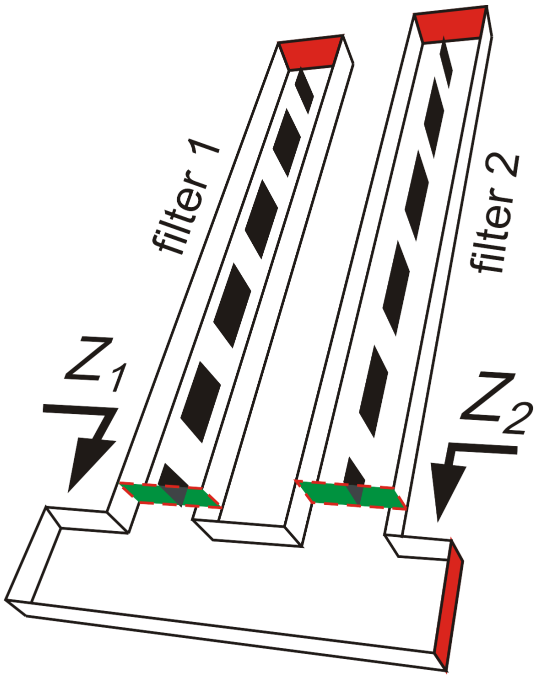
gdzie n jest liczbą kanałów multipleksera, zaś Z_i jest impedancją widzianą w miejscu podłączenia filtru do prowadnicy widzianą w stronę reszty multipleksera. Impedancja wejściowa prototypu dolnoprzepustowego na częstotliwości środkowej jest czysto rezystywna. Impedancja wejściowa struktur filtrów realizowanych jako układy o stałych rozłożonych wyznaczona w płaszczyznach oznaczonych na Rysunku 5.2 kolorem zielonym, posiada najczęściej niezerową część urojoną. Z tego powodu impedancja Z_i nie może zostać wyznaczona bezpośrednio na podstawie współczynnika odbicia w tej płaszczyźnie, lecz w płaszczyźnie przesuniętej o długość elektryczną $\theta = -\pi - \arg\Gamma_f$, gdzie Γ_f jest współczynnikiem odbicia filtru na jego częstotliwości środkowej. Impedancję Z_i wyznacza się z zależności:

$$Z_i = \frac{1 + \Gamma'}{1 - \Gamma'} \tag{5.3}$$

gdzie $\Gamma' = \Gamma \cdot e^{-j\theta}$. Jako punkt startowy optymalizacji wymiarów prowadnicy falowej przyjęto regułę zaproponowaną w [44]:

- odległości między rozgałęzieniami ustalono jako $\lambda_g/2$, gdzie λ_g jest długością fali w falowodzie na częstotliwości środkowej najbliższego filtru w kierunku wspólnych wrót;
- odległość między ostatnim złączem a zwarciem ustalono jako $\lambda_g/4$;
- odległości między filtrami a rozgałęzieniami ustalono jako $\lambda_g/2$.

Podejście takie ma charakter wąskopasmowy, gdyż zakłada niezmienność rzeczywistej i urojonej części impedancji Z_i w paśmie kanału, co w ogólnym przypadku nie jest słuszne. Niemniej osiągane w ten sposób rezultaty są często wystarczające lub stanowią doskonały punkt startowy do końcowej optymalizacji całego multipleksera.



Rysunek 5.2: Schemat koncepcyjny wyznaczania impedancji wejściowych wspólnej prowadnicy falowej.

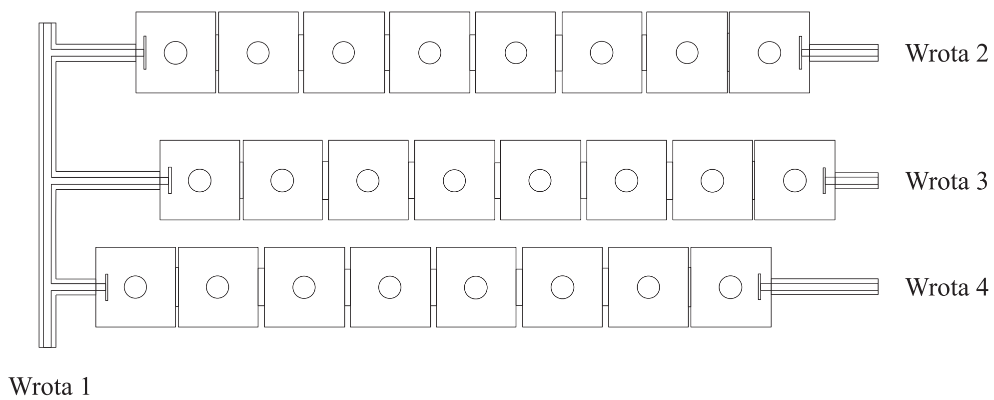
5.2.2 Optymalizacja pełnofalowa

Optymalizacja pełnofalowa multiplekserów jest wyjątkowo wymagającym obliczeniowo zadaniem. Zarówno długi czas analizy multipleksera, jak i duża liczba zmiennych branych pod uwagę podczas optymalizacji powodują ogromne trudności ze znalezieniem rozwiązania problemu jeśli zastosuje się optymalizację na zbyt wczesnym etapie projektowania.

Na domiar złego nie są znane techniki ekstrakcji macierzy sprzężeń multipleksera (5.1) na podstawie jego odpowiedzi uniemożliwiając zastosowanie technik optymalizacyjnych opartych o macierz sprzężeń. Z tego powodu dla celów pełnofalowej optymalizacji multipleksera wykorzystywana jest postać funkcji celu (2.14) oparta na wartościach współczynnika odbicia we wspólnym porcie dla odpowiednich punktów częstotliwości dla każdego z kanałów. W trakcie tego etapu modyfikowane są wymiary wspólnej prowadnicy falowej oraz pierwsze cztery wymiary kanałów licząc od strony prowadnicy. Dla filtrów grzebieniowych będą to: średnica sondy oraz odległość sondy od kołka, wysokość kołka oraz szerokość szczeliny sprzęgającej pierwszy rezonator z drugim. Wybór parametrów wynika z faktu, że zmiana sprzężenia źródło-rezonator oraz częstotliwości środkowej jest wystarczająca do skompensowania reaktancji widzianej w paśmie przepustowym wprowadzonej przez pozostałe kanały [139].

5.3 Przykład

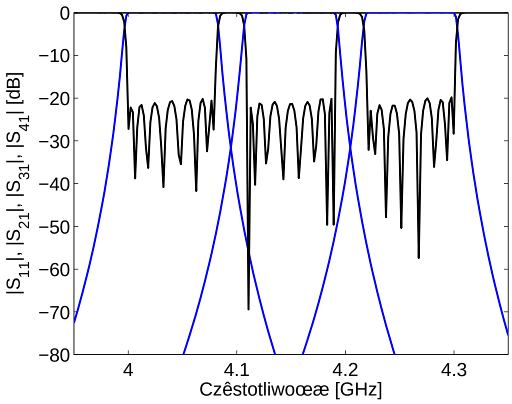
Jako przykład syntezy multipleksera zaprezentowany zostanie poniżej trójkanałowy multiplekser z filtrami grzebieniowymi podłączonymi do powietrznej linii współosiowej, którego widok zamieszczono na Rysunku 5.3. Powietrzna linia współosiowa ma średnice przewodu zewnętrznego 4.3 mm oraz wewnętrznego 1.5 mm. Kanały multipleksera stanowią filtry ósmego rzędu o paśmie 80 MHz gdzie odległość między częstotliwościami środkowymi wynosi 110 MHz.



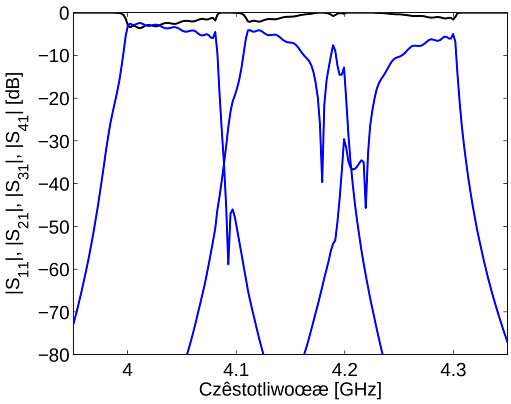
Rysunek 5.3: Widok multipleksera z filtrami grzebieniowymi podłączonymi do wspólnej współosiowej linii powietrznej. Wymiary na rysunku są proporcjonalne do rzeczywistych wymiarów układu po ostatecznej optymalizacji pełnofalowej.

Pierwszym etapem projektowania multipleksera była synteza filtrów grzebieniowych, wykorzystując proponowaną w tej pracy metodę wymiarowania korzystającą z modeli elementów macierzy sprzężeń. Następnie dokonano optymalizacji pełnofalowej każdego z filtrów przy funkcji celu opartej na wartościach własnych macierzy sprzężeń (4.13). Skorzystano z techniki ograniczenia liczby symulacji pełnofalowych polegającej na wyznaczeniu gradientu funkcji celu przy pomocy modeli zastępczych. Zastosowanie modeli na etapie wyznaczania gradientu pozwoliło zredukować liczbę wszystkich symulacji pełnofalowych filtrów do dwunastu. Na Rysunku 5.4 przedstawiono na wspólnym wykresie odpowiedzi pełnofalowe poszczególnych filtrów po syntezie.

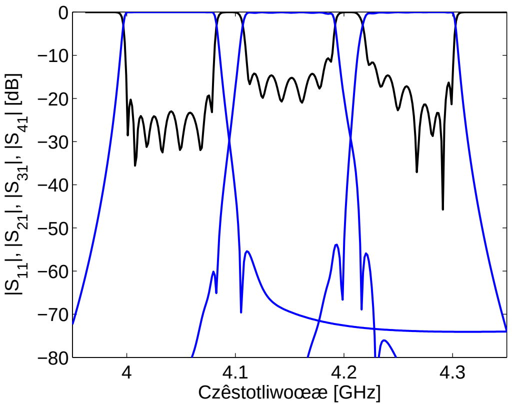
Następnie filtry zostały podłączone do wspólnej prowadnicy falowej (linii współosiowej), której wymiary zostały oszacowane według schematu przedstawionego w Rozdziale 5.2.1. Odpowiedź multipleksera na tym etapie przedstawiono na Rysunku 5.5. Widoczne jest bardzo niewielkie dopasowanie kanałów w paśmie oraz zera transmisyjne. Przeprowadzenie optymalizacji wymiarów prowadnicy falowej było następnym etapem syntezy. Optymalizację przeprowadzono zakładając propagację jednego rodzaju pola w prowadnicy, tj. rodzaju TEM oraz wykorzystując wyznaczone przed optymalizacją parametry rozproszenia rozgałęzień linii współosiowej. Funkcję celu zdefiniowano w oparciu o wzór (5.2), uwzględniając przy wyznaczaniu impedancji Z_i odpowiednie przesunięcie płaszczyzn odniesienia. Odpowiedź multipleksera po optymalizacji prowadnicy falowej przedstawiono na Rysunku 5.6. Widoczna jest wyraźna poprawa dopasowania kanałów, zwłaszcza w przypadku pierwszego kanału. Konieczna jest jednak końcowa optymalizacja w celu osiągnięcia zakładanego poziomu strat odbiciowych w pasmach przepustowych poszczególnych kanałów. Zastosowano funkcję celu w postaci (2.14) skonstruowaną dla całego multipleksera na podstawie położeń zer i biegunów funkcji filtrujących poszczególnych kanałów. Rysunek 5.7 przedstawia odpowiedź multipleksera po optymalizacji całego układu, tj. wymiarów wspólnej prowadnicy falowej oraz czterech pierwszych wymiarów filtrów. Osiągnięty rezultat jest bardzo bliski odpowiedziom indywidualnych filtrów (Rysunek 5.4).



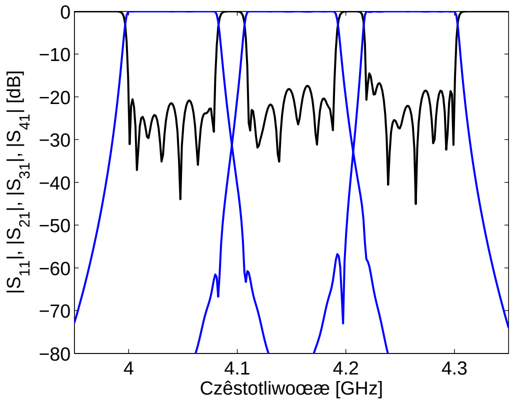
RYSUNEK 5.4: Odpowiedź pełnofalowa kanałów multipleksera po syntezie filtrów.



RYSUNEK 5.5: Odpowiedź pełnofalowa multipleksera po podłączeniu kanałów do wspólnej prowadnicy falowej o wstępnie wyznaczonych wymiarach.



Rysunek 5.6: Odpowiedź pełnofalowa multipleksera po optymalizacji wspólnej prowadnicy falowej.



Rysunek 5.7: Odpowiedź pełnofalowa multipleksera po ostatecznej optymalizacji pełnofalowej całego układu.

