

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

APLICAÇÃO DE RESSOADORES PLANARES
DO TIPO-H EM DUPLEXADORES DE
MICRO-ONDAS

por

SAULO DE TARSO GONÇALVES BEZERRA

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção
do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: MARCOS TAVARES DE MELO, Ph.D.

Recife, Fevereiro de 2011

© Saulo de Tarso Gonçalves Bezerra, 2011

Catálogo na fonte
Bibliotecário Marcos Aurélio Soares da Silva, CRB-4 / 1175

B574a Bezerra, Saulo de Tarso Gonçalves.
Aplicação de ressoadores planares do tipo-H em
duplexadores de micro-ondas / Saulo de Tarso Gonçalves
Bezerra. - Recife: O Autor, 2011.
100 folhas, il., gráfs., tabs.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de
Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, 2011.

Inclui referências e anexos

1. Engenharia Elétrica. 2. Ressoadores Planares.
3. Duplexadores. 4. Filtros. 5. Micro-ondas. I. Melo,
Marcos Tavares (Orientador). II. Título.

621.3 CDD (22. ed.)

UFPE
BCTG/2011-191



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

SAULO DE TARSO GONÇALVES BEZERRA

TÍTULO

**“APLICAÇÃO DE RESSOADORES PLANARES DO TIPO H EM
DUPLEXADORES DE MICRO-ONDAS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE, RENATO EVANGELISTA DE ARAUJO, DES/UFPE e DENISE CONSONNI, Centro de Engenharia/UFABC sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **SAULO DE TARSO GONÇALVES BEZERRA** **APROVADO.**

Recife, 18 de fevereiro de 2011

RAFAEL DUEIRE LINS
Coordenador do PPGEE

MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

DENISE CONSONNI
Membro Titular Externo

RENATO EVANGELISTA DE ARAUJO
Membro Titular Interno

Agradecimentos

Faço um agradecimento especial à minha esposa, Dianne Bezerra Lopes, pela compreensão e pelo apoio em todos os momentos difíceis; aos meus pais, Daniel José Bezerra e Undina Gonçalves Bezerra, que também me apoiaram incondicionalmente.

Agradeço ao meu professor e orientador, Marcos Tavares de Melo, por confiar em mim, pela condução segura na orientação, pela compreensão e motivação e pela oportunidade de desenvolver essa dissertação.

Ao professor Hermano Cabral, pelo apoio no desenvolvimento dessa dissertação e pela contribuição em detalhes importantes do meu trabalho.

À Compesa (Companhia Pernambucana de Saneamento) em nome do Eng. Anderson Quadros, coordenador da CSC (Coordenação de Sistemas de Controle), pela tolerância e apoio fundamentais. Aos colegas de trabalho da CSC, que também me acompanharam nessa jornada, sempre colaborando com bons conselhos.

Ao colega do mestrado, Fábio Rodrigo de Lima e Silva, pelas importantes informações passadas e ajuda nos experimentos.

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO

APLICAÇÃO DE RESSOADORES PLANARES DO TIPO-H EM DUPLEXADORES DE MICRO-ONDAS

Saulo de Tarso Gonçalves Bezerra

02/2011

Orientador: Marcos Tavares de Melo

Área de Concentração: Fotônica

Palavras-chave: Duplexadores, Ressonador Tipo H, Filtros

Número de Páginas: 97

RESUMO:

O rápido crescimento dos sistemas de comunicações móveis tem obrigado as operadoras de telefonia a sobrepor as novas tecnologias de telecomunicação (UMTS, WiMAX, Mesh) às rede existentes (GSM, WLL, GPRS, CDMA), implicando maiores custos de instalação de estrutura e de manutenção das várias tecnologias. Os duplexadores são dispositivos que permitem a redução da quantidade de elementos que compõem os sistemas radiantes das redes de comunicações móveis. Um duplexador consiste de dois filtros passa-faixa, sintonizados em ambas as bandas de *uplink* e *downlink* do padrão utilizado, seja GSM, UMTS ou CDMA. Neste trabalho, é apresentado um novo projeto de duplexador para UMTS baseado em ressoadores de microfita do tipo-H de acoplamento cruzado cujas vantagens são dimensões reduzidas e largura de banda bem definida. São também apresentados os métodos de projeto para dimensionamento do dispositivo, que utilizam análises de redes de micro-ondas, métodos numéricos e simulação em software dedicado para cálculos de campos eletromagnéticos. O dispositivo foi fabricado e testado usando a própria estrutura do laboratório de micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE. Resultados experimentais e dados de simulação são confrontados para avaliação dos métodos de projeto e do desempenho do dispositivo.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

APPLICATION OF PLANAR H-SHAPED RESONATORS ON MICROWAVE DUPLEXERS

Saulo de Tarso Gonçalves Bezerra

02/2011

Supervisor: Marcos Tavares de Melo

Concentration Area: Photonics

Keywords: Duplexers, H-Shaped Resonator, Filters

Number of Pages: 97

ABSTRACT:

The fast increasing of mobile telecommunication systems has forced most of telephony operators to deploy new communication technologies (UMTS, WiMAX, Mesh) on top of existing ones (GSM, WLL, GPRS, CDMA). However, due to the large cost of building the necessary physical infrastructures for a new network, it is highly desirable to reuse any towers and antennas already built. Duplexers are a type of microwave circuit element that can help to achieve this goal by allowing a reduction on the number of radio elements and transmission lines used in these networks, as well as the sharing of the radiating system. This presents a novel UMTS duplexer based on H-type resonators which has good performance on the UMTS uplink and downlink bands. Design techniques are also presented. The device has been fabricated and tested at the microwave laboratory of Electronics and Systems Department of UFPE. Furthermore, experimental and simulation data are compared in order to evaluate design techniques and device performance.

Conteúdo

| | | |
|----------|--------------------------------------------------------------|-----------|
| 1 | Introdução | 13 |
| 1.1 | Organização do Documento | 17 |
| 2 | Circuitos de Microfita | 18 |
| 2.1 | Estrutura da Microfita | 18 |
| 2.2 | Modos de Propagação | 20 |
| 2.3 | Constante Dielétrica e Impedância | 20 |
| 2.4 | Perdas em Microfita | 22 |
| 3 | Redes de Micro-ondas e Filtros | 23 |
| 3.1 | Análise de Redes de Micro-ondas | 23 |
| 3.1.1 | Redes de Duas Portas e Variáveis de Rede | 23 |
| 3.1.2 | Parâmetros de Espalhamento | 25 |
| 3.1.3 | Matriz de Transmissão $ABCD$ | 26 |
| 3.2 | Estruturas Periódicas | 27 |
| 3.2.1 | Linhas de Transmissão | 28 |
| 3.2.2 | Análise de Redes Periódicas | 28 |
| 3.2.3 | Análise de Propagação na Rede Periódica | 35 |
| 3.3 | Teoria de Filtros | 36 |
| 3.3.1 | Definições Gerais | 36 |
| 3.3.2 | Resposta Ideal e Aproximações de Filtros | 37 |
| 3.3.3 | Aproximações de Filtros | 38 |
| 3.3.3.1 | Aproximação de <i>Butterworth</i> (Máxima Planura) | 38 |
| 3.3.3.2 | Aproximação de <i>Chebyshev</i> | 39 |
| 3.3.4 | Inversores de Impedância | 41 |
| 4 | Algoritmos Genéticos | 43 |
| 4.1 | Introdução aos Algoritmos Genéticos | 43 |
| 4.2 | Teoria Geral dos Algoritmos Genéticos | 44 |
| 4.2.1 | Função Objetivo | 44 |

| | | |
|----------|-------------------------------------------------------------|-----------|
| 4.2.2 | Estrutura do Algoritmo Genético | 44 |
| 4.3 | Parâmetros dos Algoritmos Genéticos | 46 |
| 4.3.1 | Inicialização de Variáveis | 46 |
| 4.3.2 | Número de Gerações | 46 |
| 4.3.3 | Número de Indivíduos | 46 |
| 4.3.4 | Codificação de Variáveis | 46 |
| 4.3.5 | Estratégias de Seleção | 47 |
| 4.4 | Operadores Genéticos | 48 |
| 4.4.1 | Cruzamento | 48 |
| 4.4.2 | Mutação | 49 |
| 5 | Modelamento do Duplexador | 50 |
| 5.1 | Circuitos Ressonadores e Filtros de Microfita | 50 |
| 5.1.1 | Duplexador UMTS e Ressonador Tipo-H | 53 |
| 5.2 | Modelamento do Duplexador | 54 |
| 5.2.1 | Análise por Redes Periódicas | 54 |
| 5.2.2 | Modelo de Circuito Equivalente do Duplexador | 62 |
| 5.2.3 | Processo de Otimização | 64 |
| 5.2.4 | Modelamento com Algoritmos Genéticos | 65 |
| 5.2.4.1 | Modelo de Circuito | 65 |
| 5.2.4.2 | Função Objetivo | 66 |
| 5.2.4.3 | Cromossomos | 68 |
| 5.2.4.4 | Cruzamento | 69 |
| 5.2.4.5 | Modelo de Circuito Equivalente do Duplexador | 70 |
| 6 | Resultados e Discussões | 71 |
| 6.1 | Software de Simulação Eletromagnética | 71 |
| 6.2 | Projeto de Duplexador | 74 |
| 6.2.1 | Parâmetros de Dimensionamento | 74 |
| 6.2.2 | Cálculo da Largura de Linha w | 74 |
| 6.2.3 | Dimensionamento do Ressonador Tipo-H | 75 |
| 6.2.3.1 | Análise do Método de Redes Periódicas | 75 |
| 6.2.3.2 | Considerações sobre a Análise de Redes Periódicas | 78 |
| 6.2.4 | Resultados do AG para o Modelo de Circuito | 80 |
| 6.2.4.1 | Procedimentos de Análise | 80 |
| 6.2.4.2 | Projeto do Duplexador com Algoritmos Genéticos | 80 |
| 6.2.5 | Fabricação do Dispositivo | 85 |
| 6.2.6 | Resultados experimentais | 87 |

| | |
|------------------------------------------|------------|
| <i>CONTEÚDO</i> | 6 |
| 6.2.6.1 Equipamento de Medição | 87 |
| 6.2.6.2 Resultado das Medições | 88 |
| 6.3 Conclusões | 92 |
| 6.4 Trabalhos Futuros | 94 |
| Lista de Artigos Publicados | 95 |
| Bibliografia | 96 |
| Anexo I - Artigos Publicados | 100 |

Lista de Figuras

| | | |
|------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1 | Sistemas radiantes de estação base de rádio. Em a), um sistema que não possui duplexador. Em b), sistema com duplexador e antena de banda dual. | 14 |
| 1.2 | Sistema de telefonia móvel e seus sinais de <i>uplink</i> e <i>downlink</i> | 14 |
| 1.3 | Diagrama de sistema radiante com diplexadores para combinar duas tecnologias distintas de telecomunicação. | 15 |
| 1.4 | Estruturas dos ressoadores. Em a), ressoadores de meio comprimento de onda com acoplamento serial. Em b), ressoadores do tipo H com <i>stubs</i> nas extremidades. | 16 |
| 1.5 | Duplexador para UMTS fabricado em microfita. | 16 |
| 2.1 | Estrutura geral de uma linha de microfita. | 18 |
| 2.2 | Distribuição dos campos elétrico e magnético em uma linha de microfita. | 19 |
| 2.3 | Componentes dos campos na estrutura de microfita. | 19 |
| 2.4 | Componentes transversais do modo dominante. Aproximação quase-estática ou quase-TEM. | 20 |
| 3.1 | Rede de duas portas e suas variáveis de rede usadas na caracterização do componente. | 24 |
| 3.2 | Rede de duas portas representada pela sua matriz <i>ABCD</i> | 26 |
| 3.3 | Rede de micro-ondas formada pela conexão de duas redes de duas portas. | 27 |
| 3.4 | Tipos de linhas de transmissão mais comuns. a) linha de transmissão bifilar e b) linha de transmissão coaxial. | 28 |
| 3.5 | Linha de transmissão coaxial com descontinuidades concêntricas. | 29 |
| 3.6 | Modelo de circuito para linha de transmissão com descontinuidades concêntricas. | 29 |
| 3.7 | Célula unitária da estrutura periódica. | 30 |
| 3.8 | Célula unitária dividida em três seções. | 30 |
| 3.9 | Resposta em frequência de um filtro ideal. | 37 |
| 3.10 | Resposta em frequência de um filtro ideal e resposta aproximada. | 38 |
| 3.11 | Resposta em frequência de um filtro <i>Butterworth</i> | 39 |
| 3.12 | Resposta em frequência de um filtro de <i>Chebyshev</i> | 40 |
| 3.13 | Resposta em frequência de um filtro de <i>Chebyshev</i> com níveis de ripple diferentes. | 41 |
| 3.14 | Inversor de impedância. | 41 |

| | | |
|------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.15 | Inversor de admitância. | 42 |
| 3.16 | Modelo de uma rede periódica com inversores de admitância. | 42 |
| 4.1 | Fluxograma dos algoritmos genéticos. | 45 |
| 4.2 | Método do torneio. | 48 |
| 4.3 | Processo de cruzamento. | 49 |
| 4.4 | Processo de mutação. | 49 |
| 5.1 | Circuitos de ressoadores com componentes discretos. | 51 |
| 5.2 | Filtros de microfita: a) ressoadores de $\lambda/2$ acoplados paralelamente; b) fitas paralelas com acoplamento transverso; c) ressoadores <i>hairpin</i> ou tipo-U; d) filtros com ressoadores do tipo anel. | 52 |
| 5.3 | Duplexador de microfita com ressoadores tipo-H. | 53 |
| 5.4 | Rede periódica com ressoadores tipo-H. | 54 |
| 5.5 | Modelo do tipo-H. | 55 |
| 5.6 | Modelo de linha de transmissão para o ressoadores tipo-H. | 55 |
| 5.7 | Seções da linha de transmissão. | 56 |
| 5.8 | Modos de propagação da onda eletromagnética no ressoador. | 59 |
| 5.9 | Fluxograma do algoritmo do método de Newton-Raphson para cálculo de zeros de funções. | 61 |
| 5.10 | Modelo de circuito equivalente do filtro com o duplo ressoador tipo-H. | 62 |
| 5.11 | Resposta em frequência do modelo de circuito do filtro. | 63 |
| 5.12 | Deslocamento da resposta em frequência | 64 |
| 5.13 | Modelo de circuito do ressoador. | 65 |
| 5.14 | Modelo de circuito do filtro. | 66 |
| 5.15 | Critério de cruzamento e divisão do cromossomo. | 69 |
| 5.16 | Modelo de circuito equivalente do duplexador. | 70 |
| 6.1 | Geometria do dispositivo a ser simulado no CST. | 72 |
| 6.2 | Modelo de circuito equivalente simulado no <i>Microwave Office</i> | 72 |
| 6.3 | Resposta do dispositivo e do modelo de circuito. | 73 |
| 6.4 | Duplexador para UMTS de microfita com ressoadores do tipo-H. | 74 |
| 6.5 | Obtenção da frequência de ressonância do ressoador para $L = 8\text{mm}$ | 76 |
| 6.6 | Obtenção da frequência de ressonância do ressoador para $L = 12\text{mm}$ | 77 |
| 6.7 | Fluxograma do processo. | 78 |
| 6.8 | Resposta dos filtros para <i>uplink</i> e <i>downlink</i> | 81 |
| 6.9 | Duplexador e as dimensões usadas para simulação do dispositivo e modelamento do circuito discreto. | 82 |
| 6.10 | Capacitâncias de <i>gap</i> em função da altura H . O <i>gap</i> foi fixado em 1,2mm. | 82 |

| | | |
|------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 6.11 | Constante de acoplamento K em função da altura H . O <i>gap</i> foi fixado em 1,2mm. | 83 |
| 6.12 | Capacitâncias de <i>gap</i> em função do <i>gap</i> G . A altura H foi fixada em 20mm. . . . | 83 |
| 6.13 | Constante de acoplamento K em função do <i>gap</i> G . A altura H foi fixada em 20mm. | 84 |
| 6.14 | Máquina para prototipação de placas de circuitos impressos utilizada na fabricação do duplexador. | 85 |
| 6.15 | Vista superior do duplexador fabricado. | 86 |
| 6.16 | Analisador de redes vetorial conectado ao dispositivo. | 87 |
| 6.17 | Parâmetros S_{21} (<i>uplink</i>) medido com analisador de redes e obtido com o modelo de circuito equivalente. | 88 |
| 6.18 | Parâmetros S_{31} (<i>downlink</i>) medido com analisador de redes e obtido com o modelo de circuito. | 89 |
| 6.19 | Parâmetro S_{11} (perda de retorno) medido com analisador de redes. | 90 |
| 6.20 | Parâmetro S_{32} (<i>isolação entre as portas</i>) medido com analisador de redes e obtido com o modelo de circuito equivalente. | 91 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.1 | Exemplos de codificação de variáveis. | 47 |
| 6.1 | Determinação da frequência de ressonância. $L = 8\text{mm}$, $w = 1,2\text{mm}$ e H variando de 1,2 a 88mm. | 76 |
| 6.2 | Determinação da frequência de ressonância. $L = 12\text{mm}$, $w = 1,2\text{mm}$ e H variando de 1,2 a 88mm. | 77 |
| 6.3 | Dimensões dos ressoadores para as faixas de <i>uplink</i> e <i>downlink</i> | 80 |
| 6.4 | Valores dos elementos para o modelo de circuito do duplexador proposto, mostrado na Fig. 6.2. | 81 |

Lista de Siglas

GPRS - General Packet Radio Service.

GSM - Global System for Mobile Communications.

UMTS - Universal Mobile Telecommunications System.

WLL - Wireless Local Loop.

TDMA - Time Division Multiple Access.

CDMA - Code Division Multiple Access.

AG - Algoritmos Genéticos.

TEM - Transversal Elétrico e Magnético.

TX - Equipamento de transmissão.

RX - Equipamento de recepção.

RF - Radiofrequência.

Lista de Símbolos

ϵ_r - Permissividade relativa do substrato dielétrico da microfita.

ϵ_{ef} - Permissividade relativa efetiva do substrato dielétrico da microfita.

Z_c - Impedância característica de uma linha de transmissão.

E_x - Componente do campo elétrico na direção x .

E_y - Componente do campo elétrico na direção y .

H_z - Componente do campo magnético na direção z .

h - Espessura do material substrato da microfita.

t - Espessura do laminado da microfita.

W - Largura de linha da microfita.

R_s - Resistência de superfície.

ω - Frequência angular.

μ_0 - Permeabilidade magnética no espaço livre.

σ - Condutividade do material.

α_d - Constante de atenuação relativa à perda no material dielétrico.

λ_g - Comprimento de onda de grupo.

Capítulo 1

Introdução

O desenvolvimento acelerado das soluções tecnológicas tem impulsionado o crescimento dos sistemas de comunicações, principalmente dos sistemas de telefonia móvel e comunicações pessoais. Atualmente, no Brasil, é possível encontrar vários dos padrões de telefonia móvel consolidados comercialmente, através dos quais as operadoras prestam seus serviços aos usuários. São eles o GSM (padrão da segunda geração dominante no mercado), o CDMA e, o mais recente, o UMTS (terceira geração). Além desses, há também as tecnologias mais antigas como o TDMA, que vem se mantendo porque ainda existe, apesar de todos os avanços, uma certa base de usuários que utilizam esses serviços.

Todos esses padrões estão distribuídos no espectro de frequência disponível e são regulados pela Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel). No Brasil, as tecnologias estão assim distribuídas no espectro de frequência: TDMA/CDMA na faixa de 850MHz, GSM na Faixa de 1800/900MHz e UMTS nas faixas de 850/1800/1900/2100MHz. Como consequência desse fato, temos um espectro de frequência cada vez mais restrito. As diversas tecnologias têm obrigado as várias operadoras de telefonia móvel, no Brasil e no mundo, a efetuar a implantação de novas redes sobre aquelas já existentes. Dessa forma, torna-se necessária a redução dos elementos que compõem os sistemas radiantes.