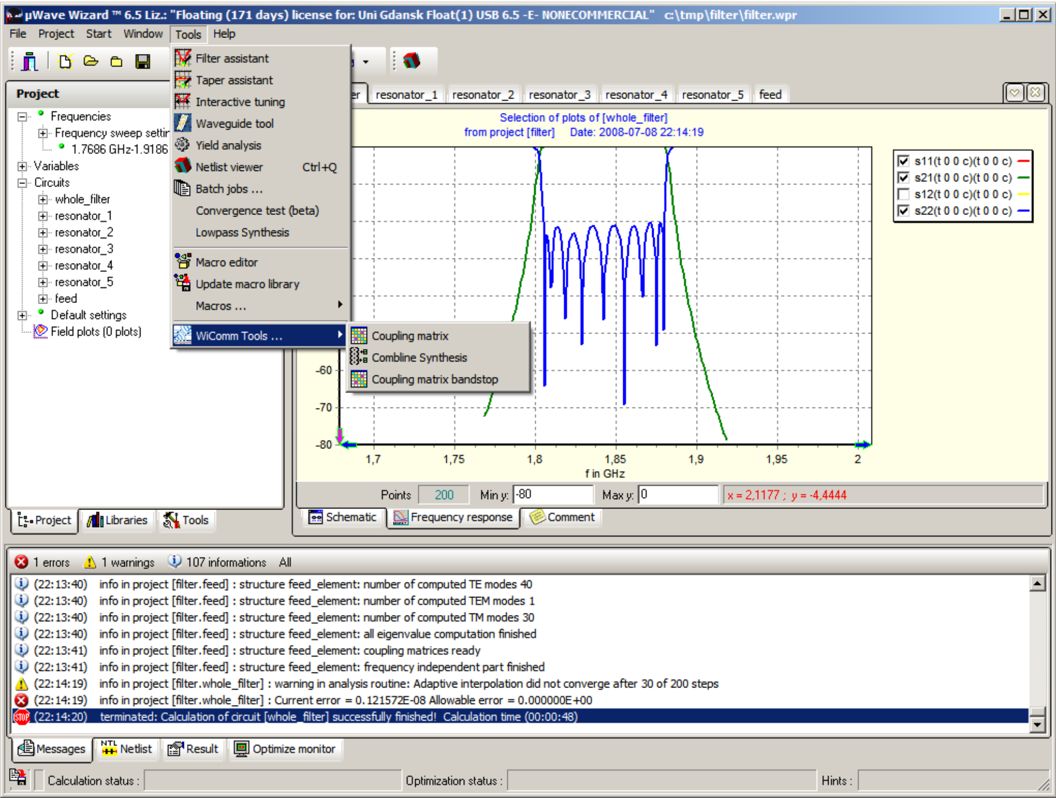
Rozdział 6

Automatyzacja procesu projektowania i integracja opracowanych technologii z profesjonalnym narzędziem CAD

Jak opisano to w Rozdziale 1, projektowanie układów filtrujących wymaga od projektanta rozległej znajomości wielu zagadnień. Po pierwsze, niezbędna jest znajomość teorii obwodów, na której opiera się synteza obwodowa będąca pierwszym etapem projektowania. Drugim istotnym wymaganiem jest znajomość technik numerycznych, gdyż większość metod syntezy obwodowej, jak i metod wykorzystywanych w dalszych etapach projektowania bazuje na optymalizacji. Ponadto, projektowanie fizycznej struktury układu wymaga zazwyczaj zastosowania komercyjnego symulatora pełnofalowego, co wiąże się ze znajomością podstaw wykorzystanej w nim metody analizy. Wreszcie niezbędna jest znajomość ograniczeń technologicznych metod produkcji struktury oraz jego wpływu na pracę wytworzonego układu.

Taka sytuacja ma dwie ważne konsekwencje. Pierwszą z nich jest konieczność zatrudnienia przez wytwórców układów filtrujących wysoko wykwalifikowanego projektanta. Oprócz wiedzy na tematy opisane wyżej, dobry projektant musi posiadać doświadczenie w projektowaniu układów, pozwalające mu w sposób wydajny ową szeroką wiedzę wykorzystać. Drugą konsekwencją jest uciążliwość skomplikowanego, wieloetapowego i czasochłonnego procesu projektowania, polegająca na konieczności implementacji metod numerycznych lub przeprowadzenia wielokrotnych symulacji w celu wstępnego zwymiarowania struktury.

Jednym z rozwiązań powyższych problemów jest automatyzacja procesu projektowania układów filtrujących poprzez zastosowanie automatycznej syntezy obwodowej, wstępnego wymiarowania struktury i jej pełnofalowej optymalizacji. W takiej sytuacji, dla zakładanej odpowiedzi filtru projektant definiuje zestaw parametrów elektrycznych oraz fizycznych struktury a cały proces projektowania przebiega automatycznie, bez ingerencji projektanta. Takie podejście do zagadnienia projektowania filtrów i multiplekserów wymusza zastosowanie bardzo wydajnych i dokładnych technik gwarantujących prawidłowe rezul-



RYSUNEK 6.1: Widok głównego okna pakietu Mician μWave Wizard. Stworzone narzędzia automatycznego projektowania filtrów grzebieniowych dostępne są z poziomu rozwijanego menu.

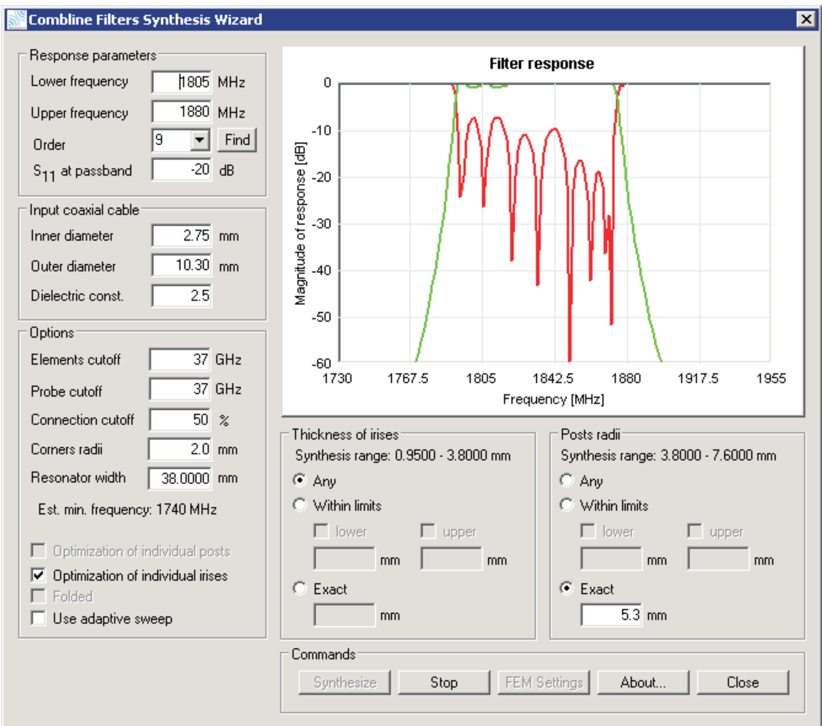
taty dla jakichkolwiek parametrów wejściowych, które zdefiniuje użytkownik, a które leżą w zakresie pracy narzędzi. Ponieważ projektant nie ma możliwości ingerencji w poszczególne etapy automatycznego projektowania, istotną cechą takiej procedury jest niezawodność i przewidzenie wszystkich sytuacji, z jakimi w normalnym trybie pracy spotkałby się projektant.

Proponowane w tej pracy: technika wstępnego wymiarowania struktury wykorzystująca modele elementów macierzy sprzężeń oraz metoda optymalizacji pełnofalowej minimalizująca liczbę symulacji pełnofalowych, posłużyły do stworzenia w pełni zautomatyzowanych narzędzi do projektowania filtrów grzebieniowych. Narzędzia te zostały zintegrowane z komercyjnym narzędziem komputerowego wspomagania projektowania Mician μWave Wizard [1] i dostępne są w sprzedaży jako opcjonalne moduły. Narzędzia korzystają z symulatora pełnofalowego będącego główną częścią pakietu na etapie optymalizacji pełnofalowej. Widok głównego okna aplikacji pokazany jest na Rysunku 6.1. Wspomnianym głównym składnikiem pakietu jest symulator pełnofalowy wykorzystujący metodę dopasowania rodzajów oraz metodę elementów skończonych jako narzędzie analizy polowej. Pakiet łączy w sobie cechy symulatora obwodowego z symulatorem pełnofalowym poprzez podział struktury na podukłady i wyznaczanie uogólnionych macierzy rozproszenia poszczególnych podmacierzy zamiast bezpośredniej trójwymiarowej analizy całego układu.

6.1 Automatyczne projektowanie filtrów grzebieniowych

Pierwszym z narzędzi automatycznego projektowania opracowanym dla pakietu Mician μWave Wizard jest moduł syntezy filtrów grzebieniowych, których struktura zaprezentowana została w Rozdziale 3.2.4 i widoczna jest na Rysunku 6.4. Struktura składająca się z sześciennych rezonatorów sprzężonych poprzez przesłony umożliwia realizację wąskopasmowych odpowiedzi o charakterystyce Czebyszewa i o szerokości pasma do 5%. Narzędzie przeprowadza w pełni automatyczną syntezę struktury filtrów wykorzystując na poszczególnych etapach następujące rozwiązania:

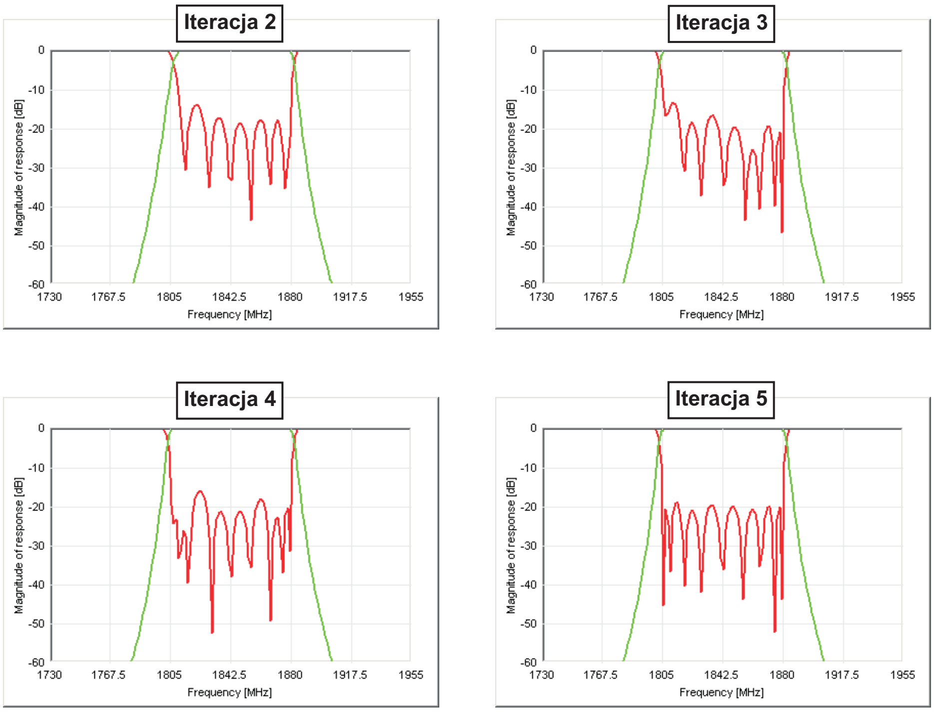
- Synteza obwodowa - na podstawie parametrów odpowiedzi zdefiniowanych przez użytkownika, tj. częstotliwości granicznych pasma przepustowego, rzędu odpowiedzi oraz dopasowania w paśmie, wyznaczane są wielomiany funkcji odbiciowej i transmisyjnej zakładanej odpowiedzi (1.4)-(1.5) zgodnie z algorytmem opisanym w [41]. Następnie wyznaczana jest macierz sprzężeń układu korzystając z metody prezentowanej w [75,87]. Procedura wyznaczania macierzy sprzężeń jest analogiczna do procedury jej identyfikacji na podstawie rezultatów symulacji układu, opisanej szerzej w Dodatku B, za wyjątkiem faktu, że wielomiany wymiernego modelu odpowiedzi wyznaczane dla zakładanej odpowiedzi idealnej filtru. Czas potrzebny na



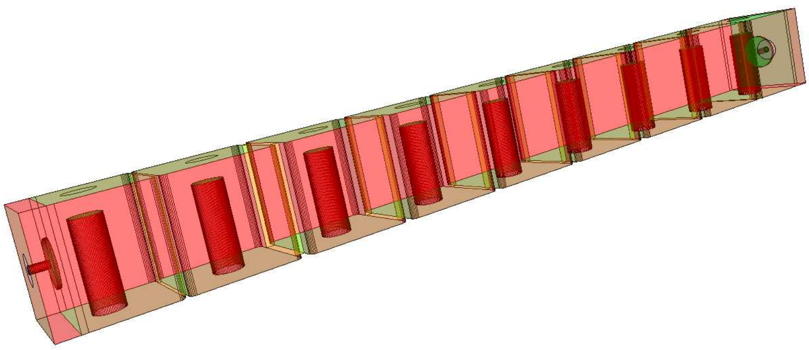
Rysunek 6.2: Widok okna modułu syntezy wąskopasmowych filtrów grzebieniowych. Widoczna jest odpowiedź początkowa przykładowej optymalizacji filtru grzebieniowego 9-tego rzędu.

przeprowadzenie syntezy obwodowej jest znikomy z uwagi na niewielki rozmiar problemu z punktu widzenia technik numerycznych.

- Wymiarowanie struktury - procedura wymiarowania struktury wykorzystuje modele elementów macierzy sprzężeń opisane w Rozdziale 3.2.4.1. Wymiarowanie przebiega zgodnie ze schematem zaprezentowanym w powyższym rozdziale i korzysta z wcześniej wygenerowanych modeli. Dzięki unormowaniu parametrów modeli możliwe jest wymiarowanie struktur o różnych częstotliwościach środkowych i różnych rozmiarów



Rysunek 6.3: Odpowiedzi przykładowego filtru w kolejnych iteracjach.



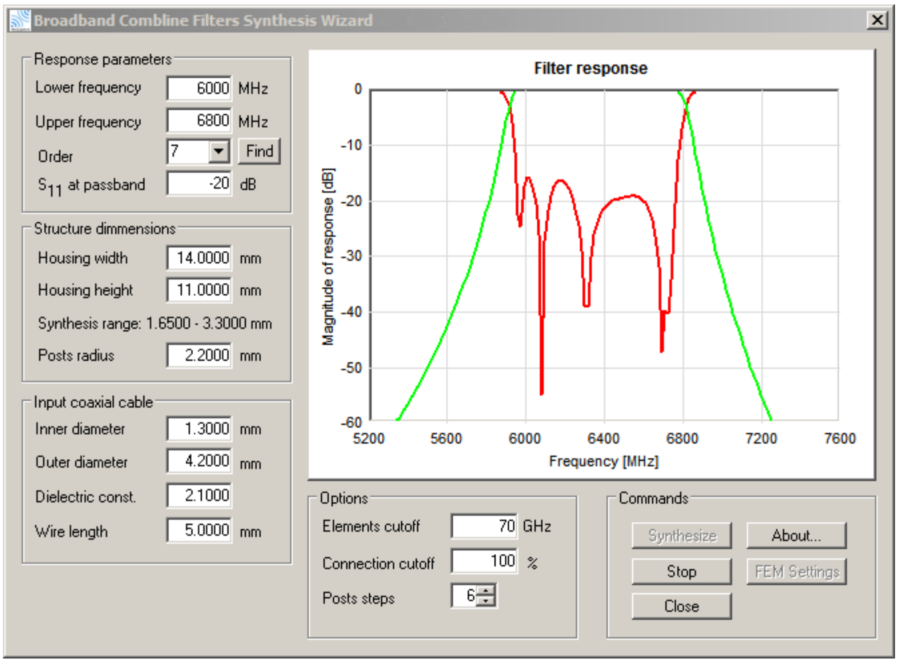
Rysunek 6.4: Widok struktury zaprojektowanego filtru grzebieniowego 9-tego rzędu.

rezonatorów. Etap ten trwa zazwyczaj mniej niż sekundę.

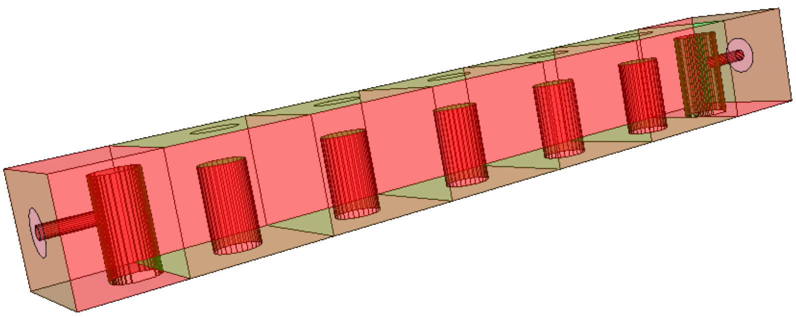
- Pełnofalowa optymalizacja - wykorzystując rezultat wymiarowania jako punkt startowy uruchamiana jest procedura optymalizacji pełnofalowej. Na tym etapie narzędzie korzysta z metody ograniczającej liczbę symulacji pełnofalowych bazującej na sformułowaniu funkcji w oparciu o wartości własne macierzy sprzężeń. Podejście to zostało zaprezentowane i omówione w Rozdziale 4.1.4. Za identyfikację macierzy sprzężeń na podstawie rezultatu symulacji pełnofalowej odpowiada zaimplementowana procedura opisana w Dodatku B. Dzięki wykorzystaniu przez symulator szybkiej metody dopasowania rodzajów oraz możliwości podziału struktury na podukłady możliwe jest szybkie wyznaczenie gradientu optymalizowanego układu. W tym celu struktura filtru została podzielona na podukłady rezonatorów oraz sondy zasilającej oddzielonych od siebie odcinkami falowodów. Procedura wyznaczania gradientu metodą różnic skończonych (2.12) korzysta z faktu zaburzania tylko pojedynczych wymiarów struktury podczas kolejnych symulacji i wyznacza wtedy tylko odpowiedź elementu, którego wymiar został zaburzony. Odpowiedzi pozostałych elementów są odczytywane z wyników analizy odpowiedzi całego układu w bieżącej iteracji. W ten sposób, w przypadku filtrów grzebieniowych, czas wyznaczania gradientu został zredukowany do około 25% sumarycznego czasu analiz w schemacie różnic skończonych. Niemniej etap symulacji pełnofalowej zajmuje większość czasu procesu projektowania i zależny jest silnie od rzędu filtru i jakości punktu początkowego.

Na Rysunku 6.2 przedstawiono okno narzędzia projektowania filtrów grzebieniowych wraz z odpowiedzią początkową przykładowego filtru 9-tego rzędu o paśmie 1805-1880 MHz i dopasowaniu 20 dB. Parametrami fizycznymi struktury były: długość boku rezonatora 38 mm, zasilanie z linii współosiowej o średnicy zewnętrznej 10.3 mm oraz średnicy przewodu wewnętrznego 2.75 mm, promień kołków 5.3 mm. Założono również zaokrąglenie krawędzi rezonatora powstałe w procesie frezowania o promieniu 2 mm. Oprócz wymienionych parametrów projektant może zdefiniować ograniczenia dotyczące promienia kołków oraz grubości przesłon sprzęgających, jeżeli wymagają tego względy produkcyjne. Projektowana struktura przedstawiona została na Rysunku 6.4. Cały proces projektowania omawianego filtru zajął 8 minut i 4 sekundy na komputerze z procesorem o zegarze 2.66 GHz. Etap syntezy obwodowej oraz wymiarowania struktury zajmuje pomijalną część powyższego czasu. Optymalizacja pełnofalowa wymagała przeprowadzenia 5 iteracji i jednego wyznaczenia gradientu pełnofalowego w pierwszej iteracji. Odpowiedzi filtru w kolejnych iteracjach przedstawiono na Rysunku 6.3. Czas pojedynczej analizy wyniósł 42 sekundy, zaś wyznaczenie gradientu zajęło 3 minuty i 6 sekund. Pozostały czas poświęcony został wstępnej analizie układu bezpośrednio po zwymiarowaniu mającej na celu znalezienia pasma charakterystyki układu, które to ze względu na niedokładność wymiarowania może odbiegać od zakładanego. W dalszej części optymalizacji można przyjąć pasmo analizy pokrywające się z zakładanym.

Analogiczne narzędzie zbudowano dla innej struktury filtru grzebieniowego, w której kołki znajdują się we wspólnej wnęce falowodowej bez przesłon (Rysunek 6.6). Właściwe wartości współczynników sprzężeń uzyskiwane są poprzez zmianę odległości między kołkami. Struktura zasilana jest z linii współosiowej, której przewód wewnętrzny zwarty jest do pierwszego kołka. Taka struktura umożliwia realizację odpowiedzi o szerokości pasma większej niż w przypadku struktury omawianej wcześniej. Widok okna tego narzędzia pokazano na Rysunku 6.5. Spośród parametrów fizycznych struktury projektant może zdefiniować wymiary poprzeczne falowodu, promień kołków, wymiary zasilającej linii współosiowej oraz długość przewodu wewnętrznego linii współosiowej doprowadzony do pierwszego kołka.



Rysunek 6.5: Widok okna modułu syntezy szerokopasmowych filtrów grzebieniowych.



Rysunek 6.6: Widok struktury szerokopasmowego filtru grzebieniowego.

6.1.1 Test skuteczności narzędzia automatycznej syntezy filtrów

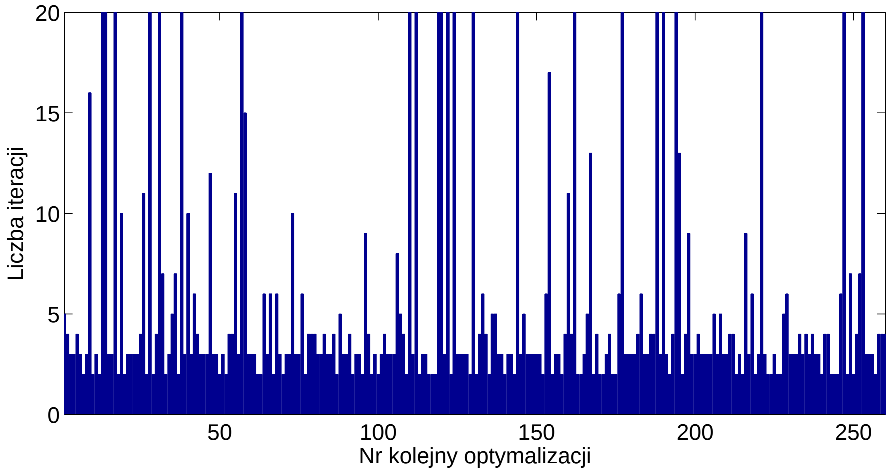
Jak wspomniano narzędzie automatycznego projektowania musi charakteryzować się wysoką skutecznością i zapewniać osiągnięcie rozwiązania w możliwie jak największej liczbie przypadków. W celu rzetelnego zbadania skuteczności opisywanego w niniejszym rozdziale narzędzia przeprowadzono test polegający na syntezie 260 filtrów grzebieniowych o losowo wybieranych następujących parametrach: szerokości pasma, rzędu, dopasowania w paśmie oraz średnicy kołków. Częstotliwość środkową filtrów ustalono jako $f_0 = 5.8$ GHz, zaś szerokość rezonatorów wynosiła $a_0 = 13$ mm. Zakresy pozostałych parametrów przedstawiono w Tabeli 6.1. Ustalono również maksymalną liczbę iteracji równą dwadzieścia.

Rezultaty testu zostały zamieszczone w formie wykresów na Rysunkach 6.7-6.9. Pierwszy wykres przedstawia liczbę iteracji w poszczególnych optymalizacja testu. Przypadki, dla których liczba iteracji była równa dwadzieścia (maksymalna dozwolona ich liczba w teście) oznaczają optymalizacje zakończone niepowodzeniem. Spośród 260 optymalizacji tylko 23 zakończyły się bez uzyskania rozwiązania, co stanowi niecałe 9% przypadków. Drugi z wykresów, zamieszczony na Rysunku 6.8 zawiera histogram liczby iteracji w teście. Z analizy wykresu można wysnuć wniosek, że 217 optymalizacji wymagało mniej niż siedmiu iteracji, co stanowi 83% ogółu optymalizacji i 92% tych zakończonych sukcesem. Podobny wykres, lecz dotyczący liczby symulacji, przedstawiono na Rysunku 6.9. W tym wypadku analogiczny wniosek brzmi następująco: 205 optymalizacji wymagało mniej niż osiemnastu symulacji pełnofalowych. Stanowi to odpowiednio 79% i 87% ogólnej liczby optymalizacji i liczby optymalizacji zakończonych powodzeniem. Średni czas optymalizacji zakończonej sukcesem, dokonanej na komputerze klasy PC z procesorem o zegarze 2.66 GHz, wyniósł 5 minut i 4 sekundy. Stanowi to znakomity rezultat zważywszy na to, że wynik optymalizacji jest gotowym do produkcji projektem układu.

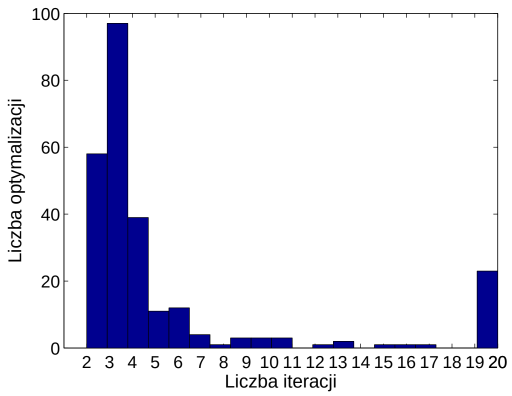
Jedną z rzeczy, na które warto w tym miejscu zwrócić uwagę jest fakt, że liczba symulacji jest ściśle związana z rzędem optymalizowanego filtru, gdyż to właśnie rząd determinuje liczbę analiz elektromagnetycznych koniecznych do przeprowadzenia w celu wyznaczenia jakobianu, co stanowi większość ogólnej liczby analiz podczas optymalizacji. Drugą rzeczą wartą uwagi jest fakt, że fakt zakończenia się optymalizacji niepowodzeniem nie oznacza zawsze braku rozwiązania. Kryterium zatrzymania optymalizacji bazuje na różnicy wartości własnych macierzy sprzężeń uzyskanego projektu oraz prototypu dolnoprzepustowego, co nie w każdym przypadku przekłada się na wartości elementów macierzy sprzężeń. Innymi słowy, mimo uzyskania rezultatu optymalizacji o wartości funkcji błędu bliskiej zakładanej, lecz od niej większej, w wielu przypadkach okazuje się, że analizowana struktura ma zadowalającą postać odpowiedzi. Mimo tego w powyższej statystyce optymalizacja taka oznaczona jest jako niepowodzenie. Stąd też prawdziwa skuteczność omawianego narzędzia, rozumiana jako zdolność znalezienia zadanego projektu struktury, jest większa, niż wynika to z zamieszczonych wyników testu.

TABELA 6.1: Zakresy parametrów odpowiedzi filtrów grzebieniowych.

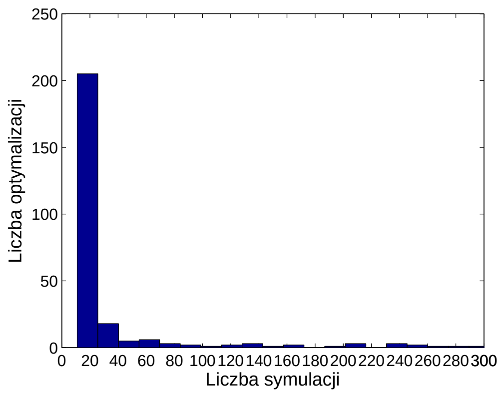
Parametr	Dolna granica	Górna granica
Szerokość pasma	1%	4.5%
Rząd	4	10
Dopasowanie	20 dB	25 dB
Średnica kołków	$0.20 \cdot a_0$	$0.40 \cdot a_0$



RYSUNEK 6.7: Liczby iteracji dla poszczególnych optymalizacji testu.



RYSUNEK 6.8: Histogram liczby iteracji w optymalizacjach testu.



RYSUNEK 6.9: Histogram liczby symulacji pełnofalowych w optymalizacjach testu.

Rozdział 7

Podsumowanie

Problem projektowania układów filtrujących stanowi temat dociekań naukowców i inżynierów od wielu lat. O ogromnym znaczeniu tego zagadnienia może świadczyć liczba publikacji i mnogość zaprezentowanych do tej pory metod. Ta przytłaczająca liczba rozwiązań sprawia, że proces projektowania jest trudny, a stopień skomplikowania zagadnienia wymusza zastosowanie wieloetapowego procesu wymagającego szerokiej wiedzy projektanta. Znaczenie szybkich i wydajnych metod syntezy filtrów ma niebagatelne znaczenie, zważywszy na obecność tych układów w każdym systemie telekomunikacyjnym. Szybkie, dokładne i automatyczne metody projektowania takich układów pozwalają skrócić czas, który upływa od momentu przedstawienia specyfikacji przez klienta do chwili wyprodukowania gotowego produktu. Dzięki temu, znacząco maleją koszty produkcji.