Um duplexador é um dispositivo bastante aplicado em equipamentos de telecomunicações. Este permite a redução dos elementos que compõem os sistemas radiantes, como a quantidade de linhas de transmissão (LT), de antenas, etc. . Um sistema radiante de uma estação base de rádio é ilustrado na Fig. 1.1, de onde se pode observar a presença de alguns dispositivos citados até agora. O Duplexador tem a função de combinar faixas de *uplink* e *downlink* em uma mesma linha de transmissão, reduzindo a quantidades de cabos de RF lançados e a quantidade de antenas utilizadas. Considera-se *uplink* a frequência ou faixa de frequência usada para

transmissão de informação no sentido da unidade móvel (UM) para a estação base de rádio. Considera-se *downlink* a transmissão no sentido contrário (ver Fig. 1.2).

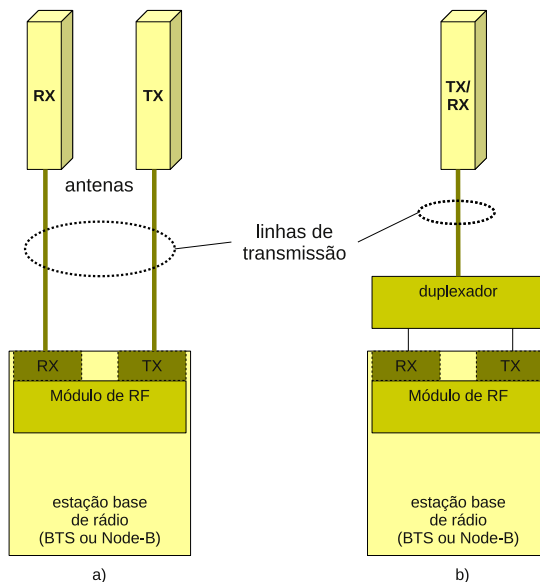


Figura 1.1: Sistemas radiantes de estação base de rádio. Em a), um sistema que não possui duplexador. Em b), sistema com duplexador e antena de banda dual.

Há outros dispositivos que aumentam a flexibilidade na implantação de sistemas radiantes, a exemplo do duplexador, mostrado na Fig. 1.3. O Diplexador combina as faixas de frequências de *uplink* e *downlink* de um determinado padrão (a exemplo do GSM) com as faixas de frequências de *uplink* e *downlink* de um outro padrão (como o UMTS) ou ainda combina as faixas de uma mesma tecnologia, como é o caso do GSM 900MHz e o GSM 1800MHz.

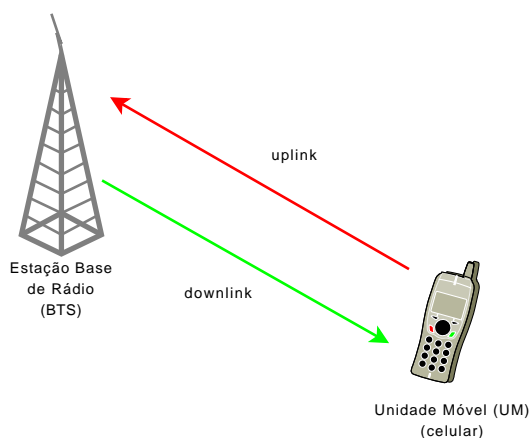


Figura 1.2: Sistema de telefonia móvel e seus sinais de *uplink* e *downlink*.

Além desses dispositivos, há outros, cuja função também é reduzir a quantidade de elementos dos sistemas radiantes, a exemplo dos combinadores, dos divisores de potência, etc. .

Os dispositivos mencionados acima reduzem a quantidade de elementos de um sistema radiante, o que torna possível a adição de equipamentos de uma nova rede na mesma estrutura vertical da torre. A grande vantagem disso é que essas estruturas são limitadas em relação à carga e à área de exposição ao vento, consequentemente, limitando o número de antenas e linhas de transmissão lançadas ao longo da torre.

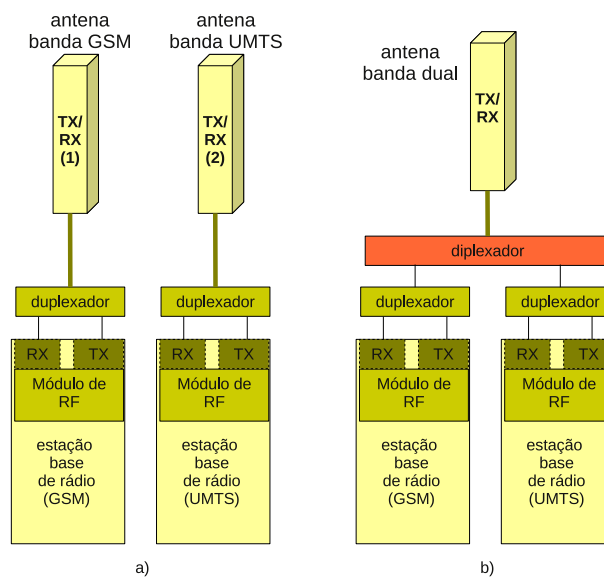


Figura 1.3: Diagrama de sistema radiante com diplexadores para combinar duas tecnologias distintas de telecomunicação.

Um projeto baseado em microfita fornece maior flexibilidade do que os dispositivos baseados em técnicas mais convencionais, a exemplo do uso de cavidades ressonantes e guias de onda, além de não requerer ajustes posteriores, como sintonização de cavidades ressonantes.

No estudo que se segue nesta dissertação, são apresentados os métodos de projeto para dimensionamento do diplexador para UMTS usando ressoadores de microfita do tipo H, considerando análises de redes de micro-ondas e estruturas periódicas, métodos numéricos e simulação em software dedicado para cálculos de campos eletromagnéticos, além do projeto do dispositivo auxiliado por algoritmos genéticos. Os ressoadores do tipo-H são implementações derivadas dos ressoadores de meio comprimento de onda com acoplamento série (ver Fig. 1.4). A modificação consiste na inserção de *stubs* nas extremidades do ressoador. Essa modificação

traz algumas características interessantes que são exploradas para a redução das dimensões do dispositivos. É apresentada a metodologia de projeto através de análise de estruturas periódicas e modelamento de circuito com algoritmos genéticos. Os dois métodos apresentam boa precisão e reduzem bastante o tempo de simulação em computador para obter as dimensões adequadas para o dispositivo.

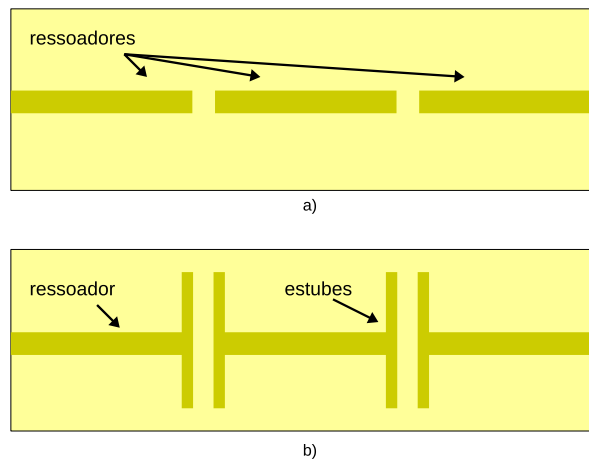


Figura 1.4: Estruturas dos ressoadores. Em a), ressoadores de meio comprimento de onda com acoplamento serial. Em b), ressoadores do tipo H com *stubs* nas extremidades.

O duplexador foi fabricado e testado usando a própria estrutura do laboratório de micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE. Na Fig. 1.5, é mostrado o dispositivo.



Figura 1.5: Duplexador para UMTS fabricado em microfita.

1.1 Organização do Documento

Este trabalho está organizado em seis capítulos, abrangendo desde a motivação para a pesquisa desenvolvida até a conclusão com os resultados experimentais e de simulação. A estrutura está disposta da seguinte forma:

Capítulo 1 Apresenta a motivação para essa área de concentração da pesquisa.

São enaltecidos os aspectos de mercado do setor de telecomunicação e a relação entre o tema deste trabalho e as aplicações comerciais envolvidas.

Capítulo 2 Aborda os conceitos e a teoria sobre tecnologia dos circuitos de microfita. Aspectos sobre a estrutura física, determinação dos parâmetros importantes da microfita, além das considerações sobre perdas de potência no material, que impactam no desempenho do dispositivo.

Capítulo 3 Apresenta as bases teóricas para análise e projeto do duplexador.

São estudadas as redes de micro-ondas e as estruturas periódicas, nas quais se baseiam o desenvolvimento do dispositivo. É ainda abordada a teoria de filtros, observando-se conceitos relevantes no projeto de um duplexador.

Capítulo 4 Traz o modelamento para o dimensionamento dos ressoadores e, conseqüentemente, do duplexador. É apresentada, em detalhes, a metodologia do projeto através da análise de redes periódicas e algoritmos genéticos.

Capítulo 5 Este é o capítulo onde são apresentados os resultados de simulação e das medições feitas para o dispositivo construído, comparados os dados obtidos com o modelo teórico e com o dispositivo físico, concluindo-se com a demonstração da flexibilidade obtida com a topologia do ressoador tipo-H.

Capítulo 2

Circuitos de Microfita

2.1 Estrutura da Microfita

As linhas de transmissão de microfita são, geralmente, usadas em circuitos integrados de microondas (MIC) e são bastante eficientes em frequências que vão de alguns gigahertz até dezenas de gigahertz. Existem várias vantagens na utilização desse tipo de estrutura, por exemplo, seu baixo custo de fabricação (possibilitando a produção através de métodos de fotolitografia), perfil reduzido, facilidade de integração com dispositivos ativos, etc.

A estrutura geral de uma linha de transmissão de microfita é definida como sendo uma linha (fita) condutora com uma largura W e espessura t sobre um material (substrato) dielétrico que tem permissividade elétrica relativa ϵ_r e espessura h e um plano de terra (laminado) abaixo do substrato (ver Fig.2.1).

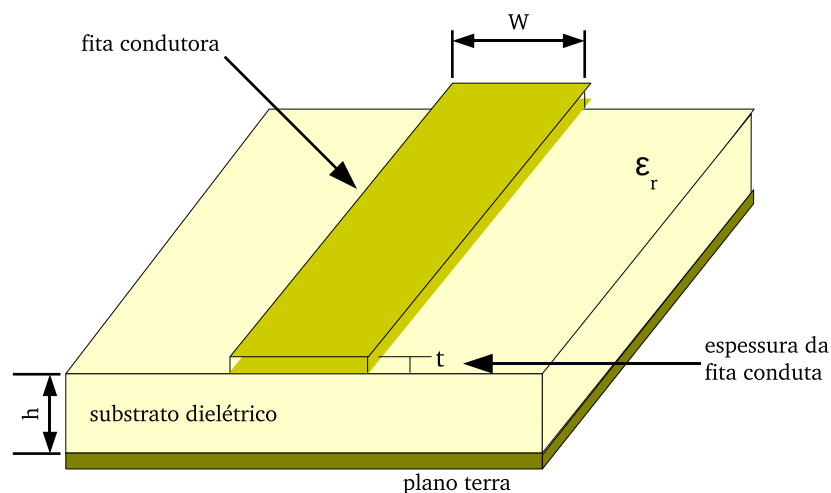


Figura 2.1: Estrutura geral de uma linha de microfita.

Os campos em uma linha de microfita se estendem por dois meios: o espaço livre acima do dielétrico e o substrato, como mostrado na Fig. 2.2. A microfita constitui então uma estrutura não-homogênea.

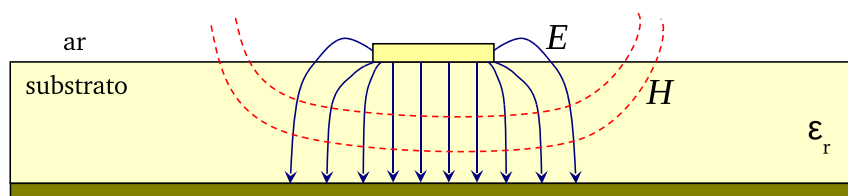


Figura 2.2: Distribuição dos campos elétrico e magnético em uma linha de microfita.

Devido a esta natureza não-homogênea, a microfita não suporta a propagação de ondas no modo TEM puro, porque o TEM puro possui apenas componentes transversais à direção de propagação e sua velocidade de grupo depende somente das propriedades elétricas do material onde a onda está se propagando, ou seja, a permissividade ϵ e a permeabilidade μ . Contudo, a presença de dois meios materiais (o substrato e o espaço livre) faz aparecer componentes longitudinais dos campos elétrico e magnéticos (como ilustra a Fig. 2.3), alterando as condições de propagação da onda eletromagnética, que não depende, exclusivamente, das propriedades do material, mas também das dimensões físicas da microfita.

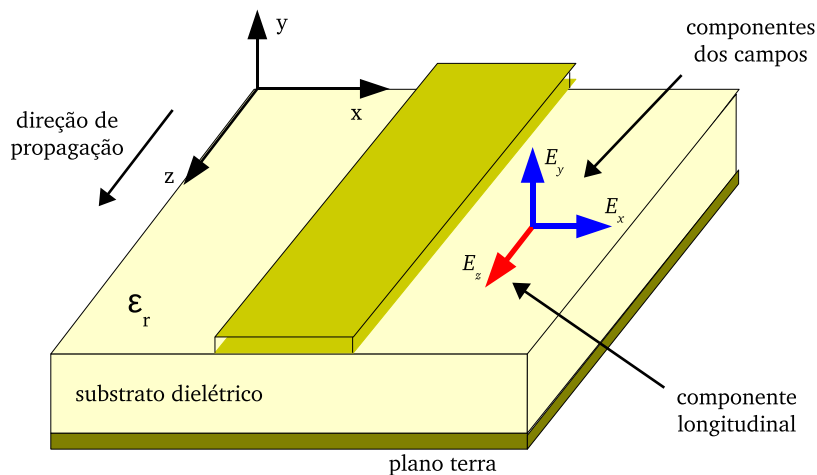


Figura 2.3: Componentes dos campos na estrutura de microfita.

Quando as componentes longitudinais dos campos para o modo dominante de uma linha de microfita se mantêm muito menores do que as componentes transversais, as primeiras podem ser desprezadas, restando apenas as componentes transversais dos campos (ver Fig. 2.4).

Neste caso, o modo dominante se comporta como modo TEM, e a teoria de linha de transmissão TEM passa a ser aplicável para a linha de microfita satisfatoriamente. Chama-se isso de aproximação quase-TEM, ou quase-estática, que é válida para uma grande faixa de frequências de operação.

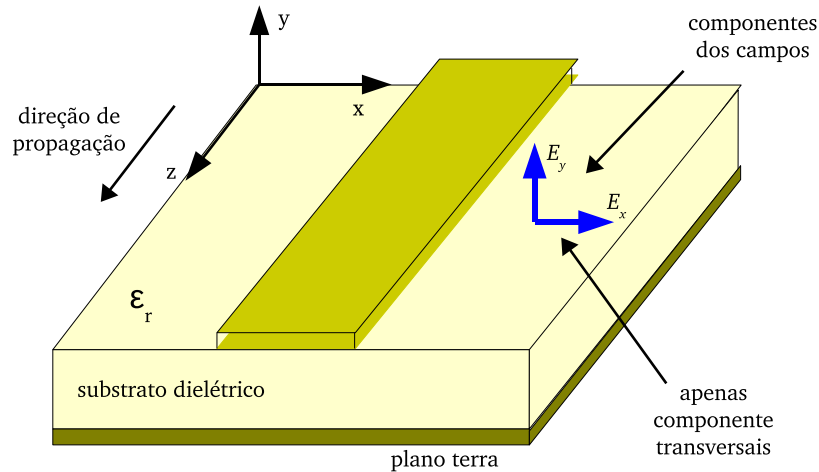


Figura 2.4: Componentes transversais do modo dominante. Aproximação quase-estática ou quase-TEM.

2.2 Modos de Propagação

Qualquer linha de transmissão envolvida por um dielétrico uniforme abriga modos de propagação como o TEM ou o TE, dentro de uma certa faixa de frequência. As linhas de microfita, porém, são estruturas envolvidas em meios dielétricos não-uniformes, não suportando os modos de propagação mais simples já mencionados. A interface ar-substrato produz modos de propagação híbridos entre o TE e o TM.

2.3 Constante Dielétrica e Impedância

Na aproximação quase-TEM, um material dielétrico homogêneo com uma permissividade dielétrica efetiva substitui o meio não-homogêneo dielétrico-ar da microfita. As características de transmissão das linhas de microfita são descritas por dois parâmetros chamadas constante dielétrica efetiva ϵ_{ef} e impedância característica Z_c , que podem então ser obtidas por análise quase-estática.

Em análise quase-estática, o modo fundamental da propagação da onda na microfita é considerado TEM puro. Os parâmetros de microfita acima são determinados a partir dos valores das capacitâncias a seguir [1]

$$\epsilon_{ef} = \frac{C_d}{C_a}, \quad (2.1)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}},$$

onde C_d é a capacitância por unidade de comprimento com o substrato dielétrico presente, C_a é a capacitância por unidade de comprimento com o substrato substituído pelo espaço livre e c é a velocidade da luz no espaço livre ($c \approx 3 \cdot 10^8 m/s$).

Para um condutor fino, isto é $t \rightarrow 0$, expressões em forma fechada que proveem uma resolução melhor do que 1% são dadas a seguir [2]

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab}, \quad (2.2)$$

onde $u = \frac{W}{h}$ ($0,01 \leq u \leq 100$) e

$$a = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3 \right], \quad (2.3)$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon + 3} \right)^{0,053}, \quad (2.4)$$

e para a impedância característica

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{ef}}} \cdot \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right], \quad (2.5)$$

onde $u = \frac{W}{h}$ e

$$F = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp \left[- \left(\frac{30,666}{u} \right)^{0,7528} \right], \quad (2.6)$$

onde $\eta = 120\pi$ ohms é a impedância de onda no espaço livre.

2.4 Perdas em Microfita

As componentes de perdas de uma linha de microfita simples incluem: perdas no condutor, perdas no material dielétrico e perdas por irradiação. Aqui, não são consideradas as perdas magnéticas, pois este tratamento seria mais justificado caso estivéssemos trabalhando com substratos magnéticos, como ferrites.

A constante de propagação sobre uma linha de transmissão com perdas é uma grandeza complexa, representada por $\lambda = \alpha + j\beta$, onde a parte real α é a constante de atenuação.

Uma solução simples, bastante utilizada para estimar a atenuação produzida pela perda no condutor, em uma linha de microfita, é dada por [3]

$$\alpha_c = \frac{8,666R_c}{Z_c W} \quad \text{dB/unidade de comprimento,} \quad (2.7)$$

na qual Z_c é impedância característica da microfita com largura de linha W e resistência de superfície R_s (em ohms por unidade de área). Considerando que a largura da linha é grande com relação à espessura do material substrato, pode-se assumir uma distribuição de corrente uniforme e, a partir disso, podem-se calcular a resistência de superfície, que no caso da microfita, R_s é dada por [3]

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}, \quad (2.8)$$

onde σ é a condutividade, μ_0 é a permeabilidade do ar e ω é frequência angular de operação.

A outra componente significativa de perdas na microfita, as perdas no material dielétrico, é dada por [3]

$$\alpha_d = 8,686 \cdot \pi \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ef}} \left(\frac{\epsilon_{ef} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \frac{\tan(\delta)}{\lambda_g}, \quad (2.9)$$

onde $\tan(\delta)$ é a tangente de perdas do substrato utilizado; α_d é uma medida de atenuação em dB por unidade de comprimento.

Capítulo 3

Redes de Micro-ondas e Filtros

3.1 Análise de Redes de Micro-ondas

Em frequências de micro-ondas, não se utiliza a abordagem convencional através da medida de tensões e correntes para se analisar os níveis de excitação de uma determinada rede ou circuito, pois não existem instrumentos capazes de medir tensões e correntes nessa faixa de frequência. É importante, no entanto, descrever a operação de uma rede de micro-ondas em termos de tensões e correntes e até impedâncias, pois isso possibilita maior controle e melhor desempenho do dispositivo a ser projetado.

Faz-se necessário, então, o conhecimento da teoria de redes, que constitui uma ferramenta útil para analisar circuitos que operam em frequências de micro-ondas.