Znane metody projektowania układów filtrujących bazują na opisie obwodowym układu w postaci macierzy sprzężeń. Przejście do układu o stałych rozłożonych, jakim jest projektowana struktura filtru (multipleksera) wymaga znalezienia relacji między parametrami układu o stałych skupionych (macierz sprzężeń) a wymiarami geometrycznymi finalnej struktury (wymiary rezonatorów, elementów sprzęgających itp.). Na tym etapie powszechnie stosowane są uproszczone opisy obwodowe nieciągłości oraz prowadnic mikrofalowych, bądź też matematyczne modele zastępcze elementów ich macierzy rozproszenia. Oba podejścia cechują się ograniczoną dokładnością wynikającą z pominięcia na etapie wymiarowania szeregu efektów obecnych w finalnej strukturze. Zwymiarowana struktura wymaga dodatkowo etapu strojenia numerycznego, podczas którego wykorzystywany jest symulator pełnofalowy. Z uwagi na długi czas pojedynczej analizy, krytycznym zagadnieniem jest ograniczenie liczby analiz w trakcie optymalizacji, do minimum.

Proponowane w tej pracy techniki pozwalają zautomatyzować proces projektowania jednocześnie zapewniając wysoką wydajność. Do technik tych należą:

1. Metoda wymiarowania struktury filtru wykorzystująca matematyczne modele elementów macierzy sprzężeń fragmentów projektowanej struktury. W przeciwieństwie do podejścia wykorzystującego modele elementów macierzy rozproszenia, metoda ta nie wymaga zastosowania skomplikowanej optymalizacji z odpowiednio dobraną

funkcją celu. Pokazano również, że w przypadku struktur, dla których modelowanie uwzględnienia wymaga dużej liczby rodzajów pola, prezentowane podejście zapewnia doskonałe rezultaty. Czas syntezy wymiarów struktury przy zastosowaniu modeli matematycznych jest bardzo niewielki i w przypadku wielokrotnej syntezy rekompensuje długi czas tworzenia modeli.

2. Metoda optymalizacji pełnofalowej bazująca na ekstrakcji macierzy sprzężeń z rezultatów analizy struktury filtru i wykorzystująca funkcję celu opartą o wartości własne macierzy sprzężeń. Rozkład gradientu funkcji celu na dwie macierze, z których jedna wyznaczana jest na drodze symulacji pełnofalowych, a druga metodą analityczną, pozwala zredukować ogólną liczbę symulacji w procesie strojenia numerycznego. Metoda ta jest alternatywą do metod aktualizacji macierzy gradientu.

3. Technika wyznaczania "rzadkiej" postaci macierzy czułości elementów macierzy sprzężeń na zmianę wymiarów geometrycznych struktury wykorzystująca modele elementów macierzy sprzężeń. W sytuacji, gdy modele takie zostały stworzone wcześniej dla potrzeb wymiarowania struktury, te same modele mogą zostać wykorzystane do wyznaczenia macierzy czułości. Pokazano, że takie podejście pozwala drastycznie zredukować liczbę symulacji w trakcie optymalizacji.

4. Metodę szybkiego projektowania multiplekserów bazującą na wcześniej wspomnianej koncepcji projektowania filtrów na etapie syntezy kanałów oraz na optymalizacji wymiarów falowodu z funkcją celu opartą o impedancje wejściowe w płaszczyznach dołączeń kanałów.

Zalety prezentowanych technik zademonstrowano na przykładzie filtrów grzebieniowych o charakterystyce Czebyszewa, na przykładzie złożonego filtru o uogólnionej charakterystyce Czebyszewa z czterema zerami transmisyjnymi oraz na przykładzie falowodowego filtru dwurodzajowego. Wydajność metody projektowania multiplekserów zaprezentowano na przykładzie multipleksera trójkanałowego z filtrami grzebieniowymi. Ponadto opisana powyżej technika wymiarowania struktury oraz metoda optymalizacji pełnofalowej minimalizującej liczbę symulacji elektromagnetycznych zostały z powodzeniem zaimplementowane w profesjonalnym, w pełni zautomatyzowanym narzędziu projektowania filtrów grzebieniowych dołączonym do komercyjnego pakietu wspomagania projektowania Mician μWave Wizard.

Dalsze kierunki badań usprawniające i rozszerzające możliwości opracowanych rozwiązań powinny pójść w następujących kierunkach:

- Opracowanie metody opisu układu macierzą sprzężeń lub jej odpowiednikiem dla struktur szerokopasmowych.
- Opracowanie metody dokładnego wyznaczania gradientu metodą różnic skończonych w przypadku korzystania z siatkowych metod analizy polowej, takich jak metody elementów skończonych.

- Opracowanie narzędzi automatycznego projektowania innych klas struktur filtrujących, w szczególności wielokanałowych multiplekserów falowodowych oraz diplekserów dla stacji bazowych systemów telefonii komórkowej.

Dodatek A

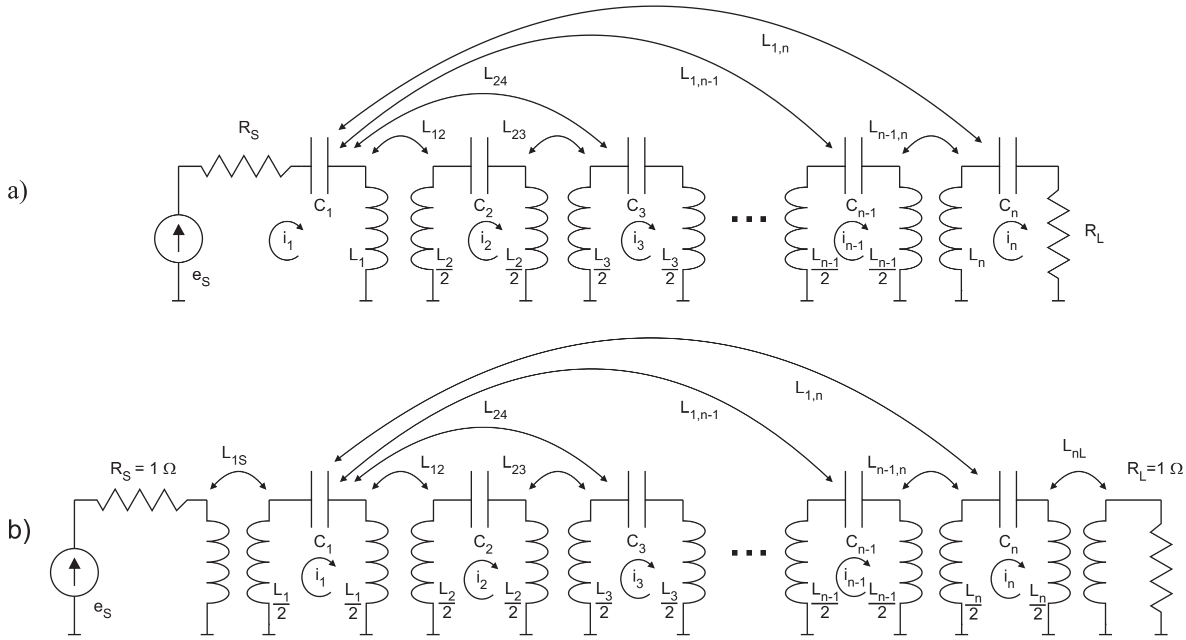
Macierz sprzężeń

W paśmie mikrofalowym wygodną reprezentacją filtrów pasmowo-przepustowych jest macierz sprzężeń zawierająca informację o topologii sprzężeń między rezonatorami, wielkości sprzężeń oraz częstotliwościach rezonansowych rezonatorów. Dzięki formie macierzowej na etapie syntezy stosować można operacje macierzowe jak również możliwe jest uwzględnienie w prosty sposób skończonej dobroci rezonatorów przy wyznaczaniu odpowiedzi filtru. Opis układu poprzez macierz sprzężeń jest aproksymacją ważną dla filtrów o wąskim paśmie (z reguły przyjmuje się wartość graniczną 20%). Aproksymacja taka jest możliwa dzięki równoważności obwodu rezonansowego o stały skupionych a rezonatora o stałych rozłożonych pod warunkiem zachowania częstotliwości rezonansowej i nachylenia reaktancji ([101], rozdział 8.02).

A.1 Macierz sprzężeń N×N

Wyprowadzenie macierzy sprzężeń wymaga rozważenia schematu obwodowego filtru pasmowo-przepustowego w postaci sieci sprzężonych rezonatorów jak pokazano na Rysunku A.1(a). Dla uproszczenia przyjęto, że sprzężenia między rezonatorami realizowane są przez wzajemne induktancje, lecz w ogólności mogą to być również wzajemne pojemności lub dowolne kombinacje wzajemnych induktancji i pojemności. Obwód zasilany jest ze źródła napięciowego o rezystancji wewnętrznej R_S i obciążony jest rezystancją R_L. Układ równań oczkowych dla układu z Rysunku A.1 ma następującą postać:

$$\begin{bmatrix} R_S + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \dots & -j\omega L_{1N} \\ -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \dots & -j\omega L_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j\omega L_{N1} & -j\omega L_{N2} & \dots & R_L + j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{A.1}$$



Rysunek A.1: Dwa równorzędne schematy zastępcze filtru pasmowo-przepustowego N-tego rzędu.

co można zapisać inaczej jako:

$$\mathbf{Z} \cdot \mathbf{i} = \mathbf{e} \tag{A.2}$$

Załóżmy dla uproszczenia, że wszystkie rezonatory nastrojone są na tę samą częstotliwość $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, gdzie $L = L_1 = L_2 = \cdots L_N$ oraz $C = C_1 = C_2 = \cdots C_N$, co ma miejsce w przypadku filtrów o symetrycznej charakterystyce przenoszenia. W takiej sytuacji macierz impedancji można wyrazić jako:

$$\mathbf{Z} = \omega_0 L \cdot FBW \cdot \bar{\mathbf{Z}} \tag{A.3}$$

gdzie $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ jest ułamkową szerokością pasma, $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$ jest szerokością pasma, zaś $\bar{\mathbf{Z}}$ jest znormalizowaną macierzą impedancji. Wprowadzając zmienną p reprezentującą zespoloną częstotliwość prototypu:

$$p = j\frac{1}{FBW}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right), \tag{A.4}$$

wprowadzając pojęcie dobroci zewnętrznej rezonatora, będącą w następującej relacji z rezystancją R_i:

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \tag{A.5}$$

oraz definiując współczynnik sprzężenia między i-tym oraz j-tym rezonatorem jako:

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \tag{A.6}$$

przy założeniu wąskiego pasma, tj. w zakresie $\omega/\omega_0 \approx 1$ otrzymujemy:

$$\bar{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \dots & -jm_{1N} \\ -jm_{21} & p & \dots & -jm_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{N1} & -jm_{N2} & \dots & \frac{1}{q_eN} + p \end{bmatrix}, \tag{A.7}$$

gdzie $q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW$ jest znormalizowanym zewnętrznym współczynnikiem dobroci oraz $m_{ij} = M_{ij}/FBW$ jest znormalizowanym współczynnikiem sprzężenia między i-tym i j-tym rezonatorem. Znormalizowaną macierz impedancji można wtedy przedstawić jako:

$$\bar{\mathbf{Z}} = [\ \mathbf{R} + p\mathbf{I} + j\mathbf{M}\ ], \tag{A.8}$$

gdzie $\mathbf{R}$ jest macierzą o wymiarach $n \times n$ w postaci:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1/q_{e1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1/q_{eN} \end{bmatrix}, \tag{A.9}$$

$\mathbf{I}$ jest macierzą jednostkową o wymiarach $N \times N$, zaś $\mathbf{M}$ jest macierzą sprzężeń o wymiarach $N \times N$ w postaci:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & m_{13} & \dots & m_{1N} \\ m_{21} & 0 & m_{23} & \dots & m_{2N} \\ m_{31} & m_{32} & 0 & \dots & m_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{N1} & m_{N2} & m_{N3} & \dots & 0 \end{bmatrix}. \tag{A.10}$$

Wprowadzenie znormalizowanej macierzy impedancji (A.3) jest równoznaczne ze skalowaniem wartości L_i do jedności. W takiej sytuacji układ zbudowany jest z szeregu obwodów rezonansowych w oparciu o indukcyjności 1H oraz pojemności 1F co oznacza częstotliwość rezonansową 1 rad/s.

Odpowiedź filtru opisanego macierzą sprzężeń **M** można wyznaczyć z zależności:

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_S}{\omega_0 L \cdot FBW}\bar{\mathbf{Z}}_{11}^{-1} \quad = \quad 1 - \frac{1}{q_{e1}}\bar{\mathbf{Z}}_{11}^{-1} \tag{A.11}$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{R_S R_L}}{\omega_0 L \cdot FBW}\bar{\mathbf{Z}}_{N1}^{-1} \quad = \quad 2\frac{1}{\sqrt{q_{e1}q_{eN}}}\bar{\mathbf{Z}}_{N1}^{-1} \tag{A.12}$$

A.2 Rozszerzona macierz sprzężeń N+2×N+2

Normalizując rezystancje źródła oraz obciążenia do wartości $R_S = R_L = 1\ \Omega$ wprowadzić można współczynniki sprzężenia źródło-rezonator M_{S1} oraz rezonator-obciążenie M_{NL} zdefiniowane odpowiednio jako:

$$M_{S1} = \sqrt{R_S} \tag{A.13}$$

$$M_{NL} = \sqrt{R_L} \tag{A.14}$$

W takiej sytuacji mamy do czynienia z układem na Rysunku A.1(b), gdzie jednostkowe rezystancje źródła i obciążenia sprzęzone są przez wyżej wspomniane współczynniki sprzężeń. Można wtedy wprowadzić pojecie rozszerzonej macierzy sprzężeń o wymiarach $N+2 \times N+2$ w postaci:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & m_{S1} & m_{S2} & m_{S3} & \dots & m_{SN} & m_{SL} \\ m_{1S} & 0 & m_{12} & m_{13} & \dots & m_{1N} & m_{1L} \\ m_{2S} & m_{21} & 0 & m_{23} & \dots & m_{2N} & m_{2L} \\ m_{3S} & m_{31} & m_{32} & 0 & \dots & m_{3N} & m_{3L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{NS} & m_{N1} & m_{N2} & m_{N3} & \dots & 0 & m_{NL} \\ m_{LS} & m_{L1} & m_{L2} & m_{L3} & \dots & m_{LN} & 0 \end{bmatrix}. \tag{A.15}$$

gdzie m_{Si} oraz m_{iL} oznaczają znormalizowane współczynniki sprzężeń między i-tym rezonatorem a źródłem lub obciążeniem. Dzięki takiemu sformułowaniu macierzy sprzężeń możliwa jest synteza filtrów z wielokrotnymi sprzężeniami między źródłem/obciążeniem a rezonatorami, a także z bezpośrednim sprzężeniem źródło-obciążenie.

A.3 Realizacja niesymetrycznych charakterystyk

Przy pomocy macierzy sprzężeń w postaci (A.10) oraz (A.15) nie jest możliwe opisanie filtrów o niesymetrycznej charakterystyce. W powyższych rozważaniach przyjęto założenie, że wszystkie rezonatory posiadają tą samą częstotliwość rezonansową ω_0. W przypadku filtrów o niesymetrycznej charakterystyce rezonatory część rezonatorów jest odstrojona od unormowanej częstotliwości $\omega_0 = 1$ rad/s. Realizacja takiego układu wymaga dołączenia do każdego z obwodów rezonansowych reaktancji jB. Macierz sprzężeń takiego układu posiada dodatkowo niezerowe elementy na przekątnej p_i (A.4) oznaczające unormowaną częstotliwość rezonansową poszczególnych rezonatorów.

A.4 Normalizacja współczynników sprzężeń

Macierz sprzężeń ma bezpośredni związek z prototypem dolnoprzepustowym filtru w postaci pasmowo-przepustowej. Jej elementy, poza przekątną, unormowane są dla zapewnienia szerokości pasma prototypu $\omega \in < -1, 1 >$. Na etapie wymiarowania struktury filtru należy oczywiście posługiwać się współczynnikami sprzężenia zapewniającymi rzeczywistą szerokość pasma tzn. bez ich normalizacji. Poszczególne współczynniki sprzężeń związane są ze swoimi znormalizowanymi odpowiednikami następującymi zależnościami.

$$M_{i,j} = m_{i,j} \cdot FBW \tag{A.16}$$
$$M_{S,1} = m_{S,1} \cdot \sqrt{FBW} \tag{A.17}$$
$$M_{n,L} = m_{n,L} \cdot \sqrt{FBW} \tag{A.18}$$

Dodatek **B**

Identyfikacja macierzy sprzężeń

Identyfikacja macierzy sprzężeń jest newralgiczną częścią proponowanej w tej pracy metody optymalizacji filtru, mającą niebagatelny wpływ na zbieżność algorytmu. Zadaniem identyfikacji jest znalezienie macierzy sprzężeń realizującej otrzymaną na drodze symulacji bądź pomiarów odpowiedź filtru. Zazwyczaj odpowiedź ta znana jest dla dyskretnego zbioru punktów częstotliwościowych $\{s_i\}_{i=1,2,\dots,P}$. Proces identyfikacji jest procesem etapowym składającym się z dwóch zasadniczych części. Pierwszą z nich jest stworzenie modelu wymiernego odpowiedzi filtru w postaci (1.4)-(1.5). Do tego celu wykorzystano technikę interpolacyjną Cauchy'ego zaadaptowaną do interpolacji odpowiedzi liniowych układów stacjonarnych [61]. Drugą częścią procesu identyfikacji jest wyznaczenie macierzy sprzężeń o topologii wynikającej ze struktury fizycznej filtru. W tym przypadku posłużono się metodą optymalizacyjną wykorzystującą funkcję celu opartą na wartościach własnych macierzy [75, 87]. Punktem łączącym oba etapy jest macierz poprzeczna sprzężeń [40] wyznaczana analitycznie na podstawie wielomianów uzyskanych w pierwszym etapie. Jej wartości własne stanowią punkt odniesienia późniejszej optymalizacji.

B.1 Wymierny model odpowiedzi filtru

Podstawowym założeniem opisywanej metody interpolacji jest wymierna postać funkcji przenoszenia $S_{21}(s)$ i odbiciowej $S_{11}(s)$ z dodatkowym założeniem wspólnych biegunów. Problem interpolacji zdefiniowany jest jako poszukiwanie funkcji $\tilde{S}_{11}(s)$ oraz $\tilde{S}_{21}(s)$ będących aproksymacją rzeczywistych funkcji parametrów rozproszenia w postaci:

$$\tilde{S}_{11}(s) = \frac{\sum\limits_{k=0}^{N-1} a_{1k} s^k}{\sum\limits_{k=0}^{N-1} b_k s^k} \approx S_{11}(s), \quad \tilde{S}_{21}(s) = \frac{\sum\limits_{k=0}^{M-1} a_{2k} s^k}{\sum\limits_{k=0}^{N-1} b_k s^k} \approx S_{21}(s) \tag{B.1}$$

Wyznaczenie modeli równoznaczne jest ze znalezieniem wartości zestawów współczynników $\{a_{1k}\}$, $\{a_{2k}\}$ oraz $\{b_k\}$. Zakładając, że wartości $S_{11}(s)$ oraz $S_{21}(s)$ znane są dla zbioru P punktów $\{s_i\}_{i=1,2,...,P}$ zapisać można układ równań w postaci:

$$\begin{cases} \sum_{k=0}^{N-1} a_{1k}s_i^k - S_{11}(s_i)\sum_{k=0}^{N-1} b_k s_i^k = 0 & i = 1,2,...,P \\ \sum_{k=0}^{M-1} a_{2k}s_i^k - S_{21}(s_i)\sum_{k=0}^{N-1} b_k s_i^k = 0 & i = 1,2,...,P \end{cases} \tag{B.2}$$

lub w postaci macierzowej:

$$\left[\mathbf{V}_N - \mathbf{S}_{11}\mathbf{V}_N\right]\begin{bmatrix}\mathbf{a}_1\\ \mathbf{b}\end{bmatrix} = \mathbf{0} \tag{B.3}$$

$$\left[\mathbf{V}_M - \mathbf{S}_{21}\mathbf{V}_N\right]\begin{bmatrix}\mathbf{a}_2\\ \mathbf{b}\end{bmatrix} = \mathbf{0} \tag{B.4}$$

gdzie $\mathbf{S}_{11} = \text{diag}\{S_{11}(s_i)\}$, $\mathbf{S}_{21} = \text{diag}\{S_{21}(s_i)\}$, $\mathbf{a}_1$, $\mathbf{a}_2$ oraz $\mathbf{b}$ to wektory współczynników wielomianów $\mathbf{a}_1 = [a_{10}, a_{11}, ..., a_{1N}]^T$, $\mathbf{a}_2 = [a_{20}, a_{21}, ..., a_{2M}]^T$, $\mathbf{b} = [b_0, b_1, ..., b_N]^T$, zaś $\mathbf{V}_N$ oraz $\mathbf{V}_M$ to macierze Vandermonde'a w postaci:

$$\mathbf{V}_K = \begin{bmatrix} 1 & s_1 & s_1^2 & \dots & s_1^K \\ 1 & s_2 & s_2^2 & \dots & s_2^K \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & s_P & s_P^2 & \dots & s_P^K \end{bmatrix} \tag{B.5}$$

Wymuszenie wspólnych biegunów pozwala sprowadzić równania (B.3)-(B.4) do jednego równania będącego ostatecznym sformułowaniem problemu interpolacji:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_N & \mathbf{0}_{P\times M} & -\mathbf{S}_{11}\mathbf{V}_N \\ \mathbf{0}_{P\times N} & \mathbf{V}_M & -\mathbf{S}_{21}\mathbf{V}_N \end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{a}_1\\ \mathbf{a}_2\\ \mathbf{b}\end{bmatrix} = \mathbf{0} \tag{B.6}$$

Równanie (B.6) rozwiązywane jest metodą uogólnionych najmniejszych kwadratów (ang. *total least squares*). Pierwszym krokiem rozwiązania problemu (B.6) jest rozkład QR macierzy po lewej stronie, w wyniku którego otrzymuje się:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_{11} & \mathbf{R}_{12} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{a}_1\\ \mathbf{a}_2\\ \mathbf{b}\end{bmatrix} = \mathbf{0} \tag{B.7}$$

co sprowadza się do dwóch równań:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{22}\,\mathbf{b} &= \mathbf{0} && \text{(B.8)} \\ \mathbf{R}_{11}\begin{bmatrix}\mathbf{a}_1\\ \mathbf{a}_2\end{bmatrix} &= \mathbf{R}_{12}\,\mathbf{b} && \text{(B.9)} \end{aligned}$$

Wartości współczynników $\{b_k\}$ wyznaczane są z równania (B.8) po dokonaniu dekompozycji na wartości szczególne:

$$\mathbf{R}_{22}\,\mathbf{b} = \mathbf{U}\cdot\mathbf{D}\cdot\mathbf{V}\cdot\mathbf{b} = \mathbf{0} \tag{B.10}$$

W wyniku dekompozycji otrzymujemy macierz $\mathbf{V}$, której wartości ostatniej kolumny są proporcjonalne do optymalnego rozwiązania problemu (B.6), a więc współczynników $\{b_k\}$. Znajomość tych współczynników pozwala rozwiązać równanie (B.9), w wyniku czego otrzymuje się wartości współczynników $\{a_{1k}\}$ oraz $\{a_{2k}\}$. Rozwiązanie optymalne w tym wypadku oznacza rozwiązanie minimalizujące normę kwadratową różnicy między funkcjami aproksymującymi $\tilde{S}_{11}(s)$, $\tilde{S}_{21}(s)$ a funkcjami modelowanymi $S_{11}(s)$, $S_{21}(s)$ w punktach $\{s_i\}$.

Aby zminimalizować błąd wprowadzany m.in. przez asymetryczność charakterystyki transmisyjnej pierwotnie wielomiany identyfikowane są przy założeniu zawyżonych rzędów. Z reguły rząd zawyżony o 2 jest wystarczający, aby wiernie odtworzyć S_{11} i S_{21} filtru. Następnie odrzucane są nadmiarowe zera i bieguny. Kryterium wyboru odrzucanych elementów w tej sytuacji jest odległość od pasma przepustowego bądź bezwzględne wartości części rzeczywistej, która to dla biegunów nadmiarowych jest zazwyczaj o wiele większa niż dla biegunów i zer w paśmie przepustowym. Aby przywrócić warunek pasywności po odrzuceniu nadmiarowych zer i biegunów wyznaczany jest nowy wspólny mianownik dla obu funkcji gwarantujący pasywność i bezstratność. Wychodząc z warunku pasywności bezstratnego układu opisanego modelami odpowiedzi:

$$|\tilde{S}_{11}(s)|^2 + |\tilde{S}_{21}(s)|^2 = 1 \tag{B.11}$$

i podstawiając reprezentację wymierną odpowiedzi (1.4)-(1.5) otrzymuje się warunek:

$$D_N(s)D_N^*(-s) + P_N(s)P_N^*(-s) = E_N(s)E_N^*(-s) \tag{B.12}$$

zwany równaniem Feldtkellera. Ponieważ znane są współczynniki wielomianów $D_N(s)$ i $P_N(s)$ po odrzuceniu nadmiarowych zer i biegunów znany jest również wielomian po prawej stronie równania. Rozwiązanie równania tworzą pary pierwiastków umieszczone symetrycznie względem osi urojonej. Z warunku stabilności układu wynika, że tylko pierwiastki z ujemną częścią rzeczywistą są rozwiązaniem właściwym.