3.1.1 Redes de Duas Portas e Variáveis de Rede

A maioria dos componentes e dispositivos de micro-ondas, a exemplo de filtros, trechos de linhas de transmissão, etc., pode ser representada por uma rede de duas portas como aquela mostrada na Fig. 3.1. A figura apresenta as tensões nas portas de entrada e de saída, V_1 e V_2 , assim como suas correntes I_1 e I_2 . Temos também as impedâncias terminais Z_{01} e Z_{02} . As variáveis de tensão e corrente nesta rede são de natureza complexa, considerando sinais de excitação senoidais, isto é:

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) , \quad (3.1)$$

que é a tensão na porta 1. A equação (3.1) pode ser expressa na forma a seguir

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = \text{Re} [|V_1| e^{j(\omega t + \phi)}] = \text{Re} (V_1 e^{j\omega t}) , \quad (3.2)$$

onde Re denota a parte real do fasor da tensão na porta 1. Nesse caso, portanto, definimos V_1 como o fasor de $v_1(t)$, ou seja:

$$V_1 = |V_1| e^{j\phi} . \quad (3.3)$$

Como é difícil medir tensões e correntes em frequências de micro-ondas, deve-se fazer uso de outras metodologias de análise. É importante introduzir o conceito de variáveis de onda. Na Fig. 3.1, as variáveis de onda estão representadas por a_1 , b_1 , a_2 e b_2 , com a indicando a onda incidente e b indicando a onda refletida.

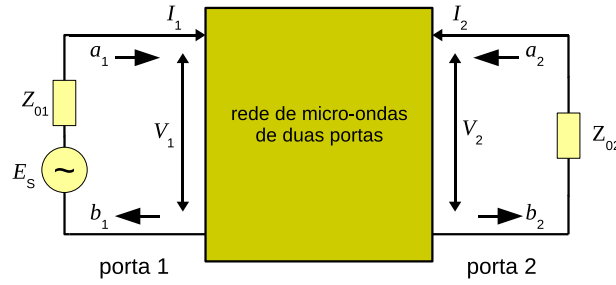


Figura 3.1: Rede de duas portas e suas variáveis de rede usadas na caracterização do componente.

A relação entre as variáveis de rede e as variáveis de tensão e corrente em uma rede de duas portas é definida como [4]

$$\begin{aligned} V_n &= \sqrt{Z_{0n}} \cdot (a_n + b_n) , \\ I_n &= \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} \cdot (a_n - b_n) , \end{aligned} \quad (3.4)$$

ou também

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) , \\ b_n &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) , \end{aligned} \quad (3.5)$$

em ambos os casos para $n = 1$ e 2 . As definições acima garantem que a potência em uma porta qualquer seja dada por [4]

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (V_n \cdot I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) , \quad (3.6)$$

onde o asterisco denota o conjugado complexo da variável.

3.1.2 Parâmetros de Espalhamento

Os parâmetros de espalhamento ou, simplesmente, parâmetros S (do inglês *Scattering*) são uma forma muito útil de representar uma rede de micro-ondas, pois proveem uma descrição completa da rede do ponto de vista das suas portas. Pode-se construir uma representação matricial da rede com os parâmetros S , que relacionam as ondas de tensão incidentes na porta com as ondas refletidas das portas.

Em algumas situações, é possível calcular os parâmetros S de uma rede, a partir de sua topologia. Pode-se também medir esses parâmetros diretamente através de um analisador de redes vetorial. São duas das formas de se obter a matriz de espalhamento de uma rede micro-ondas.

Os parâmetros S de uma rede de duas portas, como a da Fig. 3.1, são definidos em termos das variáveis de onda [1]

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} , \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} , \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} , \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} , \quad (3.7)$$

onde $a_n = 0$ significa considerar que existe casamento perfeito de impedância na porta, não havendo, portanto, potência refletida. Pode-se expressar a (3.7) na sua forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} , \quad (3.8)$$

cuja matriz contendo os parâmetros S é conhecida como matriz de espalhamento, comumente, denotada por $[S]$. Os parâmetros S_{11} e S_{22} são chamados de parâmetros de reflexão da porta. Já os parâmetros S_{12} e S_{21} são chamados de parâmetros de transmissão. Ambos podem ser medidos diretamente em frequências de micro-ondas. É importante ter em mente que os parâmetros S são grandezas complexas, possuindo, desta forma, amplitude e fase, isto é [1]

$$S_{mn} = |S_{mn}| \cdot e^{j\phi_{mn}} . \quad (3.9)$$

3.1.3 Matriz de Transmissão $ABCD$

A representação através da matriz de parâmetros S é bastante utilizada para caracterizar uma rede com um número arbitrário de portas. No entanto, é muito comum, na prática, encontrar redes de micro-ondas constituídas pela conexão de redes de duas portas, como a da Fig. 3.3. Nessas situações, é mais conveniente caracterizar essas redes através de matrizes de transmissão, ou matrizes $ABCD$, para cada uma das redes de duas portas.

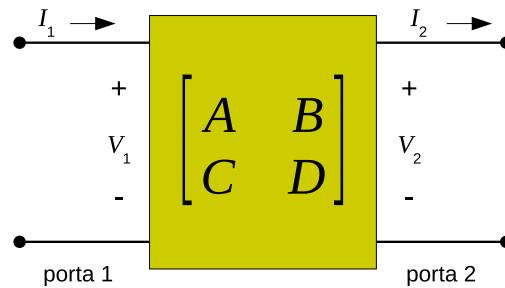


Figura 3.2: Rede de duas portas representada pela sua matriz $ABCD$.

Os parâmetros de uma matriz $ABCD$ para uma rede de duas portas (como a mostrada na Fig. 3.2) são definidos em termos das tensões e correntes nas portas 1 e 2 [4]:

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0}, \quad B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0}, \quad C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0}, \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0}, \quad (3.10)$$

e também em sua forma matricial

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

A matriz $ABCD$ é referenciada também por matriz de transferência da rede.

Uma rede constituída pela associação em cascata de duas redes de duas portas é mostrada na Fig. 3.3.

Nesta conexão em cascata, pode-se obter a matriz $ABCD$ da rede resultante, multiplicando-se as matrizes individuais de cada uma das duas redes de duas portas:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

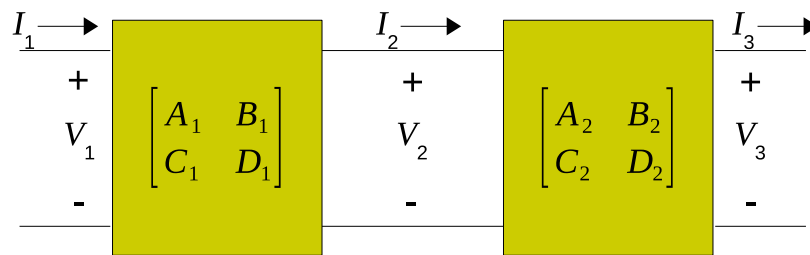


Figura 3.3: Rede de micro-ondas formada pela conexão de duas rede de duas portas.

A matriz $ABCD$ da rede na Fig. 3.3 é dada então por

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

3.2 Estruturas Periódicas

Estruturas periódicas são topologias bastante encontradas na realização física de dispositivos de micro-ondas. Vários desses, como interferômetros, filtros, antenas e multiplexadores de frequência, são projetados usando estruturas periódicas em seus blocos básicos. Pode-se identificar uma rede periódica através de padrões que se repetem ao longo de um dispositivo. Esse padrão é chamado de célula unitária. A compreensão do comportamento do dispositivo começa a partir do estudo da célula unitária.

Serão analisadas as estruturas periódicas como meio de propagação de ondas eletromagnéticas. Nessa análise, usar-se-á uma linha de transmissão carregada, isto é, uma linha com variações de impedância ao longo do seu comprimento.

3.2.1 Linhas de Transmissão

Linhas de transmissão são estruturas capazes de transportar ondas eletromagnéticas dentro de uma certa faixa de comprimento de onda (ou de frequência).

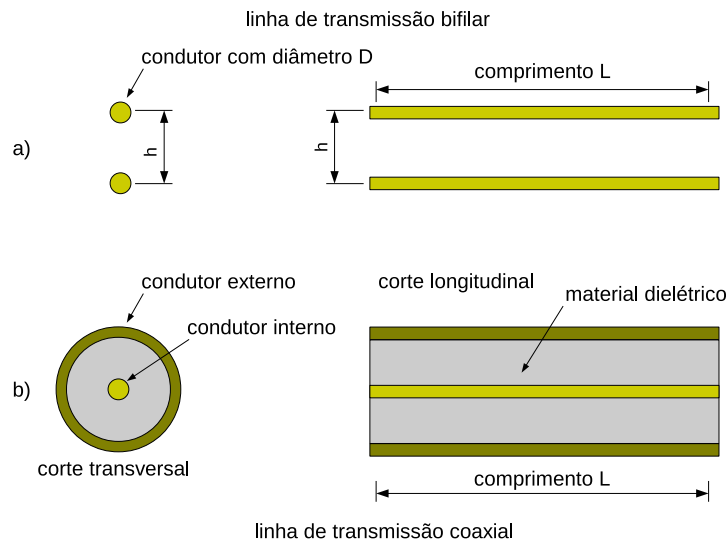


Figura 3.4: Tipos de linhas de transmissão mais comuns. a) linha de transmissão bifilar e b) linha de transmissão coaxial.

Existem vários tipos de linhas de transmissão. Dois tipos muito comuns são mostrados na Fig. 3.4. As ondas eletromagnéticas propagam-se ao longo da linha transmissão. Durante a propagação, a onda eletromagnética pode experimentar atenuação, deslocamento de fase, além de outros efeitos.

Dentre os parâmetros importantes de uma linha de transmissão, um deles é a sua impedância característica, a impedância percebida pela onda eletromagnética ao se propagar na linha. Quando o meio apresenta flutuações na impedância característica, há alterações nas condições de propagação da onda eletromagnética, como rejeição de bandas de frequência e deslocamentos de fase mais acentuados.

3.2.2 Análise de Redes Periódicas

Na análise que se segue, será considerada uma linha de transmissão coaxial com descontinuidades concêntricas ao condutor interno da linha, como mostra a Fig. 3.5.

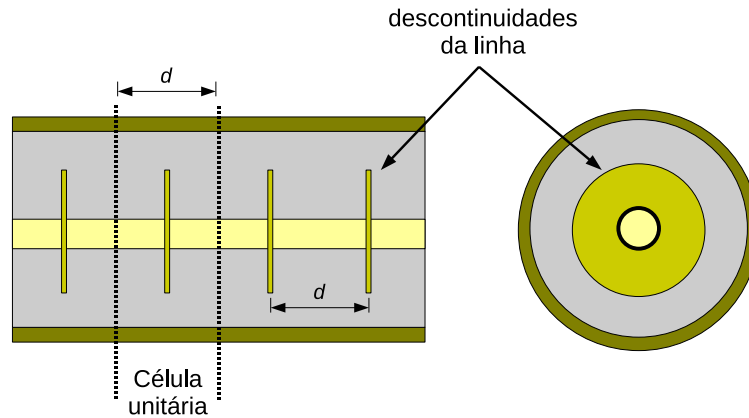


Figura 3.5: Linha de transmissão coaxial com descontinuidades concêntricas.

As descontinuidades podem ser modeladas como reatâncias ao longo da linha de transmissão. Um modelo de circuito que pode representar a linha da Fig. 3.5 seria uma linha de transmissão com impedância característica Z_0 e admitância Y_0 com susceptâncias espaçadas regularmente por uma distância d , que é o período da estrutura periódica. Na Fig. 3.6, é apresentado o modelo de circuito para a linha de transmissão da Fig. 3.5, onde é também identificada a célula unitária da rede periódica.

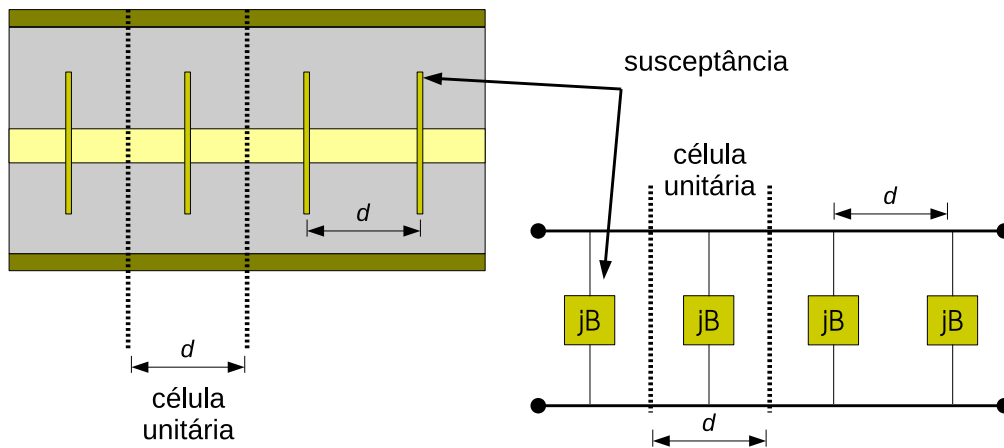


Figura 3.6: Modelo de circuito para linha de transmissão com descontinuidades concêntricas.

Isolando a célula unitária, definimos as tensões e correntes de entrada e saída do bloco básico da rede periódica (ver Fig. 3.7). Esse padrão se repete ao longo da estrutura, por isso precisa-se estudar o seu comportamento para compreender a resposta do dispositivo.

Subdividimos a célula unitária em três seções (como mostra a Fig. 3.8), às

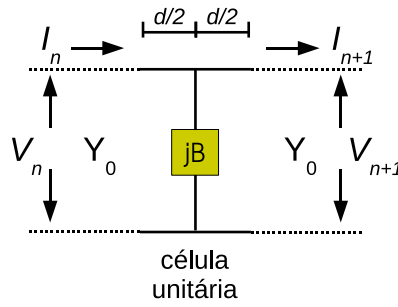


Figura 3.7: Célula unitária da estrutura periódica.

quais são atribuídas matrizes de transmissão $ABCD$.

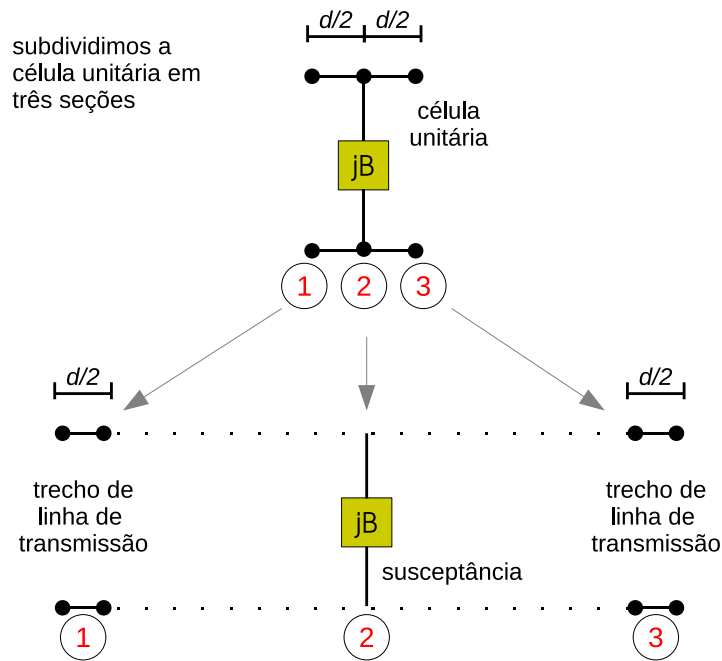


Figura 3.8: Célula unitária dividida em três seções.

A seção 1 da célula unitária é um trecho de linha de transmissão de comprimento $d/2$. A matriz $ABCD$ para a seção 1 é dada por [4]

$$\begin{bmatrix} \cos\left(k_0 \frac{d}{2}\right) & \frac{j}{Y_0} \operatorname{sen}\left(k_0 \frac{d}{2}\right) \\ jY_0 \operatorname{sen}\left(k_0 \frac{d}{2}\right) & \cos\left(k_0 \frac{d}{2}\right) \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

a da segunda seção por

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

e a da terceira secção por

$$\begin{bmatrix} \cos\left(k_0\frac{d}{2}\right) & \frac{j}{Y_0} \operatorname{sen}\left(k_0\frac{d}{2}\right) \\ jY_0 \operatorname{sen}\left(k_0\frac{d}{2}\right) & \cos\left(k_0\frac{d}{2}\right) \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

onde k_0 é a constante de propagação da linha de transmissão na duas secções de $d/2$. k_0 seria a constante de propagação da onda eletromagnética na linha de transmissão da Fig. 3.5 caso não houvesse as susceptâncias B ao logo da linha. No desenvolvimento a seguir, fazamos também substituição $\theta = k_0 d$ em (3.16) e (3.18)

A equação matricial da célula unitária é dada por (ver Seção 3.1.3)

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta}{2} & \frac{j}{Y_0} \operatorname{sen}\frac{\theta}{2} \\ jY_0 \operatorname{sen}\frac{\theta}{2} & \cos\frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta}{2} & \frac{j}{Y_0} \operatorname{sen}\frac{\theta}{2} \\ jY_0 \operatorname{sen}\frac{\theta}{2} & \cos\frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

É conveniente, neste momento, que trabalhemos com impedâncias e admitâncias características de linha normalizadas, ou seja, admitiremos que $Z_0 = 1$ e $Y_0 = 1$. Dessa forma, (3.19) resulta em:

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta}{2} & j \operatorname{sen}\frac{\theta}{2} \\ j \operatorname{sen}\frac{\theta}{2} & \cos\frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta}{2} & j \operatorname{sen}\frac{\theta}{2} \\ j \operatorname{sen}\frac{\theta}{2} & \cos\frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Resolvendo o produto matricial em (3.20), obtemos

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta - \frac{B}{2} \operatorname{sen}\theta & j \left(\frac{B}{2} \cos\theta + \operatorname{sen}\theta - \frac{B}{2} \right) \\ j \left(\frac{B}{2} \cos\theta + \operatorname{sen}\theta + \frac{B}{2} \right) & \cos\theta - \frac{B}{2} \operatorname{sen}\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

de onde obtemos a matriz $ABCD$ da célula unitária, dada por

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta - \frac{B}{2}\operatorname{sen}\theta & j\left(\frac{B}{2}\cos\theta + \operatorname{sen}\theta - \frac{B}{2}\right) \\ j\left(\frac{B}{2}\cos\theta + \operatorname{sen}\theta + \frac{B}{2}\right) & \cos\theta - \frac{B}{2}\operatorname{sen}\theta \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

Admitindo, então, que a estrutura seja capaz de suportar a propagação de ondas, pode-se assumir que

$$V_{n+1} = e^{-\gamma d} V_n,$$

$$I_{n+1} = e^{-\gamma d} I_n,$$

onde $\gamma = \alpha + j\beta$ é a constante de propagação da rede periódica. A equação matricial com as relações de tensão e corrente é então dada por

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = e^{\gamma d} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

Consequentemente, percebe-se de (3.23) que

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = e^{\gamma d} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

ou seja,

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{\gamma d} & 0 \\ 0 & e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

que é uma equação matricial de autovalores em γ . Simplificando, temos

$$\left(\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e^{\gamma d} & 0 \\ 0 & e^{\gamma d} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0. \quad (3.26)$$

Da álgebra linear, (3.26) tem uma solução não-trivial, com $V_{n+1} \neq 0$ e $I_{n+1} \neq 0$, desde que seu determinante principal seja nulo, ou seja

$$\begin{vmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{vmatrix} = AD - BC + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} = 0. \quad (3.27)$$

A partir de (3.22), temos que

$$\begin{aligned}
 A &= \cos\theta - \frac{B}{2}\text{sen}\theta , \\
 B &= j \left(\frac{B}{2}\cos\theta + \text{sen}\theta - \frac{B}{2} \right) , \\
 C &= j \left(\frac{B}{2}\cos\theta + \text{sen}\theta + \frac{B}{2} \right) , \\
 D &= \cos\theta - \frac{B}{2}\text{sen}\theta .
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

Para resolver o determinante em (3.27), vamos começar pelo termo $AD - BC$

$$\begin{aligned}
 AD - BC &= \left(\cos\theta - \frac{B}{2}\text{sen}\theta \right)^2 + \left(\frac{B}{2}\cos\theta + \text{sen}\theta - \frac{B}{2} \right) \left(\frac{B}{2}\cos\theta + \text{sen}\theta + \frac{B}{2} \right) = \\
 &= \cos^2\theta - B\cos\theta \cdot \text{sen}\theta + \frac{B^2}{4}\text{sen}^2\theta + \frac{B^2}{4}\cos^2\theta + \frac{B}{2}\cos\theta \cdot \text{sen}\theta + \frac{B^2}{4}\cos\theta + \\
 &+ \frac{B}{2}\cos\theta \cdot \text{sen}\theta + \text{sen}^2\theta + \frac{B}{2}\text{sen}\theta - \frac{B^2}{4}\cos\theta - \frac{B}{2}\text{sen}\theta - \frac{B^2}{4} = \\
 &= \cos^2\theta + \text{sen}^2\theta + \left(\frac{B}{2}\cos\theta \cdot \text{sen}\theta + \frac{B}{2}\cos\theta \cdot \text{sen}\theta - B\cos\theta \cdot \text{sen}\theta \right) + \\
 &+ \left(\frac{B}{2}\text{sen}\theta - \frac{B}{2}\text{sen}\theta \right) + \left(\frac{B^2}{4}\cos^2\theta - \frac{B^2}{4}\cos^2\theta \right) + \\
 &+ \left(\frac{B^2}{4}\text{sen}^2\theta + B^2\cos^2\theta - \frac{B^2}{4} \right) ,
 \end{aligned}$$

de onde se percebe que todos os termos entre parênteses são nulos. Desta forma, obtemos

$$AD - BC = \text{sen}^2\theta + \cos^2\theta = 1 . \tag{3.29}$$

Prosseguindo com o desenvolvimento, temos

$$\begin{vmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{vmatrix} = AD - BC + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} = 0$$

que, usando (3.29), leva a

$$AD - BC + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} = 1 + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} = 0, \quad (3.30)$$

Rearrumando (3.30), temos

$$(e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}) = (A + D), \quad (3.31)$$

mas

$$\frac{e^{\gamma d} + e^{-\gamma d}}{2} = \cosh(\gamma d)$$

$$e^{\gamma d} + e^{-\gamma d} = 2\cosh(\gamma d), \quad (3.32)$$

logo,

$$2\cosh(\gamma d) = (A + D). \quad (3.33)$$

De (3.28) para a célula unitária, sabemos que

$$A = D = \cos\theta - \frac{B}{2}\operatorname{sen}\theta, \quad (3.34)$$

que, substituindo em (3.33), encontramos

$$2\cosh(\gamma d) = (A + A) = 2A$$

$$\cosh(\gamma d) = A$$

$$\cosh(\gamma d) = \cos\theta - \frac{B}{2}\operatorname{sen}\theta. \quad (3.35)$$

Esta última equação realaciona a constante de propagação da célula unitária γ com a susceptância capacitiva B e a constante de propagação característica k_0 da linha de transmissão, pois $\theta = k_0 d$.