B.2 Macierz poprzeczna

Macierz poprzeczna jest macierzą sprzężeń w postaci:

$$\begin{bmatrix} 0 & m_{S1} & m_{S2} & m_{S3} & \dots & m_{SN} & m_{SL} \\ m_{1S} & m_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 & m_{1L} \\ m_{2S} & 0 & m_{22} & 0 & \dots & 0 & m_{2L} \\ m_{3S} & 0 & 0 & m_{33} & \dots & 0 & m_{3L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ m_{NS} & 0 & 0 & 0 & \dots & m_{NN} & m_{NL} \\ m_{LS} & m_{L1} & m_{L2} & m_{L3} & \dots & m_{LN} & 0 \end{bmatrix} \tag{B.13}$$

realizującą wszystkie możliwe sprzężenia między źródłem/obciążeniem i rezonatorami. Jej synteza, opisana w artykule [41], rozpoczyna się od wyznaczenia parametrów admitancyjnych układu bezpośrednio z wyznaczonych wcześniej wielomianów tworzących parametry rozproszenia. Dla przypadku podwójnie obciążonego układu parametry admitancyjne są równe:

$$Y_{22}(s) = n_1(s)/m_1(s) \tag{B.14}$$
$$Y_{21}(s) = (D_N(s)/\epsilon)/m_1(s) \tag{B.15}$$

dla filtru parzystego rzędu, oraz:

$$Y_{22}(s) = m_1(s)/n_1(s) \tag{B.16}$$
$$Y_{21}(s) = (D_N(s)/\epsilon)/n_1(s) \tag{B.17}$$

dla filtru rzędu nieparzystego. Przy tym słuszne są następujące zależności:

$$m_1(s) = \mathrm{Re}(e_0 + p_0) + j\mathrm{Im}(e_1 + p_1)s + \mathrm{Re}(e_2 + p_2)s^2 + \dots \tag{B.18}$$
$$n_1(s) = j\mathrm{Im}(e_0 + p_0) + \mathrm{Re}(e_1 + p_1)s + j\mathrm{Im}(e_2 + p_2)s^2 + \dots \tag{B.19}$$

dla obu przypadków. Zmienne $\{e_k\}$ i $\{p_k\}$ są współczynnikami wielomianów odpowiednio $E_N(s)$ oraz $P_N(s)$. Dokonując rozkładu uzyskanych parametrów admitancyjnych na ułamki proste, otrzymujemy:

$$Y_{22}(s) = \sum_{k=1}^{N} \frac{r_{22k}}{s - j\lambda_k} \tag{B.20}$$

$$Y_{21}(s) = \sum_{k=1}^{N} \frac{r_{21k}}{s - j\lambda_k} \tag{B.21}$$

Wartości elementów macierzy poprzecznej wyznaczane są z zależności:

$$m_{kk} = -\lambda_k \tag{B.22}$$

$$m_{kL} = \sqrt{r_{22k}} \tag{B.23}$$

$$m_{Sk} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} \tag{B.24}$$

B.3 Optymalizacja macierzy sprzężeń

Ostatnim etapem identyfikacji macierzy sprzężeń jest wyznaczenie macierzy sprzężeń o topologii odpowiadającej fizycznej strukturze filtru, tzn. schematowi sprzężeń tejże struktury. Do tego celu wykorzystano metodę optymalizacyjną, w której poszukiwanymi parametrami są elementy macierzy. Funkcja celu oparta została o zestawy wartości własnych macierzy, których zachowanie przy zmianie elementów macierzy gwarantuje niezmienność charakterystyki filtru. Wynika to z faktu, iż wartości własne $\{\lambda_k^p\}$ rozszerzonej macierzy sprzężeń $\mathbf{M}$ o wymiarach $N \times N$ są biegunami zwarciowej admitancji wyjściowej Y_{22}, zaś zera tej funkcji są jednocześnie wartościami własnymi $\{\lambda_k^{p2}\}$ macierzy $\mathbf{M}'$ o wymiarach $N-1 \times N-1$ powstałej przez wykreślenie pierwszej kolumny i pierwszego wiersza macierzy $\mathbf{M}$. Własność tę opisuje następująca zależność:

$$Y_{22} = -j[\mathbf{M} + \omega\mathbf{I}]^{-1} = -j\frac{\det[\mathbf{M}' + \omega\mathbf{I}']}{\det[\mathbf{M} + \omega\mathbf{I}]} \tag{B.25}$$

gdzie $\mathbf{I}$ oraz $\mathbf{I}'$ są macierzami jednostkowymi o wymiarach $N \times N$ oraz $N-1 \times N-1$. Podobna zależność dotyczy zwarciowej admitancji wejściowej Y_{11}, której zera są wartościami własnymi $\{\lambda_k^{z2}\}$ macierzy $\mathbf{M}''$ powstałej przez wykreślenie ostatniego wiersza i ostatniej kolumny macierzy $\mathbf{M}$. Korzystając z powyższych zależności, funkcja celu sformułowano jako:

$$\mathbf{f} = (\hat{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda})^T(\hat{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda}) \tag{B.26}$$

gdzie $\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_1^{z1}, \lambda_2^{z1}, ..., \lambda_{N-1}^{z1}, \lambda_1^{z2}, \lambda_2^{z2}, ..., \lambda_{N-1}^{z2}, \lambda_1^p, \lambda_2^p, ...\lambda_N^p]^T$, zaś $\hat{\boldsymbol{\lambda}}$ jest wektorem referencyjnych wartości własnych, o strukturze takiej samej jak $\boldsymbol{\lambda}$ i wyznaczonych z macierzy poprzecznej. Do minimalizacji funkcji celu wykorzystano algorytm sekwencyjnego programowania kwadratowego. Gradient funkcji celu, czyli wrażliwości wartości własnych na zaburzenia elementów macierzy sprzężeń wyznaczany jest analitycznie według wzoru:

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial M_{kj}} = \mathbf{x}_i^T \mathbf{P}^{kj} \mathbf{x}_i \tag{B.27}$$

wynikającego z rachunku zaburzeń symetrycznego problemu własnego, gdzie $\mathbf{x}_i$ jest i-tym wektorem własnym, a $\mathbf{P}^{kj}$ oznacza macierz o wymiarach $N + 2 \times N + 2$, której wszystkie elementy są zerowe oprócz $P_{k,j} = P_{j,k} = 1$. Jako punkt startowy przyjmowana jest macierz w postaci:

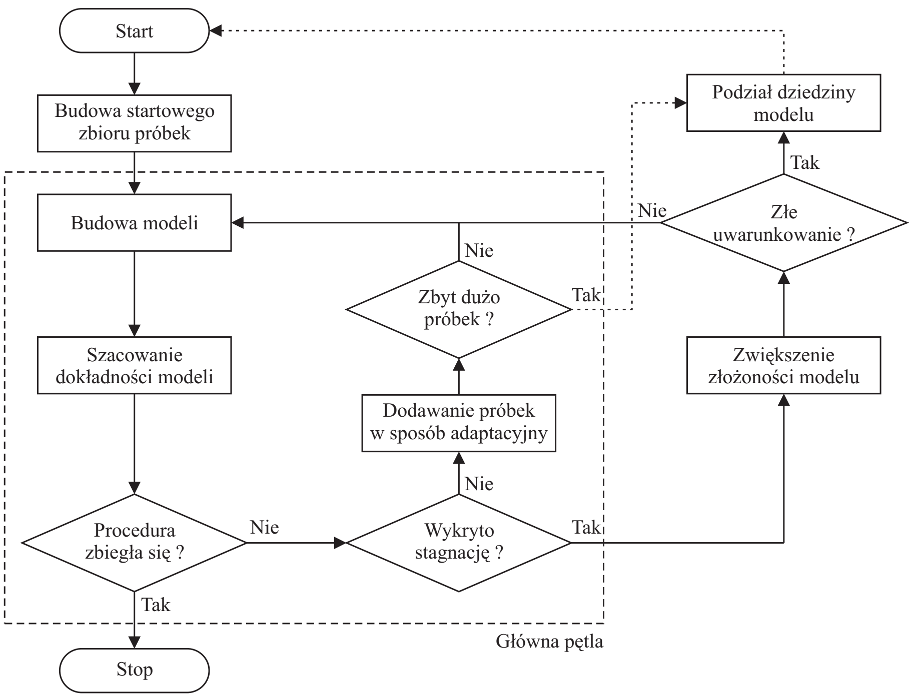
$$\mathbf{M}_0 = \begin{bmatrix} 0 & M_{S1}^0 & & \mathbf{0}^T & \\ M_{1S}^0 & & & & 0 \\ & & \mathbf{J} & & \\ 0 & & & & M_{NL}^0 \\ & \mathbf{0}^T & & M_{LN}^0 & 0 \end{bmatrix} \tag{B.28}$$

gdzie sprzężenia źródło/obciążenie-rezonator związane są z rezystancjami obciążającymi R_1 oraz R_N zależnościami $M_{S1}^0 = M_{1S}^0 = \sqrt{R_1}$, $M_{LN}^0 = M_{NL}^0 = \sqrt{R_N}$, zaś $\mathbf{J}$ to macierz trójdiagonalna o wymiarach $N \times N$. Macierz ta ma tę cechę, że zestawy jej wartości własnych $\{\lambda^{z1}\}$ oraz $\{\lambda^p\}$ są równe odpowiednim zestawom wartości referencyjnych $\{\hat{\lambda}^{z1}\}$ oraz $\{\hat{\lambda}^p\}$. Synteza macierzy $\mathbf{J}$ możliwa jest dzięki rozwiązaniu odwrotnego problemu własnego Jacobi'ego za pomocą algorytmu Lanczosa [87].

Dodatek C

Algorytm budowy modeli zastępczych

Algorytm budowy modelu użyty w tej pracy zaproponowany przez Lamęckiego w pracy [83] jest w stanie w sposób w pełni automatyczny stworzyć N-parametryczny model zastępczy. W tym celu wykorzystuje technikę interpolacji budującej wymierny model $F(x_1, x_2, ..., x_N)$ zespolonej bądź rzeczywistej funkcji $\hat{F}(x_1, x_2, ..., x_N)$. Algorytm, którego schemat zilustrowano na Rysunku C.1, ma charakter iteracyjny, opierający się na sukcesywnej budowie szeregu coraz dokładniejszych modeli. Zagadnienie interpolacyjne rozwiązywane jest dla zbioru adaptacyjnie dobieranych kolejnych próbek.



Rysunek C.1: Schemat algorytmu budowy modeli zastępczych.

Do szeregu usprawnień zwiększających efektywność algorytmu można zaliczyć:

- Wykorzystanie wielomianów Czebyszewa dla polepszenia uwarunkowania problemu interpolacyjnego.
- Adaptacyjny dobór próbek w celu minimalizacji ich liczby.
- Kontrolna rzędu modelu dla zachowania jego optymalnej wielkości.
- Uaktualnianie rozkładu QR dla zwiększenia szybkości rozwiązywania problemu interpolacji.
- Podział dziedziny modelu w przypadku zbyt dużej złożoności modelowanej funkcji.

C.1 Interpolacja

Problem interpolacyjny N zmiennych sformułowany jest jako poszukiwanie zespolonej bądź rzeczywistej funkcji N zmiennych w postaci:

$$F(x_1, x_2, ..., x_N) = \frac{A(\mathbf{x})}{B(\mathbf{x})} = \frac{A(x_1, x_2, ..., x_N)}{B(x_1, x_2, ..., x_N)} \tag{C.1}$$

gdzie $A(\mathbf{x})$ i $B(\mathbf{x})$ są wielomianami składającymi się z sumy wielomianów Czebyszewa pomnożonych przez skalarne współczynniki $\{a_k\}_{k=1,2,...,M_1}$ oraz $\{b_k\}_{k=1,2,...,M_2}$. Wielomiany Czebyszewa obliczane są według rekurencyjnej zależności:

$$\begin{aligned}
&T_1(x) = 1 \\
&T_2(x) = x \\
&T_3(x) = 2x - 1 \\
&T_4(x) = 4x^2 - 3x \\
&\vdots \\
&T_{n+1}(x) = 2x \cdot T_n(x) - T_{n-1}(x)
\end{aligned}$$

Zbiór wielomianów może zostać zapisany w postaci macierzowej jako:

$$\begin{array}{ll}
\text{Wiersz } 1: & 1 \\
\text{Wiersz } 2: & T_1(x_1) \;\; T_1(x_2) \;\; T_1(x_N) \\
\text{Wiersz } 3: & T_2(x_1) \;\; T_1(x_1)T(x_2) \; ... \; T_1(x_1)T_1(x_N) \;\; T_2(x_2) \;\; T_1(x_2)T_1(x_3) \; ... \; T_2(x_N) \\
\text{Wiersz } 4: & T_3(x_1) \;\; T_2(x_1)T_1(x_2) \;\; T_2(x_1)T_1(x_3) \; ... \; T_2(x_1)T_1(x_N) \\
 & \quad T_3(x_2) \;\; T_2(x_2)T_1(x_1) \;\; T_1(x_2)T_1(x_3) \; ... \; T_3(x_N) \\
\quad ... &
\end{array}$$

gdzie każdy i-ty wiersz składa się z wielomianów o sumie rzędów równej $i - 1$, co pozwala zapisać rzędy licznika i mianownika w postaci N-elementowego wektora $\mathbf{v} = [v_1, v_2, ..., v_N]$ gdzie v_i oznacza maksymalny rząd wielomianu i-tej zmiennej.

Problem wymiernej interpolacji wielowymiarowej jest rozwinięciem problemu budowy modelu funkcji jednej zmiennej, opisanego w Rozdziale B.1. W ogólności problem (C.1) jest nieliniowy, a jego rozwiązanie wymaga wymuszenia linearyzacji i spełnienia równania:

$$A(\mathbf{x}) - \hat{S}(\mathbf{x})B(\mathbf{x}) = 0 \tag{C.2}$$

w co najmniej $L \geqslant M_1 + M_2$ punktach dziedziny, gdzie M_1 oraz M_2 to liczby poszukiwanych współczynników $\{a_k\}$ oraz $\{b_k\}$. Równanie (C.2) może zostać zapisane w postaci macierzowej:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = 0 \tag{C.3}$$

i rozwiązywane jest metodą uogólnionych najmniejszych kwadratów, analogicznie jak równanie (B.6). Aby poprawić uwarunkowanie rozwiązania problemu (C.3), dziedzina funkcji $F(\mathbf{x})$ rzutowana jest tak, aby zakres zmienności każdego z parametrów był równy $< -1, 1 >$. Dokonywane jest to poprzez proste mapowanie zmiennej x_i:

$$x_i^m = \frac{x_i - x_i^0}{\Delta x_i} \tag{C.4}$$

gdzie x_i^0 oznacza środek dziedziny zmiennej przed mapowaniem, zaś Δx_i oznacza szerokość tejże dziedziny.

C.2 Dobór próbek

Dla złożonych modeli wielu zmiennych minimalizacja liczby próbek jest rzeczą niebagatelną. Szczególnie w przypadku budowy modeli elementów macierzy sprzężeń, gdzie każda próbka oznacza symulację pełnofalową części struktury filtru. Początkowy zestaw próbek składa się z rzadkiej prostokątnej siatki punktów. Aby uniknąć nieefektywnego losowego doboru dodatkowych próbek, algorytm dobiera próbki w sposób adaptacyjny, wykorzystując technikę zwaną *reflective exploration*. Technika ta zakłada budowę dwóch modeli $F_1(\mathbf{x})$ oraz $F_2(\mathbf{x})$ różnych rzędów korzystając z tego samego zestawu próbek. Kolejne próbki dodawane są w punktach dziedziny, gdzie różnica między modelami, zdefiniowana jako:

$$\epsilon = \epsilon(\mathbf{x}) = ||F_1(\mathbf{x}) - F_2(\mathbf{x})|| \tag{C.5}$$

jest największa. Ponieważ zagadnienie to posiada wiele minimów lokalnych, znalezienie globalnego maksimum tego zagadnienia wymaga zastosowania algorytmu genetycznego.