3.2.3 Análise de Propagação na Rede Periódica

É necessário fazer algumas considerações sobre (3.35). Primeiramente, consideremos o caso em que

$$|\cosh(\gamma d)| = \left| \cos\theta - \frac{B}{2} \operatorname{sen}\theta \right| \leq 1 . \quad (3.36)$$

Lembremos de que γ foi definido como sendo a constante de propagação da onda eletromagnética na rede periódica, da seguinte forma

$$\gamma = \alpha + j\beta ,$$

onde α é constante de atenuação e β é a constante de fase característica da rede. Para satisfazer (3.36), é necessário que $\alpha = 0$ e $\gamma = j\beta$, o que leva a

$$\begin{aligned} \cosh(\gamma d) &= \cosh((\alpha + j\beta)d) = \cosh(j\beta d) = \frac{e^{j\beta d} + e^{-j\beta d}}{2} = \\ &= \cos(\beta d) = \cos\theta - \frac{B}{2} \operatorname{sen}\theta , \end{aligned}$$

isto é

$$\cos(\beta d) = \cos\theta - \frac{B}{2} \operatorname{sen}\theta \quad (3.37)$$

ou

$$\cos(\beta d) = \cos(k_0 d) - \frac{B}{2} \operatorname{sen}(k_0 d) . \quad (3.38)$$

Desde que (3.36) seja satisfeita, a onda eletromagnética se propaga pela linha de transmissão sem atenuação e constante de fase β .

Outro caso bastante distinto ocorre quando

$$\cos\theta - \frac{B}{2}\sin\theta \geq 1 ,$$

o que nos leva a impor a condição de que γ tenha apenas a parte real, implicando fazer $\beta = 0$ e $\gamma = \alpha$. Ao assumir isso, obtém-se

$$\cosh(\gamma d) = \cosh(\alpha d) = \cos\theta - \frac{B}{2}\sin\theta \geq 1 , \quad (3.39)$$

ou

$$\cosh(\gamma d) = \cosh(\alpha d) = \cos(k_0 d) - \frac{B}{2}\sin(k_0 d) \geq 1 . \quad (3.40)$$

Observa-se que, ao fazermos $\gamma = \alpha$ (com $\beta = 0$), a onda eletromagnética não propagará pela rede periódica, mas sofrerá atenuação ao longo da estrutura. Temos, nesse caso, uma onda eletromagnética evanescente.

3.3 Teoria de Filtros

Esta seção descreve os conceitos básicos que constituem os fundamentos para projeto de filtros na faixa de micro-ondas.

3.3.1 Definições Gerais

A função de transferência de um filtro é uma descrição matemática das características de resposta de uma rede de duas portas, mais precisamente uma expressão para S_{21} , que representa o parâmetro de transmissão da porta 1 para a porta 2 da rede, também conhecida como **perda por inserção**. A função de transferência de um filtro passivo e sem perdas é definida como [1]

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 F_n^2(j\Omega)} , \quad (3.41)$$

onde ϵ é uma constante de *ripple* (flutuação na resposta), $F_n(j\Omega)$ representa uma função característica e Ω é uma variável de frequência. Em nosso tratamento, é

conveniente considerar Ω como uma variável de frequência, em radianos por segundo, de um filtro protótipo passa-baixa que tem uma frequência de corte em $\Omega = \Omega_c$ com $\Omega_c = 1$ (rad/s).

Para uma dada função de transferência, como em (3.41), a perda por inserção de um filtro é dada por [1]

$$L_A(j\Omega) = 10 \log \frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2}, \quad (3.42)$$

onde o subscrito de L_A denota que é uma perda por absorção de energia no meio em que a onda eletromagnética está se propagando.

A resposta em fase pode ser expressa por [1]

$$\phi_{21} = \text{Arg } S_{21}(j\Omega), \quad (3.43)$$

onde $\phi_{21}(\Omega)$ é dado em radianos e Ω em radianos por segundo.

3.3.2 Resposta Ideal e Aproximações de Filtros

Filtros ideais são redes que oferecem transmissão perfeita para todas as frequências dentro de uma certa banda passante e atenuação infinita para frequências dentro de uma banda de rejeição (ver Fig. 3.9).

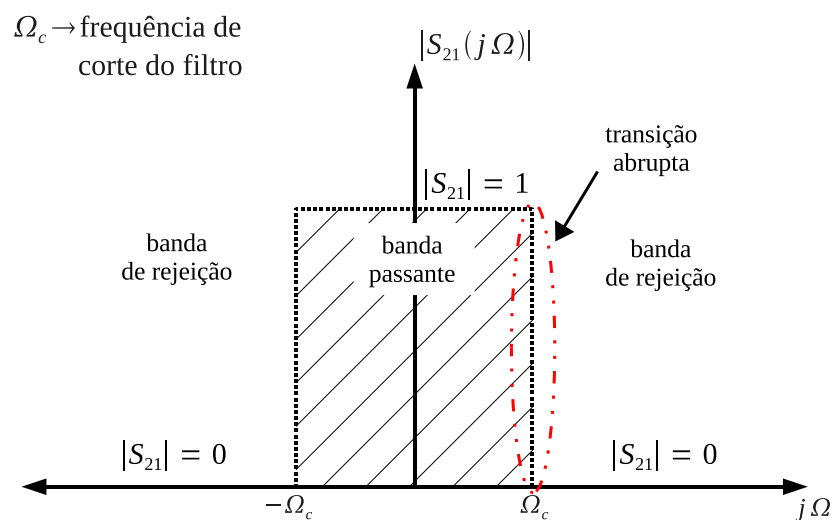


Figura 3.9: Resposta em frequência de um filtro ideal.

A realização física de filtros ideais, no entanto, não é possível. As características ideais são aproximadas de modo a atender aos requisitos de um filtro ideal com tolerância aceitável. A Fig. 3.10 mostra um exemplo de aproximação para uma resposta de ideal de filtro passa-baixa.

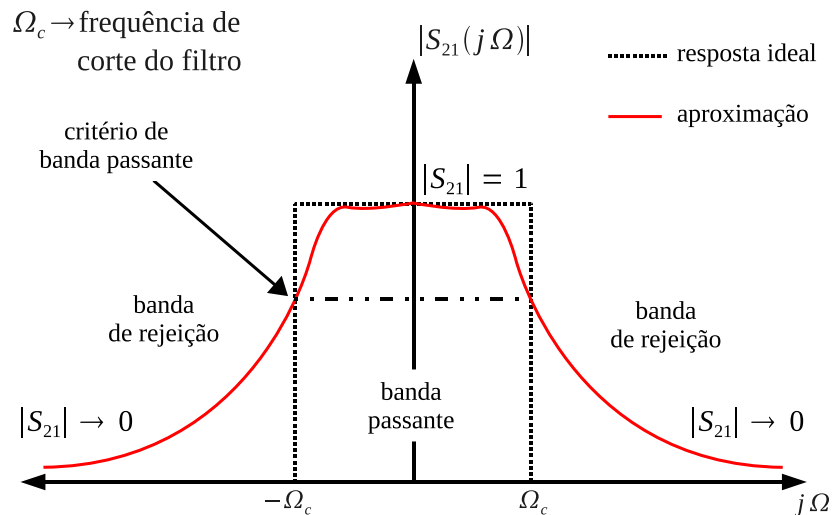


Figura 3.10: Resposta em frequência de um filtro ideal e resposta aproximada.

Como se vê na Fig. 3.10, a resposta aproximada não é totalmente plana na banda passante; a transição entre a banda passante e a banda de rejeição não ocorre abruptamente, como na Fig. 3.9. Além disso, é preciso estabelecer um critério de banda passante para determinar qual será a frequência de corte do sinal.

3.3.3 Aproximações de Filtros

3.3.3.1 Aproximação de *Butterworth* (Máxima Planura)

Esta aproximação é caracterizada por resposta em amplitude suave dentro da região da banda passante, sem ondulações (*ripples*). Para delimitar as bandas de passagem e de rejeição, é adotado o critério dos 3 dB de atenuação do sinal de entrada, ou seja, a potência do sinal na saída está 3 dB abaixo com relação à entrada. O limite da banda passante ou a frequência de corte Ω_c do filtro ocorre quando $L_A = 3,0$ dB.

A função de transferência para um filtro com a aproximação de *Butterworth*, que tem uma perda por inserção $L_A > 3,00$ dB na frequência de corte normalizada ($\Omega_c = 1$), é dada por [1]

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}}, \quad (3.44)$$

onde n (inteiro positivo) é a ordem do filtro e corresponde ao número de elementos reativos exigidos no filtro protótipo passa-baixa. Pode-se calcular a perda por inserção L_A usando (3.42). Na Fig. 3.11, são mostradas algumas curvas referentes à perda por inserção de uma aproximação de *Butterworth* para diferentes valores n .

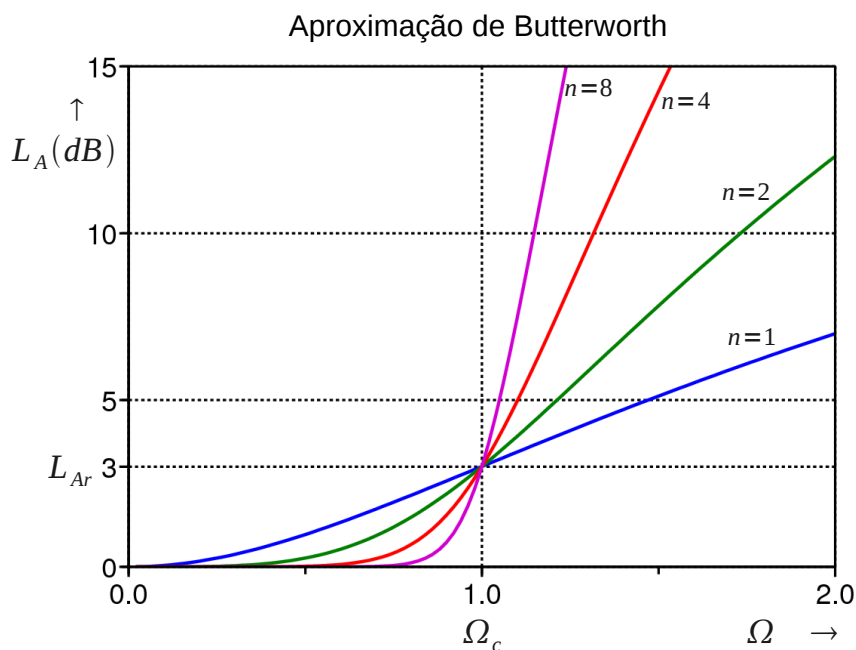


Figura 3.11: Resposta em frequência de um filtro *Butterworth*.

Essa resposta é também considerada como plana porque não apresenta *ripples* dentro da banda passante.

3.3.3.2 Aproximação de *Chebyshev*

A aproximação de *Chebyshev* exibe ondulações limitadas (*ripples*) dentro da banda passante e transição mais acentuada da banda passante para banda de rejeição. A resposta em amplitude da função de transferência que descreve essa aproximação é dada por [1]

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)}, \quad (3.45)$$

onde a constante de *ripple* ϵ está relacionada ao nível de *ripple* L_{Ar} (dado em dB) pela expressão [1]

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} . \quad (3.46)$$

$T_n(\Omega)$ é a chamada função de *Chebyshev* do primeiro tipo de ordem n , que é definida como

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}\Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}\Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (3.47)$$

Nas figuras 3.12 e 3.13, são mostradas as curvas de respostas para a aproximação de *Chebyshev*. Na banda passante, o ripple pode ser ajustado em um determinado valor. A ordem do filtro também está relacionada à sua seletividade.

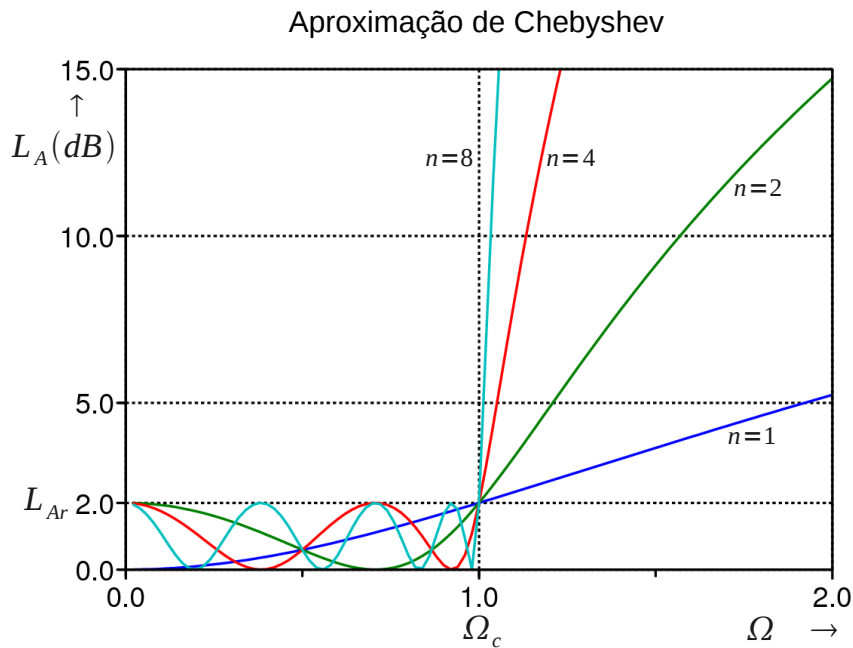


Figura 3.12: Resposta em frequência de um filtro de *Chebyshev*.

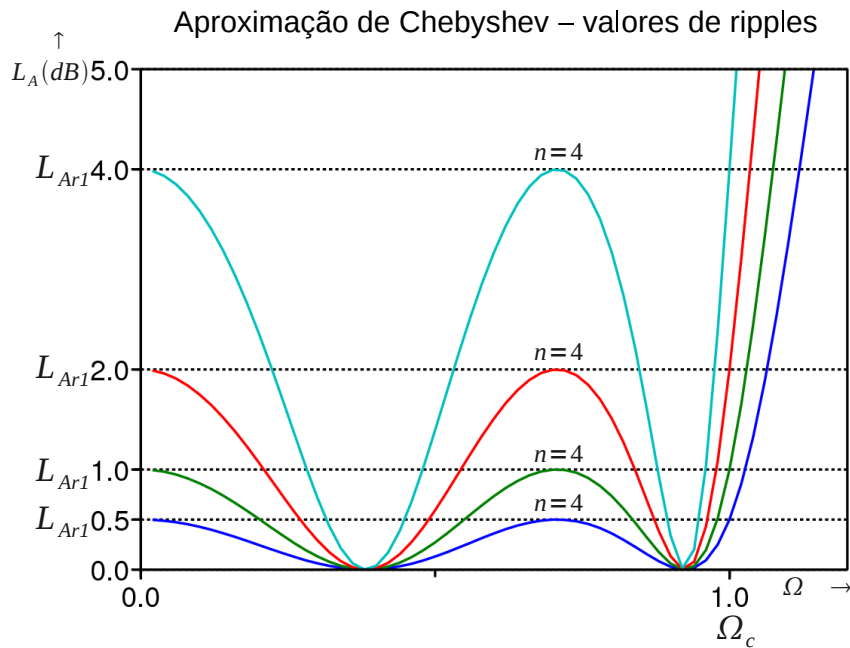


Figura 3.13: Resposta em frequência de um filtro de *Chebyshev* com níveis de ripple diferentes.

3.3.4 Inversores de Impedância

Inversores de impedância ou de admitância formam redes de duas portas que tem uma única propriedade, independente da frequência, de modificar uma impedância Z_2 , conectada em uma de suas portas, vista a partir da outra porta (ver Fig. 3.14).

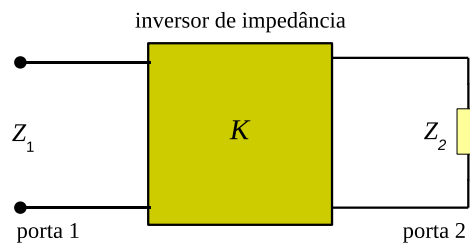


Figura 3.14: Inversor de impedância.

Na Fig. 3.14, a impedância Z_1 é dada por [1]

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2}, \tag{3.48}$$

e, no caso de admitâncias (como na Fig. 3.15), temos que

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} . \tag{3.49}$$

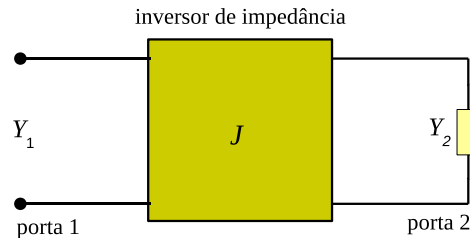


Figura 3.15: Inversor de admitância.

Os inversores de impedância permitem converter um circuito de filtro para uma forma equivalente que, em geral, é mais conveniente para implementação por meio de estruturas de micro-ondas [1, 4].

A rede periódica da Fig. 3.6 pode ser modelada de outra forma, por exemplo, usando inversores de admitância, como mostra a Fig. 3.16. De acordo com [1] e [4], é possível encontrar exemplos de realização prática de inversores de impedância e admitância.