Problemem tak skonstruowanego algorytmu adaptacyjnego doboru próbek jest zjawisko polegające na dodawaniu kolejnych próbek w blisko położonych od siebie miejscach dziedziny. W takiej sytuacji, kolejne próbki nie dostarczają już informacji o zachowaniu się modelowanej funkcji $\hat{F}(\mathbf{x})$ niepotrzebnie powiększając problem. Aby zapobiec takiej sytuacji, algorytm monitoruje położenia kolejno dodawanych punktów. W przypadku wykrycia opisanego zjawiska, dziedzina dzielona jest na 2^N poddziedzin (dzieląc każdy wymiar w połowie) i dodawane jest 2^N próbek w miejscach największego błędu ϵ dla każdej z poddziedzin.

C.3 Kontrola rzędu modelu

Właściwy rząd modelu gwarantuje jego dokładność przy minimalnej liczbie próbek. Algorytm rozpoczyna pracę od dwóch modeli o niskich rzędach, np. $\mathbf{v}_1 = [2, 2, 2, ..., 2]$ oraz $\mathbf{v}_2 = [3, 2, 2, ..., 2]$. W trakcie pracy algorytmu, monitorowany jest błąd między modelami, a jego stagnacja uznawana jest za efekt zbyt niskich rzędów modeli. W takiej sytuacji, algorytm buduje szereg par modeli o podwyższonych rzędach i do dalszej pracy wybiera parę o najmniejszym błędzie (C.5).

Podziękowania

Pragnę podziękować promotorowi Profesorowi Michałowi Mrozowskiemu za okazane zaufanie i wielokrotną pomoc dotyczącą nie tylko pracy nad niniejszą rozprawą. Z całą pewnością mogę powiedzieć, że bez jego pomocy i wyrozumiałości praca ta nigdy by powstała.

Szczególne podziękowania kieruję również do Adama Lamęckiego za cierpliwość i pomoc w rozwiązywaniu trudności, na jakie napotykałem podczas tworzenia niniejszej rozprawy.

Bibliografia

[1] Mician μWave Wizard. http://www.mician.com.

[2] Space mapping framework. http://www.bandler.com/SMF.

[3] L. Accatino, M. Mongiardo. Hybrid circuit-full-wave computer-aided design of a manifold multiplexers without tuning elements. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(9):2044 – 2047, Wrzesień 2002.

[4] L. Accatino, B. Piovano, G. Vercellino, R. Ravanelli. Design and breadboarding of a compact and tuningless triplexer forsatellite applications. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, wolumen 2, strony 1418 – 1421, Lipiec 1997.

[5] F. Alessandri, M. Dionigi, R. Sorrentino. A fullwave CAD tool for waveguide components using a high speed direct optimizer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(9):2046 – 2052, Wrzesień 1995.

[6] F. Alessandri, M. Mongiardo, R. Sorrentino. New efficient full wave optimization of microwave circuits by the adjoint network method. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 3(11):414 – 416, Listopad 1993.

[7] J. T. Alos, M. Guglielmi. Simple and effective em-based optimization procedure for microwave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(5):856 – 858, Maj 1997.

[8] S. Amari. Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(9):1559 – 1564, Wrzesień 2000.

[9] S. Amari, U. Resenberg, J. Bornemann. Adaptive synthesis and design of resonators filters with sourcełoad-multiresonator coupling. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(8):1969 – 1978, Sierpień 2002.

[10] S. Amari, U. Rosenberg. A circular triple-mode cavity filter with two independently controlled transmission zeros. *36th European Microwave Conference*, strony 1091 – 1094, Wrzesień 2006.

[11] N. K. Andrzejewski, E. J. Pietraszewski. Wavegulde multiplexer with eight contiguous channels in x band. *9th European Microwave Conference*, strony 392 – 396, Październik 1979.

[12] F. Arndt, R. Beyer, J. M. Reiter, T. Sieverding, T. Wolf. Automated design of waveguide components using hybrid mode-matchingńumerical EM building-blocks in optimization-oriented cad frameworks-state of the art and recent advances. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(5):747 – 760, Maj 1997.

[13] A. E. Atia, A. E. Williams. New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders. *COMSAT Technichal Review*, 1(1):21 – 43, 1971.

[14] A. E. Atia, A. E. Williams. Narrow-bandpass waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 20(4):258 – 265, Kwiecień 1972.

[15] A. E. Atia, A. E. Williams. Measurements of intercavity couplings. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 23(6):519 – 522, Czerwiec 1975.

[16] A. E. Atia, A.E. Williams. General TE011-mode waveguide bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 24(10):640 – 648, Październik 1976.

[17] A. E. Atia, Albert E. Williams, R. W. Newcomb. Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 21(5):649 – 655, Wrzesień 1974.

[18] W. A. Atia, K. A. Zaki, A. E. Atia. Synthesis of general topology multiple coupled resonator filters by optimization. *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 2, strony 821 – 824, Czerwiec 1998.

[19] H. A. Atwater. Tests of microstrip dispersion formulas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36(3):619 – 621, Marzec 1988.

[20] D. Baillargear, S. Verdeyme, M. Aubourg, R. Guillon. Cad applying the finite-element method for dielectric-resonator filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(1):10 – 17, Styczeń 1998.

[21] M. Bakr, J. Bandler, N. Georgieva, K. Madsen. A hybrid aggressive space-mapping algorithm for em optimization. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(12):2440 – 2449, Grudzień 1999.

[22] M. H. Bakr, J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, K. Madsen. A trust region aggressive space mapping algorithm for em optimization. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(12):2412 – 2425, Grudzień 1998.

[23] Ł. Balewski, M. Mrozowski. Creating neural models using an adaptive algorithm for optimal size of neural network and training set. *15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON-2004*, wolumen 2, strony 543 – 546, Maj 2004.

[24] Ł. Balewski, M. Mrozowski. Applications of surrogate models in synthesis of microwave bandpass filters. *The IEEE Region 8 International Conference, EUROCON 2007*, strony 98 – 101, 2007.

[25] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, P.A. Grobelny, S. Ye. Yield-driven electromagnetic optimization via multilevel multidimensional models. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 41(12):2269 – 2278, Grudzień 1993.

[26] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, D. Omeragic. Space mapping optimization of waveguide filters using finite element and mode-matching electromagnetic simulators. *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 2, strony 635 – 638, Czerwiec.

[27] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, D. G. Swanson, S. Ye. Microstrip filter design using direct EM field simulation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(7):1353 – 1359, Lipiec 1994.

[28] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, Shao Hua Chen, P. A. Grobelny R. H. Hemmers. Space mapping technique for electromagnetic optimization. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(12):2536 – 2544, Grudzień 1994.

[29] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, Shao Hua Chen, R. H. Hemmers, K. Madsen. Electromagnetic optimization exploiting aggressive space mapping. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(12):2874 – 2882, Grudzień 1995.

[30] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, Shao Hua Chen, L. W. Hendrick, D. Omeragic. Electromagnetic optimization of 3-D structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(5):770 – 779, Maj 1997.

[31] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, Shao Hua Chen, Ya Fei Huang. Design optimization of interdigital filters using aggressive space mapping and decomposition. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(5):761 – 769, Maj 1997.

[32] J. W. Bandler, S. H Chen, S. Daijavad, W. Kellermann, M. Renault, Q. J. Zhang. Large scale minimax optimization of microwave multiplexers. *16th European Microwave Conference*, strony 435 – 440, Październik 1986.

[33] J. W. Bandler, Q. S. Cheng, D. M. Hailu, N. K. Nikolova. A space-mapping design framework. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(11):2601 – 2610, Listopad 2004.

[34] J. W. Bandler, Q. S. Cheng, N. K. Nikolova, M. A. Ismail. Implicit space mapping optimization exploiting preassigned parameters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(1):378 – 385, Styczeń 2004.

[35] J. W. Bandler, M. A. Ismail, J. E. Rayas-Sanchez, Qi-Jun Zhang. Neuromodeling of microwave circuits exploiting space-mapping technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(12):2417 – 2427, Grudzień 1999.

[36] S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme, P. Guillon, F. Seyfert, J. Grimm, L. Baratchart, C. Zanchi, J. Sombrin. Direct electromagnetic optimization of microwave filters. *IEEE Microwave Magazine*, 2(1):46 – 51, Marzec 2001.

[37] S. Bila, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon. Automated design of microwave devices using full em optimization method. *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 3, strony 1771 – 1774, Czerwiec 1998.

[38] C. G. Broyden. A class of methods for solving nonlinear simultaneous equations. *Mathematics of Computation*, 19(92):577 – 593, Październik 1965.

[39] P. Burrascano, M. Dionigi, C. Fancelli, M. Mongiardo. A neural network model for CAD and optimization of microwave filters. *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 1, strony 13–16, Czerwiec 1998.

[40] R. J. Cameron. General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(4):433 – 442, Kwiecień 1999.

[41] R. J. Cameron. Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(1):1 – 10, Styczeń 2003.

[42] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour. *Microwave filters for communications systems*. Wiley and Sons, Inc., 2007.

[43] R. J. Cameron, J. D. Rhodes. Asymmetric realizations of dual-mode bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 21(1):51 – 58, Styczeń 1981.

[44] R. J. Cameron, M. Yu. Design of manifold-coupled multiplexers. *IEEE Microwave Magazine*, 8(5):46 – 59, Październik 2007.

[45] J. Carroll, K. Chang. Statistical computer-aided design for microwave circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 44(1):24 – 32, Styczeń 1996.

[46] D. S. G. Chambers, J. D. Rhodes. A low-pass prototype network allowing the placing of integrated poles at real frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 83(1):40 – 45, Styczeń 1983.

[47] C. Cho, K. C. Gupta. EM-ANN modeling of overlapping open-ends in multilayer microstrip lines for design of bandpass filters. *1999 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, wolumen 4, strony 2592 – 2595, 1999.

[48] D. Choi, W. Hoefer. The finite-difference time-domain method and its application to eigenvalue problems. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(12):1464 – 1470, Grudzień 1986.

[49] S. B. Cohn. Microwave coupling by large apertures. *Proceedings of the IRE*, 40(6):696 – 699, Czerwiec 1952.

[50] S. B. Cohn. Direct-coupled-resonator filters. *Proceedings of the IRE*, 45(2):187 – 196, Luty 1957.

[51] G. Conciauro, M. Guglielmi, R. Sorrentino. *Advanced modal analalysis*. John Wiley & Sons, Ltd, 2000.

[52] G. L. Creech, B. J. Paul, C. D. Lesniak, T. J. Jenkins, M. C. Calcatera. Artificial neural networks for fast and accurate EM-CAD of microwave circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(5):794 – 802, Maj 1997.

[53] J. de Geest, T. Dhaene, N. Fache, D. de Zutter. Adaptive CAD-model building algorithm for general planar microwave structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(9):1801 – 1809, Wrzesień 1999.

[54] D. V. Devabhaktuni, B. Chattaraj, M. C. E. Yagoub, Qi-Jun Zhang. Advanced microwave modeling framework exploiting automatic model generation, knowledge neural networks, and space mapping. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(7):1822 – 1833, Lipiec 2003.

[55] R. G. Egri, A. E. Williams. A contiguous-band multiplexer design. *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, number 1, strony 86 – 88, Maj 1983.

[56] A. Garcia-Lamperez, S. Llorente-Romano, M. Salazar-Palma, T. K. Sarkar. Fast direct electromagnetic optimization of a microwave filter without diagonal cross-couplings through model extraction. *33rd European Microwave Conference - Munich 2003*, wolumen 3, strony 1361– 1364, 2003.

[57] A. Garcia-Lamperez, Sergio Llorente-Romano, M. Salazar-Palma, T. K. Sarkar. Efficient electromagnetic optimization of microwave filters and multiplexers using rational models. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(2):508 – 521, Luty 2004.

[58] A. Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma, M. J. Padilla-Cruz, I. Hidalgo-Carpintero. Computer aided-design of band-pass filters. *EUROCON 2003. Computer as a Tool. The IEEE Region 8*, wolumen 1, strony 85 – 89, Wrzesień 2003.

[59] A. Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma, T. K. Sarkar. Analytical synthesis of microwave multiport networks. *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 2, strony 455 – 458, Czerwiec 2004.

[60] A. Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma, T. K. Sarkar. Compact multiplexer formed by coupled resonators with distributed coupling. *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, wolumen 1A, strony 89 – 92, Lipiec 2005.

[61] A. Garcia-Lamperez, T. K. Sarkar, M. Salazar-Palma. Generation of accurate rational models of lossy systems using the cauchy method. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(10):490 – 492, Październik 2004.

[62] M. Guglielmi. Simple cad procedure for microwave filters and multiplexers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(7):1347 – 1352, Lipiec 1994.

[63] Jr H. Clark Bell. Canonical lowpass prototype network for symmetric coupled-resonator bandpass filters. *Electronics Letters*, 10(13):265 – 266, Czerwiec 1974.

[64] R. L. Haupt. An introduction to genetic algorithms for electromagnetics. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 37(2):7 – 15, Kwiecień 1995.

[65] Jia-Sheng Hong, M. Lancaster. *Microstip Filters for RF/Microwave Applications.* John Wiley & Sons, Inc., 2001.

[66] M. A. Ismail, D. Smith, A. Panariello, Ying Wang, Ming Yu. EM-based design of large-scale dielectric-resonator filters and multiplexers by space mapping. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(1):386 – 392, Styczeń 2004.

[67] J. Jin. *The Finite Element Method in Electromagnetics.* John Wiley & Sons, Ltd, 1993.

[68] F. H. Branin Jr. Network sensitivity and noise analysis simplified. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 20(3):285 – 288, Maj 1973.

[69] M. Kahrizi, S. Safavi-Naeini, S. K. Chaudhuri, R. Sabry. Computer diagnosis and tuning of rf and microwave filters using model-based parameter estimation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 49(9):1263 – 1270, Wrzesień 2002.

[70] J. Kennedy, R. Eberhart. Particle swarm optimization. *IEEE International Conference on Neural Networks, 1995. Proceedings*, wolumen 4, strony 1942 – 1948, Listopad 1995.