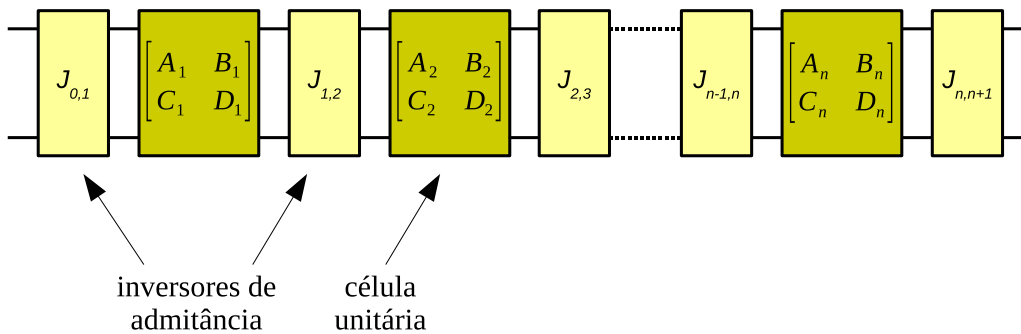


Figura 3.16: Modelo de uma rede periódica com inversores de admitância.

Foi abordada, até o momento, a teoria básica de redes de micro-ondas, que é utilizada em nosso modelamento para dimensionar os ressoadores do tipo-H. Na próxima seção, tratar-se-ão de Algoritmos Genéticos (AG's), que também são utilizados no modelamento e projeto do duplexador.

Capítulo 4

Algoritmos Genéticos

4.1 Introdução aos Algoritmos Genéticos

Os Algoritmos Genéticos (AG's) recebem essa designação porque se baseiam no seguinte princípio natural: indivíduos mais aptos ou mais fortes contam com uma maior chance de sobreviverem e repassarem sua herança genética aos seus sucessores.

O fato é que os aspectos de um determinado problema a ser avaliado, representados em uma certa estrutura de dados, sobre a qual são realizadas as operações computacionais, como cruzamento e mutação [28, 29], evoluem para valores melhores a cada iteração que acontece, a fim de atingir os objetivos do problema.

Esta forma de atingir os objetivos (por evolução), mediante operações sobre uma estrutura codificadora (cromossomo), tem elevado paralelo com o que se passa na natureza, conforme o próprio estudo da genética.

Assim como acontece no meio ambiente, existe, em um AG, um grupo de indivíduos que competem entre si para garantirem a própria sobrevivência e para assegurar que suas características sejam passadas adiante aos sucessores. Nessa analogia, cada indivíduo do AG é, de fato, uma solução candidata para o problema em questão, que faz o papel do próprio meio ambiente, já que estabelece os critérios que permitem avaliar se um indivíduo/solução é adaptado ou não.

As melhores soluções contam com uma maior probabilidade de sobreviver e, através de operadores genéticos, de gerar outras soluções (ou “descendentes”) de boa qualidade. Da combinação de bons indivíduos, podem surgir outros ainda melhores, que tenham herdado as boas características daqueles que lhes deram origem. Cada iteração do processo é chamada de geração. Após várias gerações, existe uma grande probabilidade de que a população tenha aumentado a sua qualidade média, isto é, esteja composta por indivíduos mais bem adaptados ao ambiente em questão. Nesse ponto, as soluções candidatas tendem a ser mais parecidas.

Em AG's, todos esses conceitos estão presentes: cromossomo, características codificadas, reprodução, cruzamento (*crossover*), mutação (*mutation*), indivíduo, função de avaliação da aptidão de um indivíduo (*fitness function*), população e geração.

Os AG's encontram bastante aplicação em problemas de otimização. A convergência para soluções ótimas depende da função objetivo que descreve o problema.

Abordaremos neste capítulo alguns aspectos gerais sobre AG's, mas sem profundidade. Maiores detalhes sobre a teoria e o emprego de AG's em problemas de otimização podem ser encontrados em [28, 29].

4.2 Teoria Geral dos Algoritmos Genéticos

4.2.1 Função Objetivo

Um conceito chave em AG's é o de função objetivo, ou *fitness function*. Esta função recebe como argumento um indivíduo da população e devolve a sua aptidão ao restante dos indivíduos. Quanto mais elevado o *fitness* de um indivíduo, maior é a sua probabilidade de reprodução.

A função objetivo serve assim para orientar o algoritmo no espaço de procura, pois o espaço de procura é a coleção de indivíduos possíveis, onde, iteração após iteração, devemos assistir à desativação das soluções mal avaliadas e à reprodução das mais bem avaliadas, ou seja, ativação dos cromossomos melhores.

A otimização de um problema, definido por uma função matemática (à qual associamos um custo ou objetivo), consiste da maximização (ou minimização, dependendo do problema) dessa função.

4.2.2 Estrutura do Algoritmo Genético

Os AG's são métodos computacionais de otimização com base na seleção natural e de evolução. Dessa forma, os indivíduos que sobrevivem são os mais aptos de uma determinada população, pois se adaptam com facilidade às mudanças ocorridas em seu meio. As mudanças são efetuadas nos genes de um indivíduo e suas características mais relevantes são transmitidas para seus descendentes, de geração para geração.

O objetivo do algoritmo genético é encontrar o valor ótimo de uma determinada função sobre um espaço de busca. A metodologia dos AG's consiste, inicial-

mente, em gerar aleatoriamente uma população de possíveis soluções para o problema. Posteriormente, esta população é submetida a sucessivas evoluções, através de processo iterativo. Desta forma, há uma tendência de os indivíduos representarem soluções cada vez melhores, continuando o processo evolutivo até que um determinado critério de convergência seja atendido. Na Fig. 4.1, apresenta-se o fluxograma dos AG's [29].

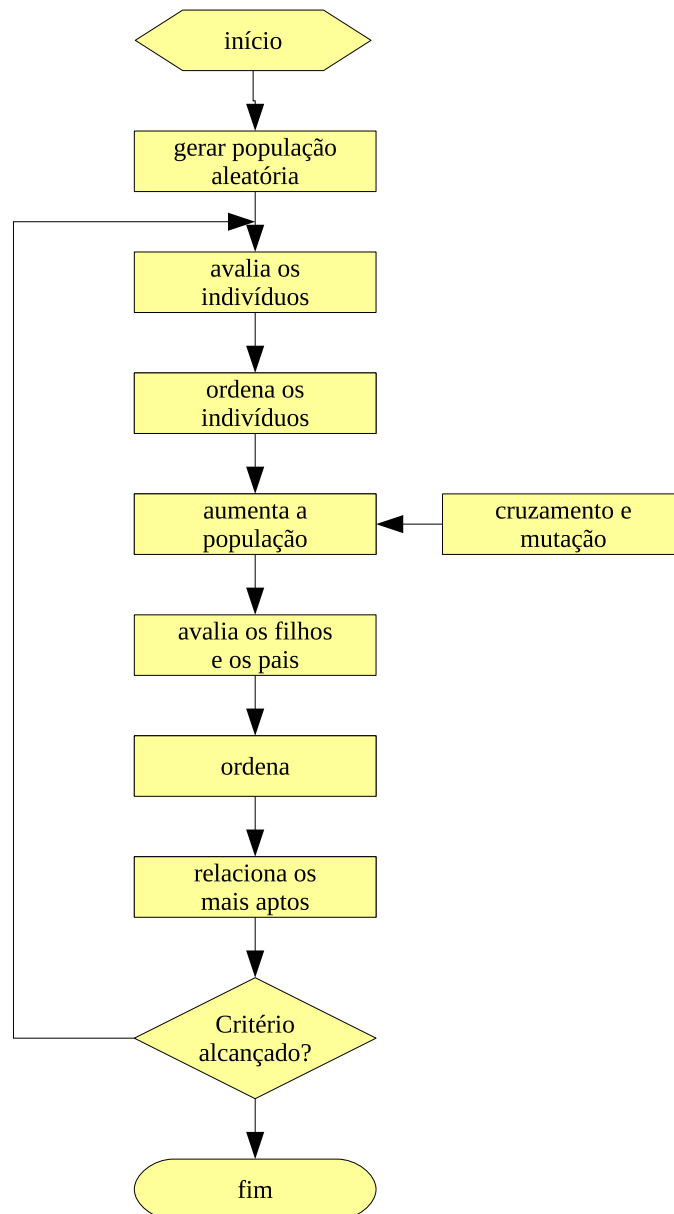


Figura 4.1: Fluxograma dos algoritmos genéticos.

4.3 Parâmetros dos Algoritmos Genéticos

4.3.1 Inicialização de Variáveis

Nas condições iniciais, são consideradas as características do problema a ser avaliado. Na ferramenta de cálculo, são classificados, como variáveis, os parâmetros de maior importância para nosso problema e são estabelecidas faixas de variação para os valores possíveis desses parâmetros.

4.3.2 Número de Gerações

O número de gerações indica o número de iterações em que a rotina de otimização é interrompida. Durante o processo de evolução, em cada geração, os valores de avaliação dos indivíduos são diferentes até finalmente convergirem ao redor de uma solução ótima.

4.3.3 Número de Indivíduos

O número de indivíduos ou tamanho da população é o parâmetro que determina o número de possíveis soluções para o problema.

4.3.4 Codificação de Variáveis

Para que o algoritmo possa manipular corretamente as variáveis, estas devem ser transformadas em um cromossomo. Isso é feito através do processo de codificação. As codificações mais utilizadas são:

- **Codificação binária** - Cada variável pode ser representada por um número distinto de bits, conforme a resolução desejada.
- **Codificação *gray*** - Também utiliza números binários para representar os parâmetros. A diferença é que o código *gray* apresenta a propriedade de que todos os números inteiros adjacentes possuem apenas um bit de diferença (ver Tabela 4.1).
- **Codificação real** - Esta codificação trabalha com números reais, muito utilizada quando os parâmetros a serem otimizados são variáveis contínuas.

A Tabela 4.1 mostra alguns exemplos de codificação.

Tabela 4.1: Exemplos de codificação de variáveis.

| Decimal | Codificação Binária | Codificação <i>Gray</i> |
|---------|---------------------|-------------------------|
| 1 | 00000001 | 00000001 |
| 2 | 00000010 | 00000011 |
| 3 | 00000011 | 00000111 |
| 4 | 00000100 | 00001111 |
| 5 | 00000101 | 00011111 |
| 6 | 00000110 | 00111111 |

4.3.5 Estratégias de Seleção

Semelhante ao que acontece na seleção natural, os indivíduos mais bem qualificados, nos AG's, de acordo com a função objetivo, têm maior probabilidade de sobrevivência e, por isso, são escolhidos.

Há duas formas de seleção: determinística, através de cálculos e comparações dos valores de variáveis ponderadas; e probabilística ou estocástica. Alguns métodos foram desenvolvidos [29], considerando essas duas formas de seleção:

- **Dizimação** - Uma estratégia determinística que consiste em ordenar os indivíduos de acordo com o valor de sua função objetivo e, depois, remover um número fixo de indivíduos que apresentam baixa aptidão.
- **Seleção Proporcional** - Um dos métodos estocásticos mais utilizados, também chamado de roleta. Neste método, cada indivíduo da população é representado em uma roleta proporcionalmente ao seu índice de aptidão. Aos indivíduos com aptidão elevada, é atribuída uma porção maior da roleta, enquanto que, àqueles de menor aptidão, é atribuída uma porção, relativamente, menor. Finalmente, a roleta é girada um determinado número de vezes, dependendo do tamanho da população, e então são escolhidos os indivíduos que participarão da próxima geração.
- **Torneio** - Neste método é escolhido um subconjunto aleatório de N indivíduos. Estes competem entre si com base no valor da função objetivo e o vencedor será aquele que tiver o maior valor. Em seguida, os indivíduos do subconjunto são colocados, novamente, na população e o processo é repetido. A Fig. 4.2 ilustra esse método.

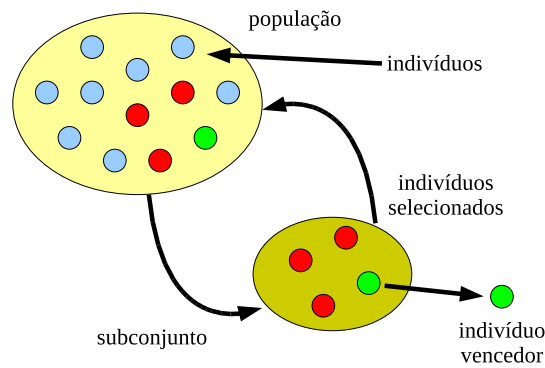


Figura 4.2: Método do torneio.

4.4 Operadores Genéticos

Para que as populações evoluam e consigam melhorar a aptidão de seus indivíduos após gerações, são utilizados os operadores genéticos. Os operadores permitem que a nova geração seja parcial ou completamente nova. Dessa forma, podem ter as características de seus antecessores, diversificando a população e mantendo as características de adaptação das gerações passadas.

4.4.1 Cruzamento

O cruzamento é o operador responsável pela recombinação de características dos pais durante a reprodução, permitindo que as próximas gerações herdem essas características.

Existem diversos operadores de cruzamento e estes dependem da codificação utilizada. Na Fig. 4.3, apresenta-se um exemplo de cruzamento para codificação binária com ponto fixo, onde dois indivíduos são escolhidos, com um único ponto de cruzamento. A partir desse ponto, as informações genéticas dos pais são trocadas. Tratando de codificação real, os tipos mais usados são:

- Aritmético
- Linear
- BLX
- SLX
- Heurístico

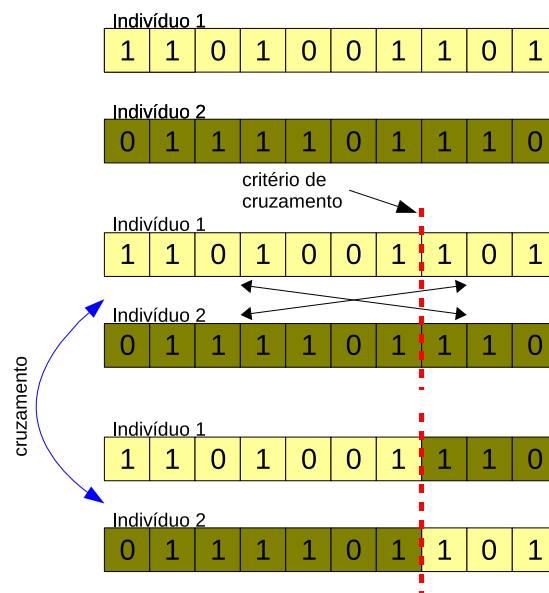


Figura 4.3: Processo de cruzamento.

4.4.2 Mutação

O operador genético da mutação consiste na inserção de material genético novo na população. Este processo pode ou não ocorrer da mesma forma que o cruzamento, de acordo com uma dada probabilidade de mutação.

A mutação é um processo simples de se realizar. Para a codificação binária, é necessário apenas escolher um bit no cromossomo e inverter seu valor, como mostra a Fig. 4.4.

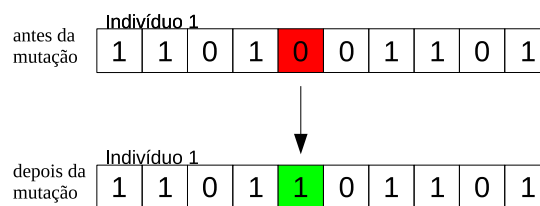


Figura 4.4: Processo de mutação.

No próximo capítulo, trataremos do modelamento do duplexador. Abordamos os métodos de projeto, levando em consideração a teoria estudada até agora.

Em particular, os algoritmos genéticos são usados aqui para modelar o dispositivo físico através de circuitos discretos de parâmetros concentrados.

Capítulo 5

Modelamento do Duplexador

Nesta seção, são tratados os métodos de projeto do duplexador de microfitas para UMTS. As análises feitas objetivam o dimensionamento do dispositivo, a obtenção dos parâmetros de projeto do duplexador e a realização física deste. O duplexador foi projetado e construído usando estrutura de microfita, tratada no Capítulo 2.

Na implementação de filtros, circuitos ressoadores são peças fundamentais do projeto, desde as frequências mais baixas até a faixa de micro-ondas. As técnicas apresentadas aqui visam a subsidiar o projeto dos ressoadores e dimensionar a estrutura para que tenhamos a resposta desejada para nossa aplicação.

5.1 Circuitos Ressonadores e Filtros de Microfita

Ressonadores são elementos que operam sintonizados em uma determinada frequência ou faixa de frequências. Os ressoadores consistem da conexão de componentes reativos (capacitores e indutores). Na Fig. 5.1, são mostrados alguns exemplos de circuitos com ressoadores do tipo série (conexão série entre os elementos reativos), tendo um indutor conectado em série com um capacitor. Há também ressoadores do tipo paralelo, em que o capacitor está ligado em paralelo com o indutor. A topologia de conexão, série ou paralela, implica circuitos diferentes, mas com mesmo princípio de funcionamento: a resposta do circuito terá bandas de rejeição ao sinal aplicado e bandas de passagem. A aplicação é que vai definir qual topologia devemos utilizar.

No projeto de filtros passa-banda, devemos considerar qual topologia de circuito (a forma como os ressoadores são conectados) é a mais adequada para aplicação. Quando lidamos com circuitos de parâmetros concentrados (ou componentes discretos, como resistores, capacitores, indutores, etc.), em que o comprimento de onda do sinal com que estamos operado é muito maior do que as dimensões

do componentes do circuito, existem várias topologia de conexão bastante consolidadas na realização física de filtros (a exemplo dos circuitos da Fig. 5.1). Os valores de cada componente, L_1 , L_2 , C_1 , e assim por diante, pode ser calculado a fim de se obter a aproximação e resposta desejadas (ver Seção 3.3.3).

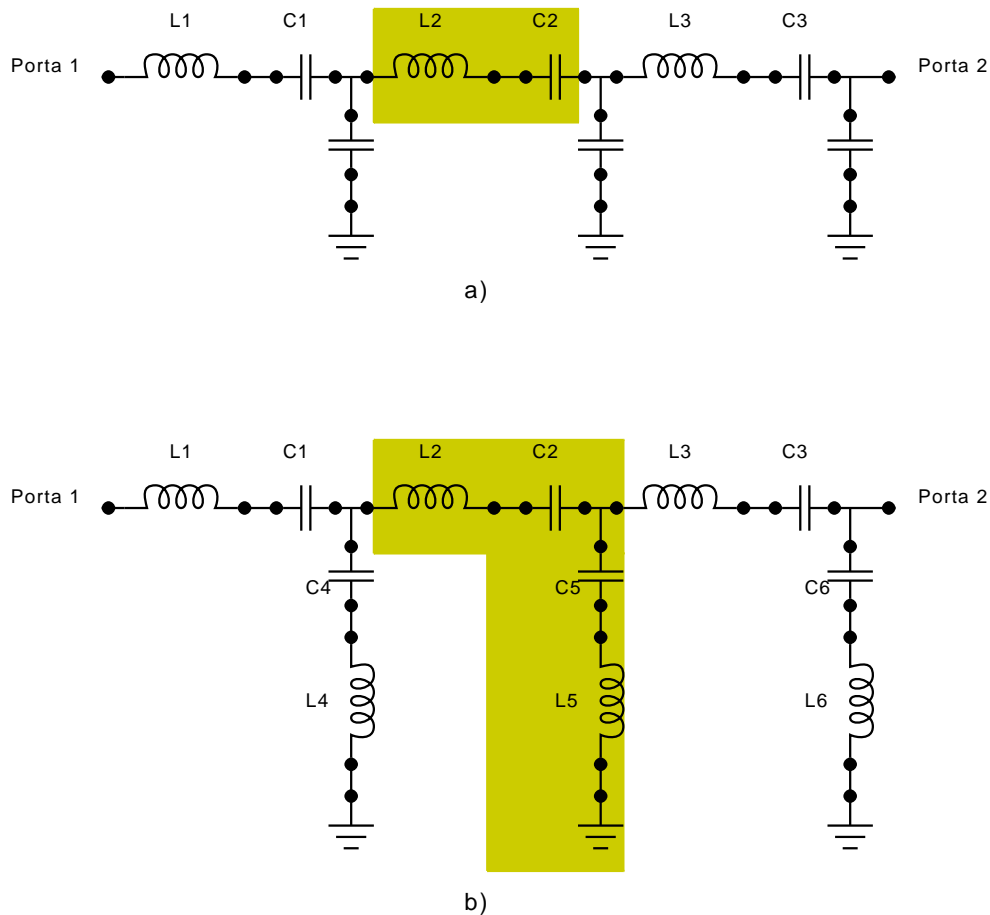


Figura 5.1: Circuitos de ressoadores com componentes discretos.

Em frequências de micro-ondas, a realização física de filtros já não é tão simples como no caso de circuitos de parâmetros concentrados. Isso porque o comprimento de onda passa a ser da ordem de grandeza das dimensões dos dispositivos que compõem os circuitos. O projeto de filtro para a faixa de MHz é bem distinto do de um filtro para a faixa de centenas de MHz (10^8 Hz) até dezenas de GHz (10^{10} Hz).

Há outras possibilidades, para o caso da faixa de micro-ondas, que permitem a realização física de filtros passivos (que utilizam apenas elementos passivos de circuitos). Estruturas de microfita, CPS, CPW, strip-lines, etc., são as mais usadas na maioria das aplicações. Elas permitem flexibilidade no projeto, integração com

circuitos eletrônicos, entre outras vantagens frente aos circuitos de parâmetros concentrados. Aqui, o foco é dado às estruturas de microfita.

É possível encontrar também topologias bem consolidadas na realização de filtros de microfita; algumas delas são apresentadas na Fig. 5.2

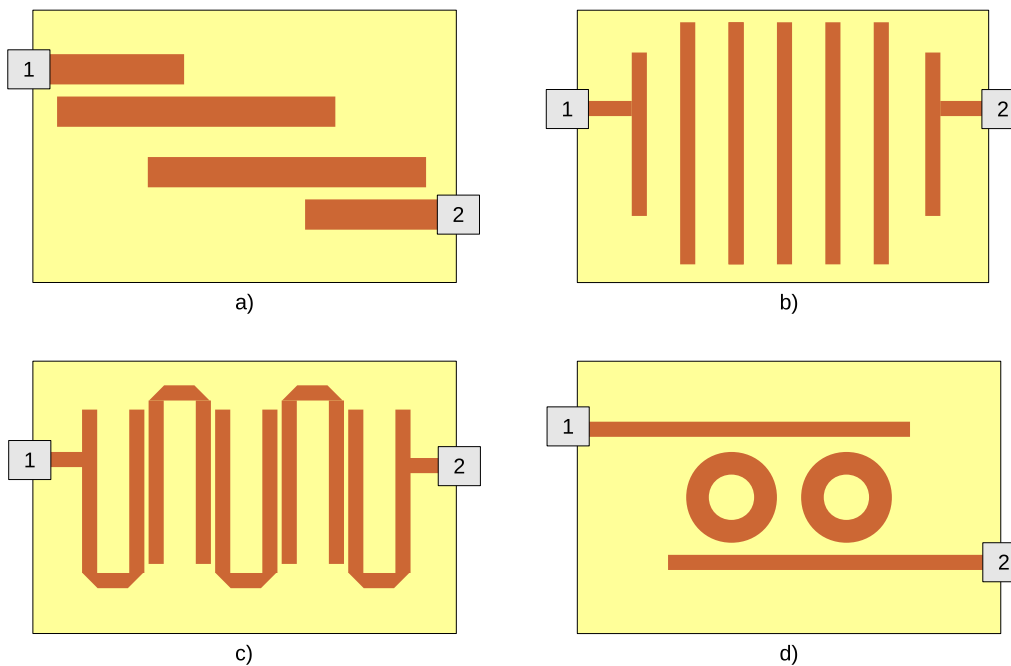


Figura 5.2: Filtros de microfita: a) ressoadores de $\lambda/2$ acoplados paralelamente; b) fitas paralelas com acoplamento transverso; c) ressoadores *hairpin* ou tipo-U; d) filtros com ressoadores do tipo anel.

Várias estruturas, como as mostradas acima, vêm sendo estudadas e até têm sido aplicadas em produtos comerciais.

A topologia de ressoador proposta e estudada neste trabalho (ressoador tipo-H) apresenta também algumas características interessantes que podem ser exploradas, como flexibilidade no projeto, dimensões reduzidas, etc. Para essa estrutura, entretanto, são encontrados poucos estudos e metodologias de projeto na literatura. As análises, já existentes, abordam o projeto através de simulações em computador [16, 17, 18].

Em nossa abordagem, além do projeto auxiliado por computador, através de softwares de simulação eletromagnética, propomos modelos de circuitos que demonstraram estar de acordo com resultados de simulação e experimentais. A partir dos modelos de linhas transmissão e redes periódicas, podem-se obter as dimensões do ressoador para uma determinada frequência de operação sem a necessidade de simular o dispositivo, usando as curvas características referentes aos modelos propostos. A simulação passa então a ser usada como ferramenta de ajuste fino do filtro.

5.1.1 Duplexador UMTS e Ressorador Tipo-H

O duplexador de microfita proposto é mostrado na Fig. 5.3. Cada braço do duplexador possui dois ressoadores tipo-H

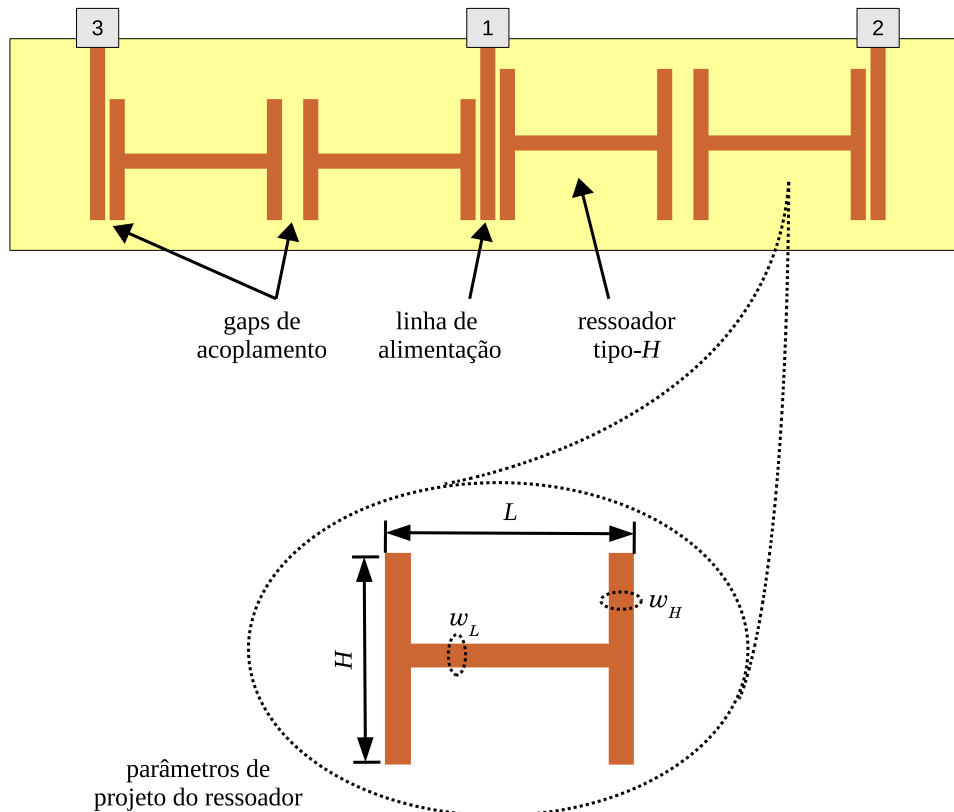


Figura 5.3: Duplexador de microfita com ressoadores tipo-H.

Alguns autores [11, 17, 18] têm estudado a utilização dessa estrutura na implementação de filtros de micro-ondas. A abordagem é através de simulação em software. Os métodos de projeto apresentados aqui visam a determinar as dimensões físicas do ressoador e, conseqüentemente, do duplexador. Define-se, então, a frequência de operação e, a partir disto, obtêm-se as dimensões do dispositivo, mais precisamente, o comprimento L e a altura H indicados na Fig. 5.3. Na próxima seção, serão tratados o modelamento do duplexador e a metodologia de projeto.

5.2 Modelamento do Duplexador

No desenvolvimento a seguir, abordaremos a técnica de projeto proposta para o duplexador de microfita para UMTS usando os ressoadores do tipo-H. A primeira parte envolve o cálculo para estruturas periódicas, através da qual podem-se determinar as dimensões do ressoador. A segunda utiliza o método de algoritmos genéticos para determinação de parâmetros do modelo de circuito discreto do duplexador.

5.2.1 Análise por Redes Periódicas

Cada braço do duplexador da Fig. 5.3 pode ser visto como uma rede com vários ressoadores concatenados, exemplificado na Fig. 5.4. A célula unitária está identificada na figura.

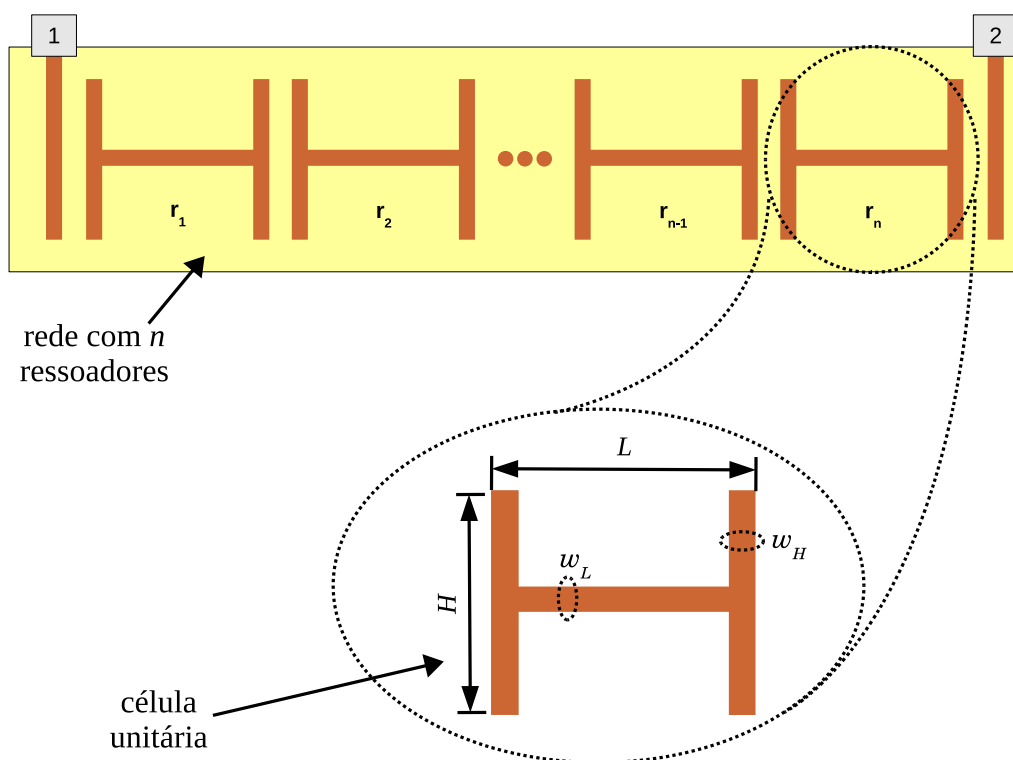


Figura 5.4: Rede periódica com ressoadores tipo-H.

Depois de isolada a célula unitária, parte-se agora para o modelo dessa estrutura; adotou-se o modelo de linha de transmissão para análise da célula, porém um modelo de circuito discreto (com parâmetros concentrados) poderia também ter sido usado nesta análise. A Fig. 5.5 ilustra o modelo de linha de transmissão para

o ressoador.

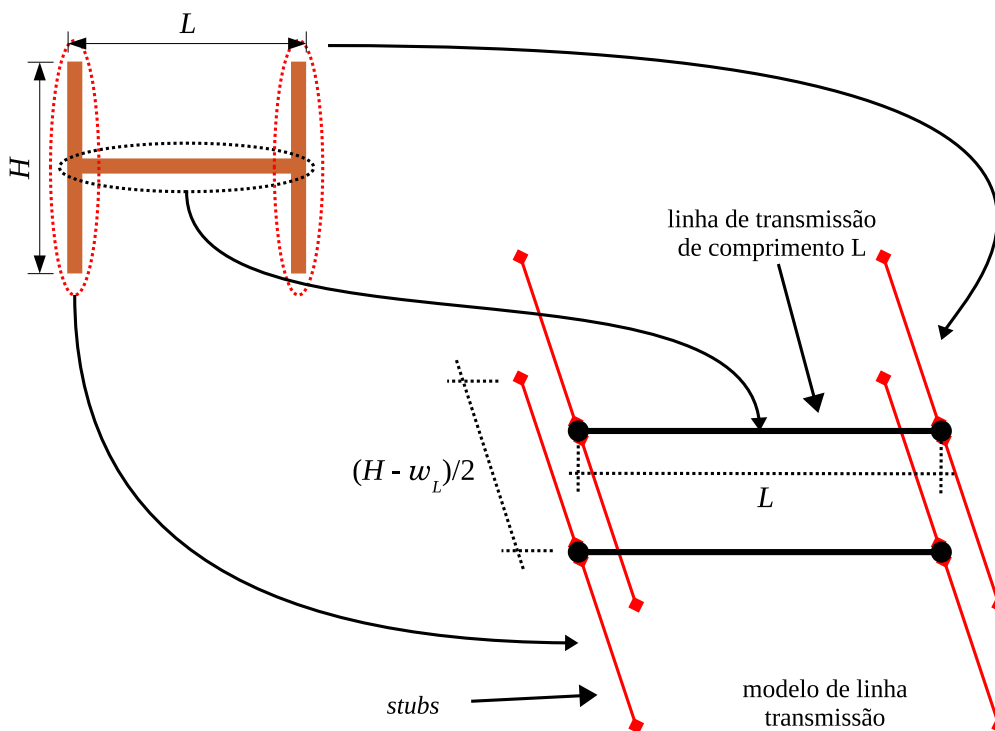


Figura 5.5: Modelo do tipo-H.

Podem-se ainda representar os *stubs* do modelo de linha de transmissão por susceptâncias conectadas nas extremidades da linha. As susceptâncias correspondem às susceptâncias dos dois *stubs* em cada extremidade.

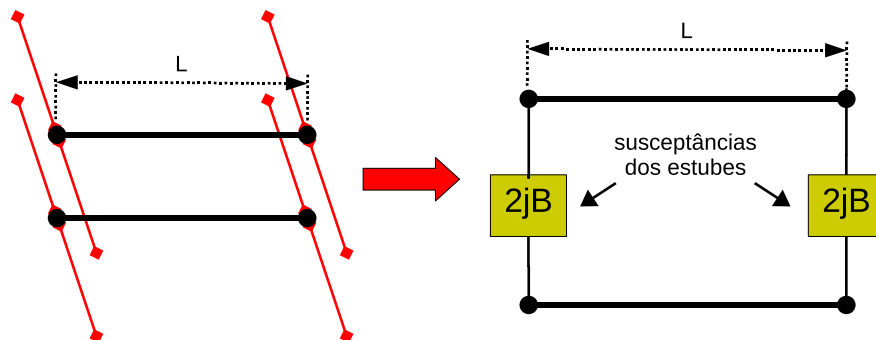


Figura 5.6: Modelo de linha de transmissão para o ressoadores tipo-H.

O próximo passo é obter a matriz de transmissão, ou matriz $ABCD$, da célula unitária. O circuito da Fig. 5.6 pode ser dividido em três partes, como ilustra

a Fig. 5.7, e para cada uma delas tem-se uma matriz $ABCD$ associada. A matriz de transmissão da célula unitária é produto das matrizes de cada seção do circuito.

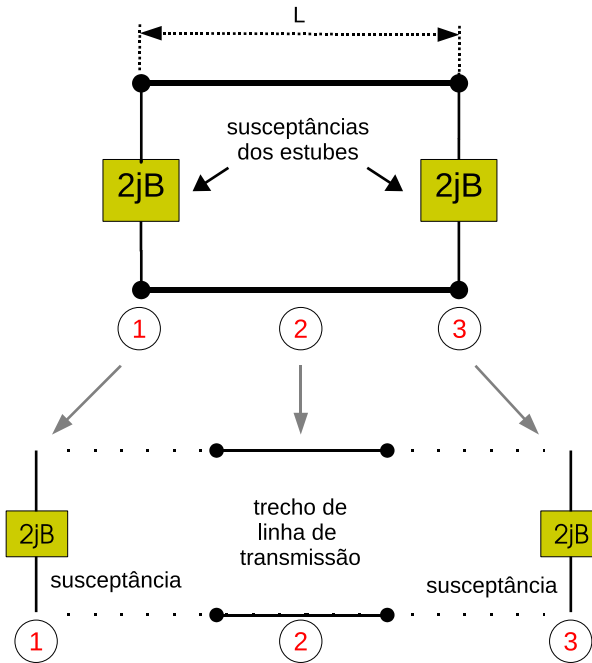


Figura 5.7: Seções da linha de transmissão.

Para a seção 1, a matriz $ABCD$ é dada por

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2jB & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.1)$$

Para a seção 2, tem-se

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(k_0L) & j \operatorname{sen}(k_0L) \\ j \operatorname{sen}(k_0L) & \cos(k_0L) \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

e para a seção 3

$$\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2jB & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Para a célula unitária, a matriz é dada por

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Substituindo os valores de (5.1), (5.2) e (5.3) em (5.4), tem-se

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2jB & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(k_0L) & j \operatorname{sen}(k_0L) \\ j \operatorname{sen}(k_0L) & \cos(k_0L) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2jB & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Desenvolvendo esse produto matricial, (5.5) fica assim

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) - 2B \operatorname{sen}(\theta) & j \operatorname{sen}(\theta) \\ 2jB \cos(\theta) - 4jB^2 \operatorname{sen}(\theta) + j \operatorname{sen}(\theta) & \cos(\theta) - 2B \operatorname{sen}(\theta) \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

onde $\theta = k_0L$.

Tomemos os resultados acima para A , B , C e D , e usemos em (3.27), pois estamos assumindo que essa rede suporta a propagação de ondas eletromagnéticas. De (3.27), temos que

$$AD - BC + e^{2\gamma L} - (A + D) \cdot e^{\gamma L} = 0, \quad (5.7)$$

onde a variável d de 3.27 foi substituída por L , que é o período da célula unitária da Fig. 5.7.

Substituindo-se A , B , C e D de (5.6) em (3.27), após o desenvolvimento, temos

$$(A + D) \cdot e^{\gamma L} = 1 + e^{2\gamma L}, \quad (5.8)$$

mas, de (5.6), sabe-se que $A = D$, logo (5.8) fica

$$2A = \frac{1 + e^{2\gamma L}}{e^{\gamma L}}, \quad (5.9)$$

o que resulta em

$$\cos(\theta) - 2B \operatorname{sen}(\theta) = \frac{e^{\gamma L} + e^{-\gamma L}}{2}, \quad (5.10)$$

mas

$$\frac{e^{\gamma L} + e^{-\gamma L}}{2} = \operatorname{cosh}(\gamma L),$$

que, ao substituírmos em (5.10), resulta finalmente em

$$\cos(\theta) - 2B \operatorname{sen}(\theta) = \cosh(\gamma L) , \quad (5.11)$$

que é equação da célula unitária para a rede periódica do duplexador proposto neste trabalho.

Em (5.11), B representa a admitância de cada *stub* de comprimento $\frac{H-w_L}{2}$ da Fig. 5.5. Admitância de um *stub* é dada por [1]

$$B = Y_{0sN} \tan \left[k_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] = \tan \left[k_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] , \quad (5.12)$$

onde Y_{0sN} é admitância característica normalizada dos *stubs*. Neste desenvolvimento, consideramos $w_H = w_L$ (ver Fig. 5.5). Assumimos também que $Y_{0sN} = 1$ para os *stubs*. Além disso, sabe-se que $\theta = k_0 L$. Fazendo essas substituições em (5.11), obtemos

$$\cos(k_0 L) - 2 \tan \left[k_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] \operatorname{sen}(k_0 L) = \cosh(\gamma L) , \quad (5.13)$$

onde k_0 é constante de onda característica na linha de microfita. k_0 é dada por [3]

$$k_0 = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{ef}}}{c} f_0 , \quad (5.14)$$

onde ϵ_{ef} é a permissividade relativa efetiva da microfita. Novamente, substituindo em (5.13), temos

$$\begin{aligned} \cos \left(\frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{ef}}}{c} f_0 L \right) - 2 \tan \left[\frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{ef}}}{c} f_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{ef}}}{c} f_0 L \right) = \\ = \cosh(\gamma L) . \end{aligned} \quad (5.15)$$

Apenas para simplificar (5.15), façamos

$$A = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{ef}}}{c} , \quad (5.16)$$

que substituindo em (5.15), temos

$$\cos(A f_0 L) - 2 \tan \left[A f_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] \operatorname{sen}(A f_0 L) = \cosh(\gamma L) . \quad (5.17)$$

A equação (5.17) é a equação da rede periódica da Fig. 5.4. Estão envolvidas a frequência de ressonância f_0 do filtro, a altura H do *stubs* e o comprimento L do ressoador.