[71] A. Kido, H. Deguchi, M. Tsuji, M. Ohira. Multi-resonator generation in arbitrarily-shaped planar-circuit filters by genetic optimization. *European Microwave Integrated Circuit Conference, 20007. EuMIC 2007*, strony 443 – 446, Październik 2007.

[72] A. A. Kirilenko, S. L. Senkevich, V. I. Tkachenko, B. G. Tysik. Waveguide diplexer and multiplexer design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(7):1393 – 1396, Lipiec 1994.

[73] K.-S. Kong, T. Itoh. Computer-aided design of evanescent mode waveguide bandpass filter with nontouching e-plane fins. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 37(12):1998 – 2004, Grudzień 1989.

[74] P. Kozakowski. *Analiza czasowa pasywnych układów mikrofalowych o dużej dobroci.* Praca doktorska, Politechnika Gdańska, 2002.

[75] P. Kozakowski, A. Lamęcki, M. Mrozowski. Eigenvalue approach to synthesis of prototype filters with sourcełoad coupling. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15(2):98 – 100, Luty 2005.

[76] P. Kozakowski, M. Mrozowski. Automated CAD of coupled resonator filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 12(12):470 – 472, Grudzień 2002.

[77] P. Kozakowski, M. Mrozowski. New approach to fast full wave optimization of microwave filters. *32nd European Microwave Conference*, strony 1 – 4, Październik 2002.

[78] P. Kozakowski, M. Mrozowski. Quadratic programming approach to coupled resonator filter CAD. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(11):3906 – 3913, Listopad 2006.

[79] S. Koziel, J. W. Bandler, A. S. Mohamed, K. Madsen. Enhanced surrogate models for statistical design exploiting space mapping technology. *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, strony 1609 – 1612, Czerwiec 2005.

[80] K. Krohne, R. Vahldieck. Scattering parameter pole-zero optimization of microwave filters. *33rd European Microwave Conference*, wolumen 3, strony 1063 – 1066, Październik 2003.

[81] R. M. Kurzrok. General four-resonator filters at microwave frequencies (Correspondence). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 14(6):295 – 296, Czerwiec 1966.

[82] M.-I. Lai, S.-K. Jeng. Compact microstrip dual-band bandpass filters design using genetic-algorithm techniques. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(1):160 – 168, Styczeń 2006.

[83] A. Lamęcki. *Surrogate models and automated CAD of passive microwave components.* Praca doktorska, Politechnika Gdańska, 2007.

[84] A. Lamęcki, Ł. Balewski, P. Kozakowski, M. Mrozowski. Multivariate models of inter-resonator couplings and their application in filter design. *XXVIIth URSI General Assembly 2005, New Dehli, Indie*, Październik 2005.

[85] A. Lamęcki, Ł. Balewski, M. Mrozowski. Multivariate models of inter-resonator couplings for microwave filter synthesis. *International Conference on Adaptive Modeling and Simulation, ADMOS 2005, Barcelona, Hiszpania*, strony 267 – 270, 2005.

[86] A. Lamęcki, P. Kozakowski, M. Mrozowski. Efficient implementation of the Cauchy method for automated CAD-model construction. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 13(7):268 – 270, Lipiec 2003.

[87] A. Lamęcki, P. Kozakowski, M. Mrozowski. Fast synthesis of coupled-resonator filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(4):174 – 176, Kwiecień 2004.

[88] A. Lamęcki, P. Kozakowski, M. Mrozowski. CAD-model construction based on adaptive radial basis functions interpolation technique. *15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON-2004*, wolumen 3, strony 799 – 802, Maj 2004.

[89] M. Lecouve, P. Jarry, E. Kerherve, N. Boutheiller, F. Marc. Genetic algorithm optimisation for evanescent mode waveguide filter design. *The 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000. Proceedings. ISCAS 2000 Geneva*, 3:411 – 414 vol.3, 2000.

[90] R. Lehmensiek, P. Meyer. Creating accurate multivariate rational interpolation models of microwave circuits by using efficient adaptive sampling to minimize the number of computational electromagnetic analyses. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(8):1419 – 1430, Sierpień 2001.

[91] R. Levy. Filters with single transmission zeros at real or imaginary frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 24(4):172 – 181, Kwiecień 1976.

[92] R. Levy. Synthesis of non-contiguous diplexers using broadband matching theory. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 2, strony 543 – 546, Czerwiec 1990.

[93] R. Levy. Synthesis of general asymmetric singly- and doubly-terminated cross-coupled filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(12):2468 – 2471, Grudzień 1994.

[94] R. Levy. Direct synthesis of cascaded quadruplet (CQ) filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(12):2940 – 2945, Grudzień 1995.

[95] Raplh Levy. Theory of direct-coupled-cavity filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 15(6):340 – 348, Czerwiec 1967.

[96] G. Macchiarella. Accurate synthesis of inline prototype filters using cascaded triplet and quadruplet sections. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(7):1779 – 1783, Lipiec 2002.

[97] G. Macchiarella, S. Tamiazzo. Novel approach to the synthesis of microwave diplexers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(12):4281 – 4290, Grudzień 2006.

[98] A. Mahanfar, S. Bila, M. Aubourg, S. Verdeyme. Design of planar microwave filters using a simple fdtd model and particle swarm optimization. *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, wolumen 2B, strony 259 – 262, Lipiec 2005.

[99] R. R. Mansour. Filter technologies for wireless base stations. *IEEE Microwave Magazine*, 5(1):68 – 74, Marzec 2004.

[100] G. Matthaei, E.M.T. Jones, L. Young. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures.* McGraw-Hill Book Company, 1964.

[101] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones. *Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures.* Artech House, 1980.

[102] F. C. Medeiros. A wideband millimetre wave multiplexer. *IEE Colloquium on Microwave Filters and Multiplexers*, strony 3/1 – 3/4, Listopad 1990.

[103] J. R. Montejo-Garai, J. Zapata. Full-wave design and realization of multicoupled dual-mode circular waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(6):1290 – 1297, Czerwiec 1995.

[104] Jose R. Montejo-Garai, Jorge A. Ruiz-Cruz, Jesus M. Rebollar. Full-wave design of H-plane contiguous manifold output multiplexers using the fictitious reactive load concept. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(8):2628 – 2632, Sierpień 2005.

[105] J. V. Morro, C. Bachiller, H. Esteban, V. E. Boria. New efficient and robust automated design strategy for H plane direct-coupled-cavities filters with dielectric resonators. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, strony 597 – 600, Lipiec 2006.

[106] E. E. Newman. Simple examples of the method of moments in electromagnetics. *IEEE Transactions on Education*, 31:193 – 200, Sierpień 1988.

[107] N. K. Nikolova, J. W. Bandler, M. H. Bakr. Adjoint techniques for sensitivity analysis in high-frequency structure CAD. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(2):403 – 419, Styczeń 2004.

[108] J. Nocedal, S. J. Wright. *Numerical Optimization*. Springer-Verlag, 1999.

[109] E. Ofli, R. Vahldieck, S. Amari. Compact E-plane and ridge waveguide filters/diplexers with pseudo-elliptic response. *2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 2, strony 949 – 952, Czerwiec 2003.

[110] H. Oraizi, N. Azadi-Tinat. A novel method for the design and optimization of microstrip multi-section bandpass combline filters. *2006. 36th European Microwave Conference*, strony 1217 – 1220, Wrzesień 2006.

[111] M. J. D. Powell. A fast algorithm for nonlinearly constrained optimization calculations. *Numerical Analysis*, wolumen 630, strony 144 – 157. Springer Berlin / Heidelberg, 1978.

[112] Jose Ernesto Rayas-Sanchez. EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: The State-of-the-Art. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(1):420 – 435, Styczeń 2004.

[113] M. J. Rene. A frequency multiplexer network and an upconverter using circulators for millimetric waveguide systems. *3rd European Microwave Conference*, strony 1 – 4, Październik 1973.

[114] J. D. Rhodes. The theory of generalized interdigital networks. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 16(3):280 – 288, Sierpień 1969.

[115] J. D. Rhodes. The generalized direct-coupled cavity linear phase filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 18(6):301 – 307, Czerwiec 1970.

[116] J. D. Rhodes. A low-pass prototype network for microwave linear phase filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 18(6):290 – 301, Czerwiec 1970.

[117] J. D. Rhodes, S. A. Alseyab. A design procedure for bandpass channel multiplexers connected at a common junction. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 28(3):246 – 253, Marzec 1980.

[118] J. D. Rhodes, R. J. Cameron. General extracted pole synthesis technique with applications to low-loss TE011 mode filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 28(9):1018 – 1028, Wrzesień 1980.

[119] J. D. Rhodes, R. Levy. Design of general manifold multiplexers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27(2):111 – 123, Luty 1979.

[120] J. D. Rhodes, R. Levy. A generalized multiplexer theory. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27(2):99 – 111, Luty 1979.

[121] J. O. Scalan. Theory of microwave coupled-line networks. *Proceedings of the IEEE*, 68(2):209 – 231, Luty 1980.

[122] T. Shen, H.-T. Hsu, K. A. Zaki, A. E. Atia, Tim G. Dolan. Full-wave design of canonical waveguide filters by optimization. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(2), Luty 2003.

[123] H. Shinonaga, Y. Ito. Microwave saw bandpass filters for spacecraft applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40(6):1110 – 1116, Czerwiec 1992.

[124] P. P. Silvester, G. Pelosi, Eds. *Finite Elements for Wave Electromagnetics*. IEEE Press, 1994.

[125] R. V. Snyder. Practical aspects of microwave filter development. *International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications, MIKON 2006*, strony 587–599, Maj 2006.

[126] A. Taflove. *Computational Electromagnetics: The Finite-Difference Time-Domain Method*. Artech House, 1995.

[127] G. Tudosie, E. Ofli, R. Vahldieck. Hybrid EM-simulator based optimization of microwave and millimeter wave diplexers and multiplexers. *2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, wolumen 2, strony 1219 – 1222, Czerwiec 2003.

[128] M. Uhm, S. Nam, J. Kim. Synthesis of resonator filters with arbitrary topology using hybrid method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(10):2157 – 2167, Październik 2007.

[129] M. S. Uhm, J. Lee, J. H. Park, J. P. Kim. An efficient optimization design of a manifold multiplexer using an accurate equivalent circuit model of coupling irises of channel filters. *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, strony 1263 – 1266, Czerwiec 2005.

[130] S. Uysal, A. H. Aghvami, S. A. Mohamed. Microstrip channelling filters using -3dB directional couplers. *IEE Colloquium on Multi-Octave Active and Passive Components and Antennas*, strony 12/1 – 12/4, Maj 1989.

[131] F. M. Vanin, D. Schmitt, R. Levy. Dimensional synthesis for wide-band waveguide filters and diplexers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(11):2488 – 2495, Listopad 2004.

[132] C. Wang, K. A. Zaki. Dielectric resonators and filters. *IEEE Microwave Magazine*, 8(5):115 – 127, Październik 2007.

[133] J. J. H. Wang. Generalised moment methods in electromagnetics. *IEE Proceedings*, 137:127 – 132, Kwiecień 1990.

[134] W. Wang, Y. Lu, J.S. Fu, X. Y. Zhong. Particle swarm optimization and finite-element based approach for microwave filter design. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(5):1800 – 1803, Maj 2005.

[135] P. M. Watson, K. C. Gupta. Design and optimization of CPW circuits using EM-ANN models for cpw components. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 12(45):2515 – 2523, Grudzień 1997.

[136] X. Wen, J. Xu, B. Wang, L. Xue. Design waveguide filters and multiplexers by fullwave equivalent circuit approach. *2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings Microwave Conference Proceedings*, wolumen 1, Grudzień 2005.

[137] R. J. Wenzel, W. G. Erlinger. Narrowband contiguous multiplexing filters with arbitrary amplitude and delay response. *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, number 1, strony 116 – 118, Czerwiec 1976.

[138] A. E. Williams. A four-cavity elliptic waveguide filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 18(12):1109 – 1114, Grudzień 1970.

[139] Ke-Li Wu, Wei Meng. A direct synthesis approach for microwave filters with a complex load and its application to direct diplexer design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(5):1010 – 1017, Maj 2007.

[140] K. Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14:302 – 307, Maj 1966.

[141] L. Young. Microwave filter design using an electronic digital computer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 7(1):99 – 101, Styczeń 1959.

[142] L. Young. Direct-coupled cavity filters for wide and narrow bandwidths. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 11(3):162 – 178, Maj 1963.

[143] A. H. Zaabab, Qi-Jun Zhang, M. Nakhla. A neural network modeling approach to circuit optimization and statistical design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(6):1349 – 1358, Czerwiec 1995.

[144] K. Zaki, Hui-Wen Yao, A. E. Atia, Rafi Hershtig. Full wave modeling of conducting posts in rectangular waveguides and its applications to slot coupled combline filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(12):2824 – 2830, Grudzień 1995.

Prawo rozpowszechniania

Niniejszym wyrażam zgodę na wykorzystanie wyników mojej pracy, w tym tabel i rysunków, w pracach badawczych i publikacjach przygotowywanych przez pracowników Politechniki Gdańskiej lub pod ich kierownictwem. Wykorzystanie wyników wymaga wskazania niniejszej rozprawy doktorskiej jako źrodła.

Sylwetka autora

Łukasz Balewski jest absolwentem Wydziału Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej. W listopadzie 2003 roku obronił pracę magisterską i ukończył studia z wynikiem bardzo dobrym. Tematyka pracy magisterskiej dotyczyła wykorzystania neuronowych modeli zastępczych w syntezie pasywnych układów mikrofalowych. W lutym 2004 roku rozpoczął studia doktoranckie na tym samym wydziale.

Mgr inż. Łukasz Balewski jest współautorem 7 publikacji. Był laureatem zespołowej nagrody Rektora Politechniki Gdańskiej za szczególne osiągnięcia w działalności naukowej. Łukasz Balewski uczestniczył także w projektach wspomaganych przez Ministerstwo Nauki i Szkolnictwa Wyższego oraz przez Europejskie Biuro Badań Sił Powietrznych Stanów Zjednoczonych.