Neste momento, cabe analisar o fator γL em (5.17). Na Seção 3.2.3, definiremos γ como sendo a constante de propagação da rede periódica, dada por

$$\gamma = \alpha + j\beta . \quad (5.18)$$

Assumindo que $\alpha = 0$, como se fez na Seção 3.2.3, temos $\gamma = \beta L$. Dessa forma, (5.17) resulta em:

$$\cos(A f_0 L) - 2 \tan \left[A f_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] \operatorname{sen}(A f_0 L) = \cos(\beta L) . \quad (5.19)$$

Pode-se determinar o valor de βL em função do modo de propagação da onda no ressoador. A Fig. 5.8 mostra como se comporta a densidade de corrente superficial no ressoador e apresenta três modos de propagação.

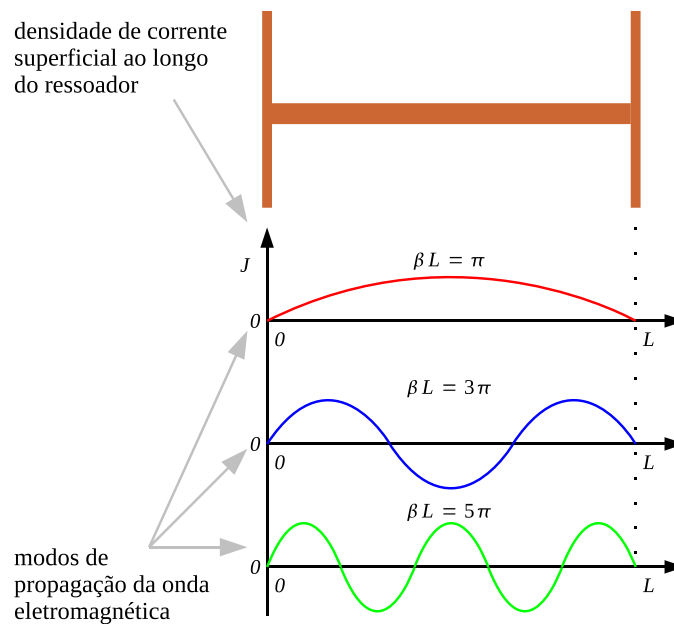


Figura 5.8: Modos de propagação da onda eletromagnética no ressoador.

Podem-se admitir os vários modos de propagação no ressoador, como mostrado na Fig. 5.8. Porém, tem-se maior interesse no modo dominante, dado por $\beta L = \pi$, porque isso nos permitir fazer as aproximações apresentadas na Seção 2.2 e considerar o modo quase-TEM para os cálculos em microfita. Assim, admitindo $\beta L = \pi$ e substituindo em (5.17), temos

$$\cos(A f_0 L) - 2 \tan \left[A f_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] \operatorname{sen}(A f_0 L) = \cos(\beta L) = \cos(\pi) = -1 . \quad (5.20)$$

Rearrmando (5.20), obtemos

$$\cos(A f_0 L) - 2 \tan \left[A f_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] \operatorname{sen}(A f_0 L) + 1 = 0 , \quad (5.21)$$

que é uma equação transcendental, tendo f_0 , H e L como variáveis. Pode-se utilizar (5.21) para dimensionar o ressoador tipo-H e, conseqüentemente, o duplexador da Fig. 5.4.

Dados H e L , podemos encontrar qual a frequência de ressonância do filtro. Para isso, precisamos resolver (5.21). Vamos definir $F(f_0, H, L, w_L)$ como sendo

$$F(f_0, H, L, w_L) = \cos(A f_0 L) - 2 \tan \left[A f_0 \left(\frac{H - w_L}{2} \right) \right] \operatorname{sen}(A f_0 L) + 1 . \quad (5.22)$$

Portanto, resolver (5.21) significa encontrar os zeros da função $F(f_0, H, L, w_L)$. Há vários métodos numéricos [27] que podem ser utilizados para esse propósito. Neste desenvolvimento, usaremos o método de Newton-Raphson, cujo algoritmo está ilustrado no fluxograma da Fig. 5.9.

Em (5.22), a função F tem quatro parâmetros de entrada: f_0 , H , L e w_L . No método de Newton-Raphson, podemos assumir, como variável da nossa função, a frequência de ressonância f_0 e fixar a altura H e o comprimento L . É preciso também assumir um valor inicial para a frequência f_0 ; a partir desse valor, obtemos a convergência para a solução de $F(f_0, H, L, w_L) = 0$.

O valor inicial para f_0 é um valor arbitrário e chamamos de f_i . Como $F(f_0, H, L, w_L)$ é uma função periódica, esta possui vários zeros. Devemos tomar algum cuidado na escolha do valor inicial para f_0 , pois o algoritmo de Newton-Raphson pode não convergir para o valor de frequência desejado [27].

Para rodar o algoritmo do fluxograma na Fig. 5.9, foi elaborado um script em Scilab, ferramenta para desenvolvimento utilizada [33].

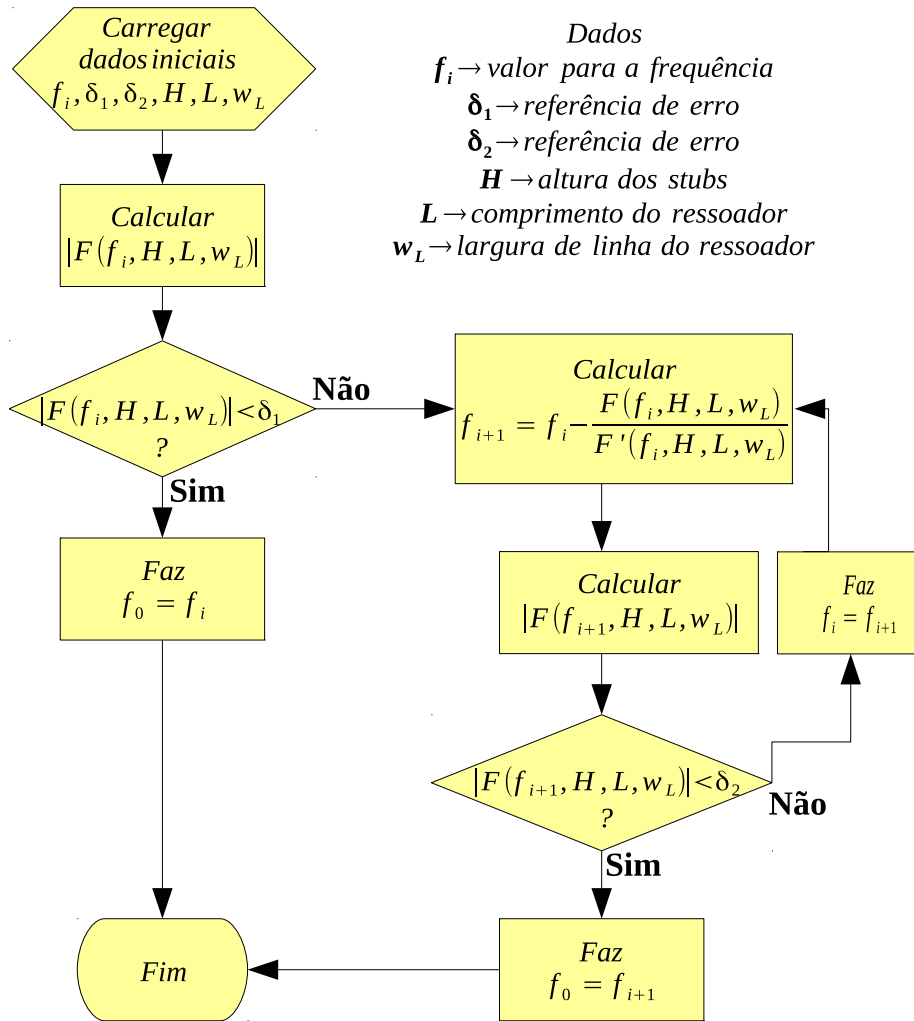


Figura 5.9: Fluxograma do algoritmo do método de Newton-Raphson para cálculo de zeros de funções.

Para dados H , L e w_L , portanto, encontramos um f_0 que satisfaz (5.21). Na Fig. 5.9, $F'(f_i, H, L, w_L)$ é a primeira derivada de F com relação à variável f_i . O que o método de Newton-Raphson faz é tomar o valor inicial f_i e, a cada iteração em seu laço principal, convergir o valor de f_i para o valor de f_0 , que é a frequência de ressonância do ressoador tipo-H. Inicialmente, carregamos os valores de H , L , w_L , f_i , δ_1 e δ_2 . Em seguida, o algoritmo testa o valor de $F(f_i, H, L, w_L)$, comparando-o com a referência de erro (que nos diz quão próximo de zero encontra-se a função). Caso essa condição não seja satisfeita, o algoritmo entra em seu laço e faz f_i convergir para f_0 . Isso ocorre quando $F(f_{i+1}, H, L, w_L) \leq \delta_2$

Embora possamos dimensionar o duplexador através (5.21), isto é, determinar comprimento L , a altura H e a frequência de ressonância f_0 , existem outros

parâmetros importantes dos filtros do duplexador que (5.21) não nos permite obter, como largura de banda do filtro e o tamanho dos *gaps* de acoplamento entre os ressoadores (ver Fig. 5.3). Outra abordagem de projeto foi concebida para determinação desses parâmetros que não conseguimos obter através da análise por redes periódicas.

5.2.2 Modelo de Circuito Equivalente do Duplexador

Na Seção 5.2.1, obtivemos a equação da rede periódica (5.19). A partir de (5.19), chegamos à equação (5.21), que usamos para dimensionar os parâmetros físicos do duplexador (a altura H e o comprimento L do ressoador da Fig. 5.3). Para dimensionar outros parâmetros, como largura dos *gaps* de acoplamento, resposta em frequência, largura de banda do filtro, etc., utilizou-se o modelo de circuito de parâmetros concentrados apresentado na Fig. 5.10

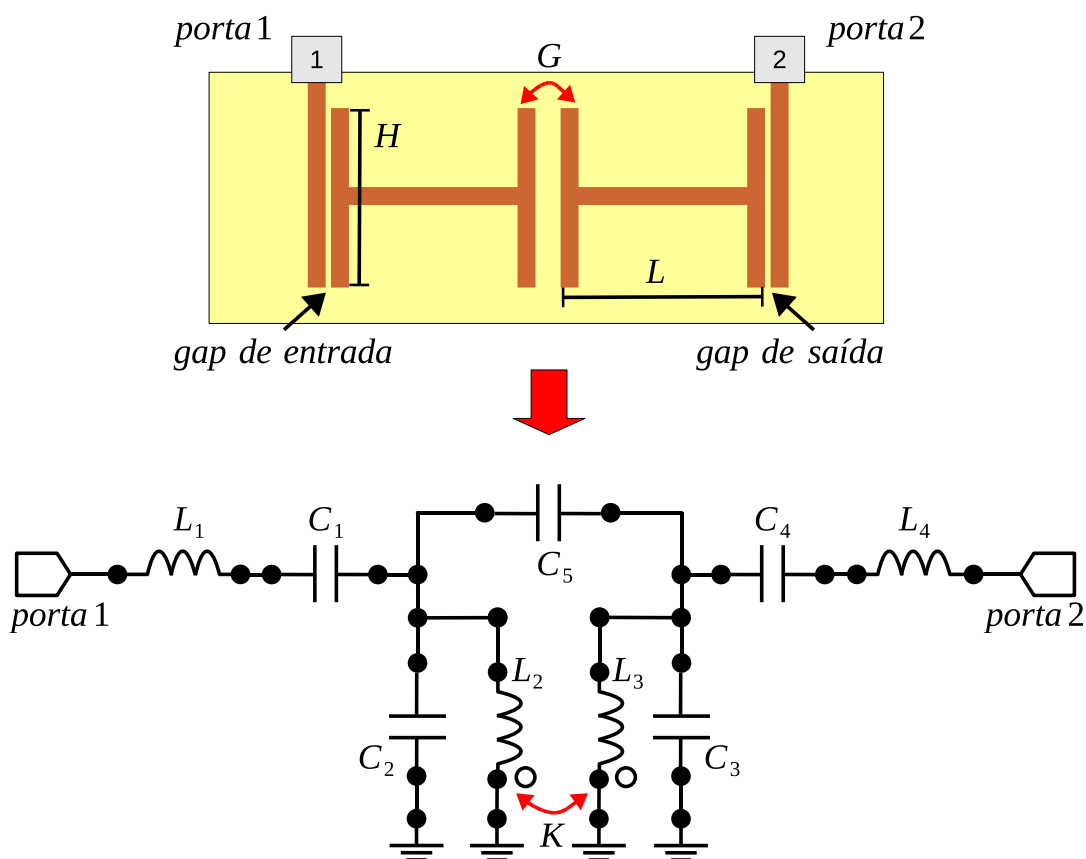


Figura 5.10: Modelo de circuito equivalente do filtro com o duplo ressoador tipo-H.

Usamos a teoria de circuito para o filtro da Fig. 5.10. Os ressoadores tipo-H

são representados pelos dois circuitos tanques formados por C_2 , L_2 e C_3 , L_3 . A capacitância C_5 representa a capacitância de *gap* entre os ressoadores (o *gap* G da Fig. 5.10). As capacitâncias C_1 e C_4 representam os *gaps* de entrada e saída. As indutâncias L_1 e L_4 são as indutâncias das linha de transmissão de entrada e saída. K representa a constante de acoplamento magnético entre os indutores L_2 e L_3 .

O modelo de circuito da Fig. 5.10 foi simulado no software *Microwave Office* [34]. A curva típica obtida para o parâmetro de transmissão S_{21} do modelo de circuito é mostrada na Fig. 5.11.

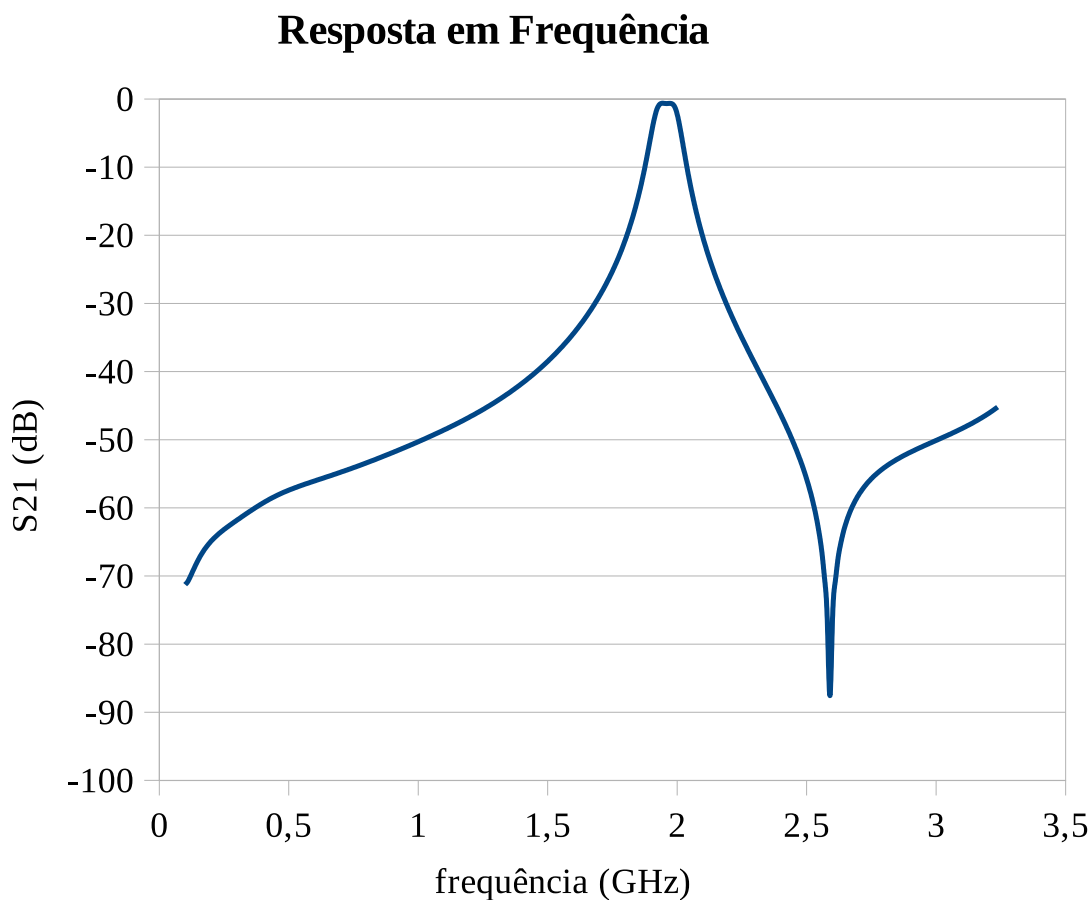


Figura 5.11: Resposta em frequência do modelo de circuito do filtro.

Por meio do *gap* central, representado por G na Fig. 5.10, pode-se controlar o acoplamento de campo entre os ressoadores e, em consequência disso, a largura de banda do filtro.

Além de controlar a largura de banda dos filtros, pode-se deslocar a resposta em frequência através do ajuste de H e L , alterando-se a faixa de frequência do filtro, como mostra a Fig. 5.12.

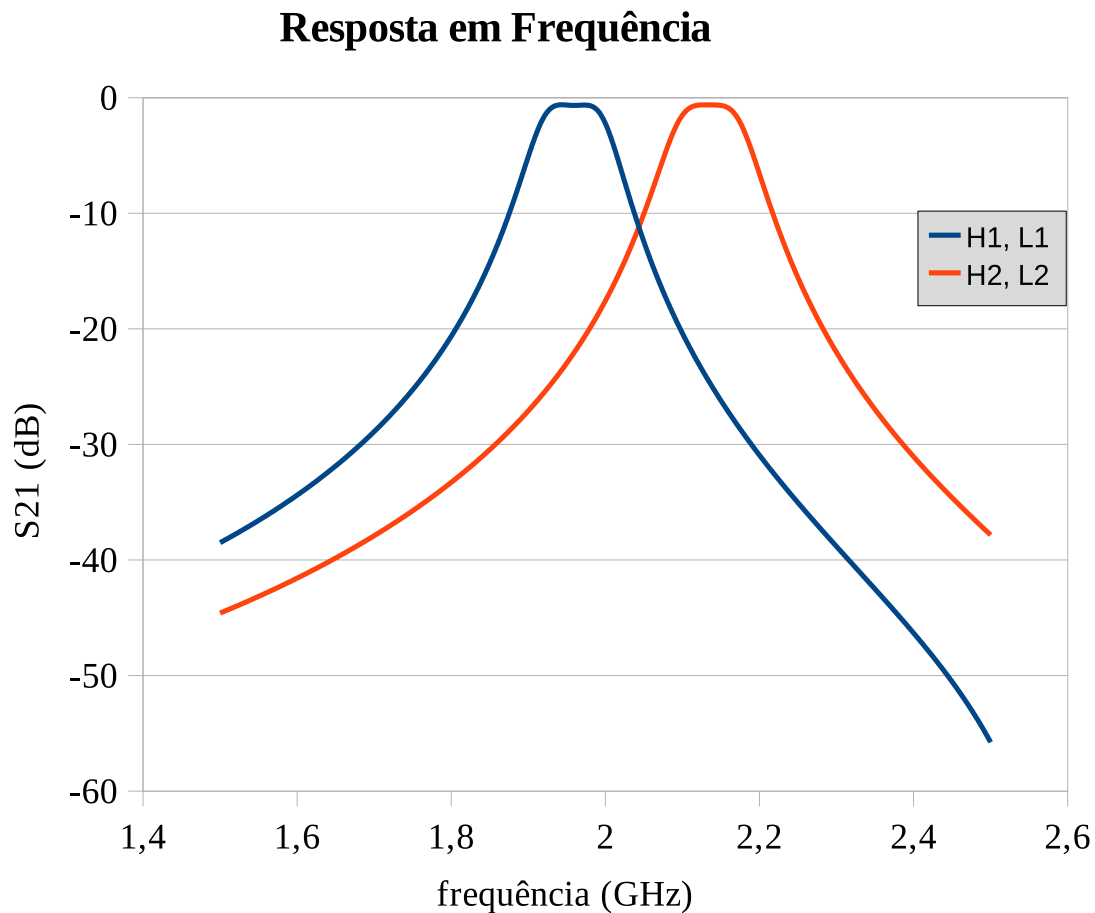


Figura 5.12: Deslocamento da resposta em frequência .

As respostas em frequência do ressoador, mostradas em figuras 5.11 e 5.12, são utilizadas para derivar os elementos do modelo de circuito apresentado na Fig. 5.10. Para encontrar os valores de cada elemento da Fig. 5.10, usamos algoritmos genéticos.

5.2.3 Processo de Otimização

A resposta de um determinado dispositivo, geralmente, é obtida através de simulação em softwares dedicados ou por meio de medições com instrumentos apropriados. Antes do dispositivo ser fabricado, porém, é importante que saibamos se sua resposta real corresponde à que desejamos e, por isso, as simulações são muito úteis.

Os softwares de simulação eletromagnética, no entanto, empregam, em sua

grande maioria, os métodos de simulação de onda completa (*full wave simulations*), que demandam muitos recursos da máquina onde estão rodando. Dependendo da estrutura que está sendo analisada, a simulação pode exigir muitos recursos computacionais, tornando o processo bastante lento, elevando consideravelmente o tempo para obtenção dos resultados.

Como alternativa, pode-se utilizar simulação baseada em teoria de circuitos, que nos permite usar modelos de parâmetros concentrados, como os da Fig. 5.10, e a teoria de circuitos para obtermos a resposta do dispositivo. Embora esse tipo de simulação seja menos preciso do que os métodos de simulação de onda completa, é, consideravelmente, mais rápido, de forma que pode ser muito útil como etapa preliminar no projeto.

5.2.4 Modelamento com Algoritmos Genéticos

5.2.4.1 Modelo de Circuito

O desenvolvimento que se segue diz respeito ao modelo de circuito apresentado na Fig. 5.10, mostrado, isoladamente, na Fig. 5.13.

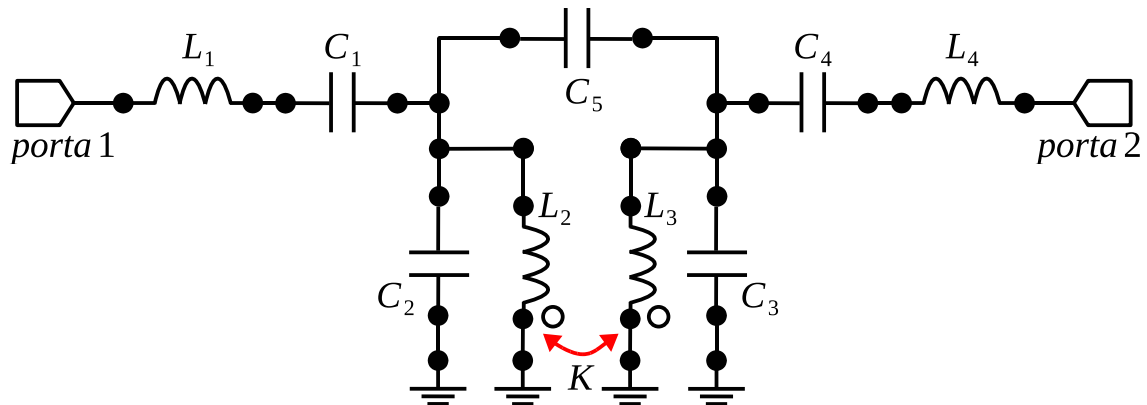


Figura 5.13: Modelo de circuito do ressoador.

O objetivo é usar os AG's para encontrar os valores de L_1 , C_1 , L_2 , C_2 , L_3 , C_3 , L_4 , C_4 e C_5 em função das dimensões físicas do dispositivo (H , L e G), de forma que a resposta do modelo de circuito seja a mais próxima possível do dispositivo real.

Devido à simetria do dispositivo, podemos fazer $L_1 = L_4$, $L_2 = L_3$, $C_1 = C_4$, $C_2 = C_3$ e $C_5 = C$ (ver Fig. 5.14). Esses elementos compõem o vetor $\mathbf{x} = [L_1, C_1, L_2, C_2, C, K]$, usado na execução dos AG's.

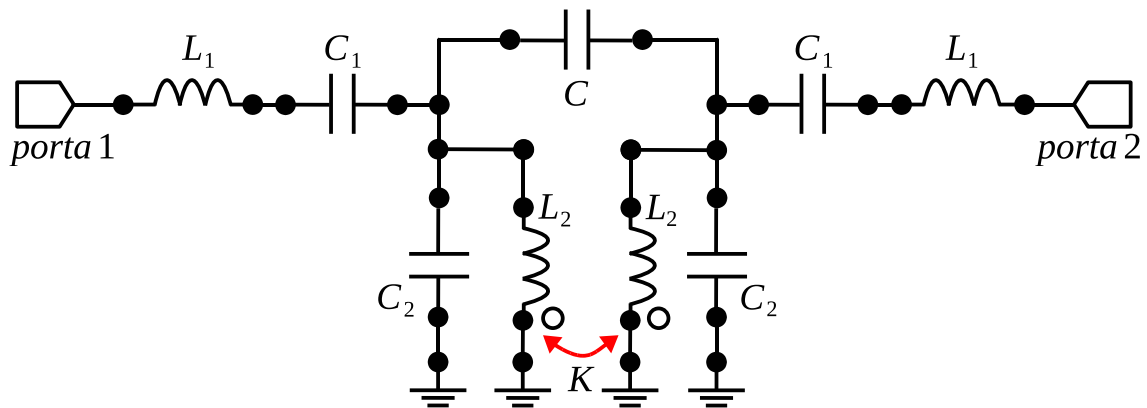


Figura 5.14: Modelo de circuito do filtro.

Na próxima seção, tratamos das definições dos parâmetros dos AG's usados no modelamento do circuito na Fig. 5.14.

5.2.4.2 Função Objetivo

Como sabemos, usamos AG's em problemas de otimização, quando desejamos minimizar (ou maximizar, dependendo da situação) uma determinada função matemática que representa nosso problema. O objetivo é obter os valores dos elementos discretos do modelo de circuito do ressonador de forma que a resposta desse circuito seja a mais próxima possível da resposta do dispositivo físico obtida através de simulação eletromagnética.

A simulação eletromagnética nos dá uma sequência de valores reais (ou complexos, dependendo da resposta em fase do circuito) que corresponde às curvas apresentadas na Fig. 5.12. Chamamos as curvas obtidas através das simulações de onda completa de *curvas alvos*. Denotamos a sequência de valores da simulação por $\{z_i\}_{i=1}^N$, onde N é o comprimento da sequência e z_i é o valor da resposta (o valor de S_{21}) relativo à frequência f_i . Podemos expressar essa sequência também como um vetor [5]

$$\{z\}_{i=1}^N = [z_1, z_2, z_3, z_4, \dots, z_N], \quad (5.23)$$

onde

$$z_i = S_{21}(f_i). \quad (5.24)$$

A função de transferência do modelo de circuito da Fig. 5.14 é uma função envolvendo a frequência e os elementos discretos do modelo de circuito, representada por [5]

$$T = T(f, L_1, C_1, L_2, C_2, C, K) , \quad (5.25)$$

ou de forma simplificada

$$T = T(f, \mathbf{x}) , \quad (5.26)$$

sendo que

$$\mathbf{x} = [L_1, C_1, L_2, C_2, C, K] , \quad (5.27)$$

onde K é a constante de acoplamento entre os indutores L_2 e L_3 do circuito. Apesar de $T(f, \mathbf{x})$ ser contínua em função da frequência f , a resposta do modelo de circuito é discretizada e seus valores tomados sobre valores discretos de frequência f_i , $i = 1, 2, \dots, N$. Isso nos retorna uma sequência de valores denotada por $\{y_i\}_{i=1}^N$, ou seja, um vetor do tipo

$$\{y\}_{i=1}^N = [y_1, y_2, y_3, y_4, \dots, y_N] , \quad (5.28)$$

onde

$$y_i = T(f_i, \mathbf{x}) . \quad (5.29)$$

Pode-se, agora, definir a função objetivo a ser otimizada pelo método dos algoritmos genéticos. Nosso problema é aproximar a resposta do modelo de circuito da resposta do dispositivo. Uma função objetivo utilizada com frequência, nesses casos, é dada pela função de ajuste de curva (método dos mínimos quadrados) [5, 23]

$$\Phi_1(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^N (z_i - y_i(\mathbf{x}))^2 . \quad (5.30)$$

Percebe-se que minimizar $\Phi_1(\mathbf{x})$ implica a aproximação das respostas do modelo de circuito discreto e do dispositivo nas frequências f_i .

Análises desmonstraram [5], porém, que $\Phi_1(\mathbf{x})$ não é a função objetivo mais adequada para toda a faixa de frequência em que a função de transferência $T(f, \mathbf{x})$ está sendo avaliada. Nas proximidades de zeros de transmissão, o ajuste de curva obtido com $\Phi_1(\mathbf{x})$ não é muito eficiente. A função objetivo final obtida, que realiza o ajuste de curva para toda a faixa de frequência de avaliação do modelo de circuito, é dada por

$$\Phi(\mathbf{x}) = w_1 \cdot \Phi_1(\mathbf{x}) + w_2 \cdot \Phi_2(\mathbf{x}) , \quad (5.31)$$

onde w_1 e w_2 são pesos dados às funções Φ_1 e Φ_2 , e Φ_2 é dada por [5]

$$\Phi_2(\mathbf{x}) = 10 \cdot (\mathcal{F}(\{z_i\}) - \mathcal{F}(\{y_i(\mathbf{x})\})) , \quad (5.32)$$

onde

$$\mathcal{F}(T(f)) = \begin{cases} -1 & \text{se } T(f) \text{ está perto dos polos } (\pm 2\%) \\ 1 & \text{se } T(f) \text{ está perto dos zeros } (\pm 2\%) \\ 0 & \text{no restante da faixa} \end{cases} \quad (5.33)$$

Os pesos w_1 e w_2 podem ser ajustados para dar ênfase a alguma região de interesse. Por exemplo, para dar ênfase à faixa de passagem do filtro, região de ressonância, atribui-se valor alto a w_1 . Caso o interesse seja a detecção de picos e nulos, faz-se w_2 maior. Neste desenvolvimento, os pesos foram escolhidos empiricamente como $w_1 = 1$ e $w_2 = 5$. Esses valores para w_1 e w_2 devem ser ajustados antes de se executar o processo de otimização.

5.2.4.3 Cromossomos

No desenvolvimento apresentado aqui, o cromossomo é definido pelo vetor \mathbf{x} em (5.27), isto é, um vetor de números reais formado pelos elementos do modelo de circuito discreto.

5.2.4.4 Cruzamento

O critério de cruzamento adotado foi dividir o cromossomo, definido pelo vetor \mathbf{x} , o cromossomo em duas partes iguais, isto é, uma divisão de 50%, como ilustra a Fig. 5.15

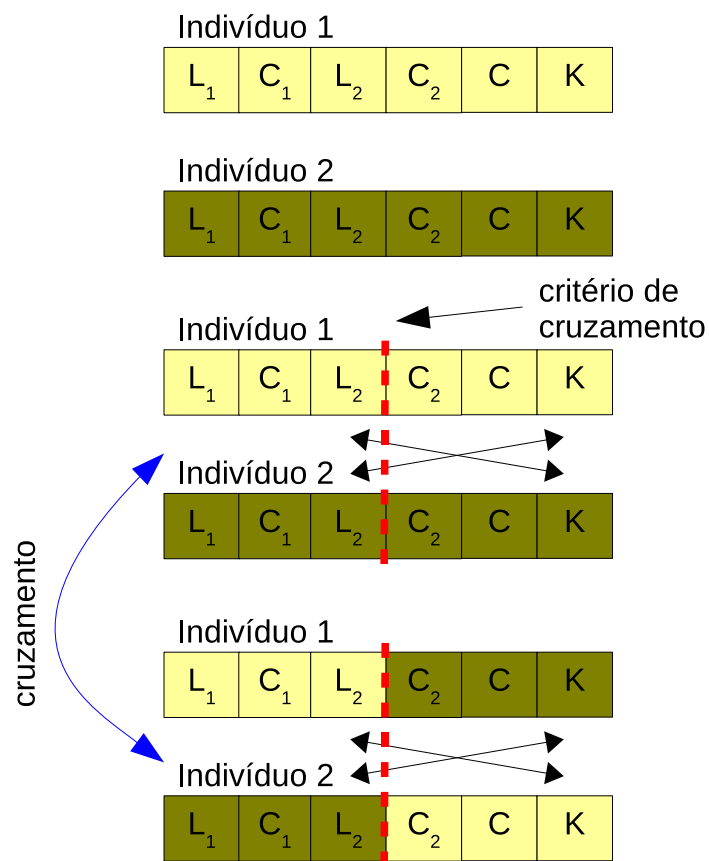


Figura 5.15: Critério de cruzamento e divisão do cromossomo.

5.2.4.5 Modelo de Circuito Equivalente do Duplexador

Na Fig. 5.16, é apresentado o modelo de circuito com parâmetros concentrados do duplexador. Na Fig. 5.10, havia o modelo apenas um dos braços do duplexador. Na Fig. 5.16, temos o dispositivo com as três portas e seu modelo de circuito equivalente.

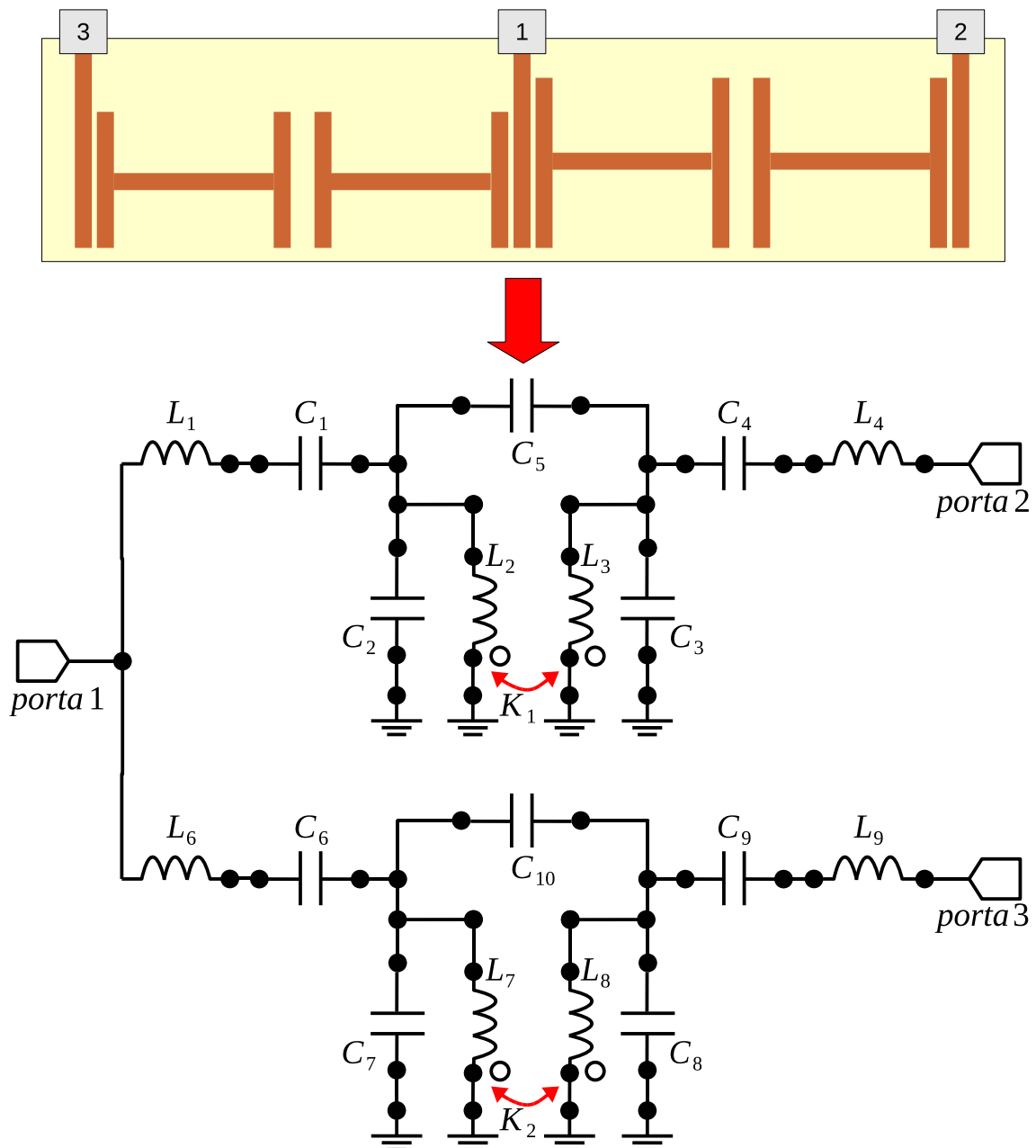


Figura 5.16: Modelo de circuito equivalente do duplexador.

Capítulo 6

Resultados e Discussões

6.1 Software de Simulação Eletromagnética

Para realizar as simulações do dispositivo duplexador, foram utilizados os seguintes softwares de simulação eletromagnética:

- **CST *Microwave Studio* 2009** - Essa ferramenta foi usada para executar a simulação eletromagnética do dispositivo físico. Com o CST, obtivemos as respostas em frequência do dispositivo [35].
- ***Microwave Office*** - Esse software foi usado para simular o modelo de circuito de elementos concentrados [34].

O CST é um software de simulação eletromagnética (EM) consagrado no mercado. É uma ferramenta que possui um ambiente de trabalho bem flexível, permitindo a configuração e ajuste dos vários parâmetros necessários à simulação da estrutura eletromagnética.

É possível definir o tipo de estrutura com a qual se vai trabalhar (microfita, CPS, CPW, etc.), especificar as características do material substrato (como permissividade e tangente de perdas), do laminado (i.e., condutividade), dentre outros parâmetros importantes para a análise.

No seu ambiente, é possível desenhar a geometria que se deseja simular. A geometria do duplexador é mostrada na Fig. 6.1.

O *Microwave Office* (MO) também é uma ferramenta com tantos recursos quanto o CST, mas além de simular a própria estrutura eletromagnética, permite a simulação de circuitos de parâmetros concentrados.

O ambiente de desenvolvimento do MO permite desenhar os circuitos de elementos concentrados e simulá-los.

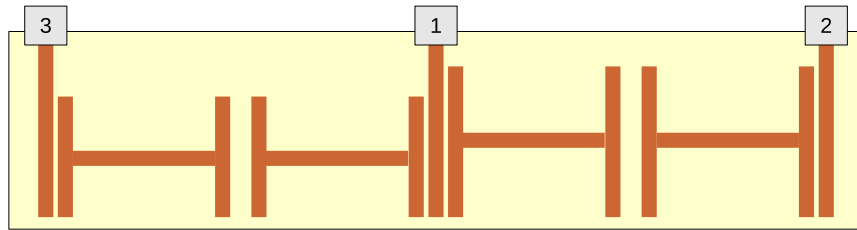


Figura 6.1: Geometria do dispositivo a ser simulado no CST.

O circuito equivalente que representa o duplexador da Fig. 6.1 é mostrado na Fig. 6.2. O MO retorna os parâmetros de espalhamento do circuito e, conseqüentemente, sua resposta em frequência.

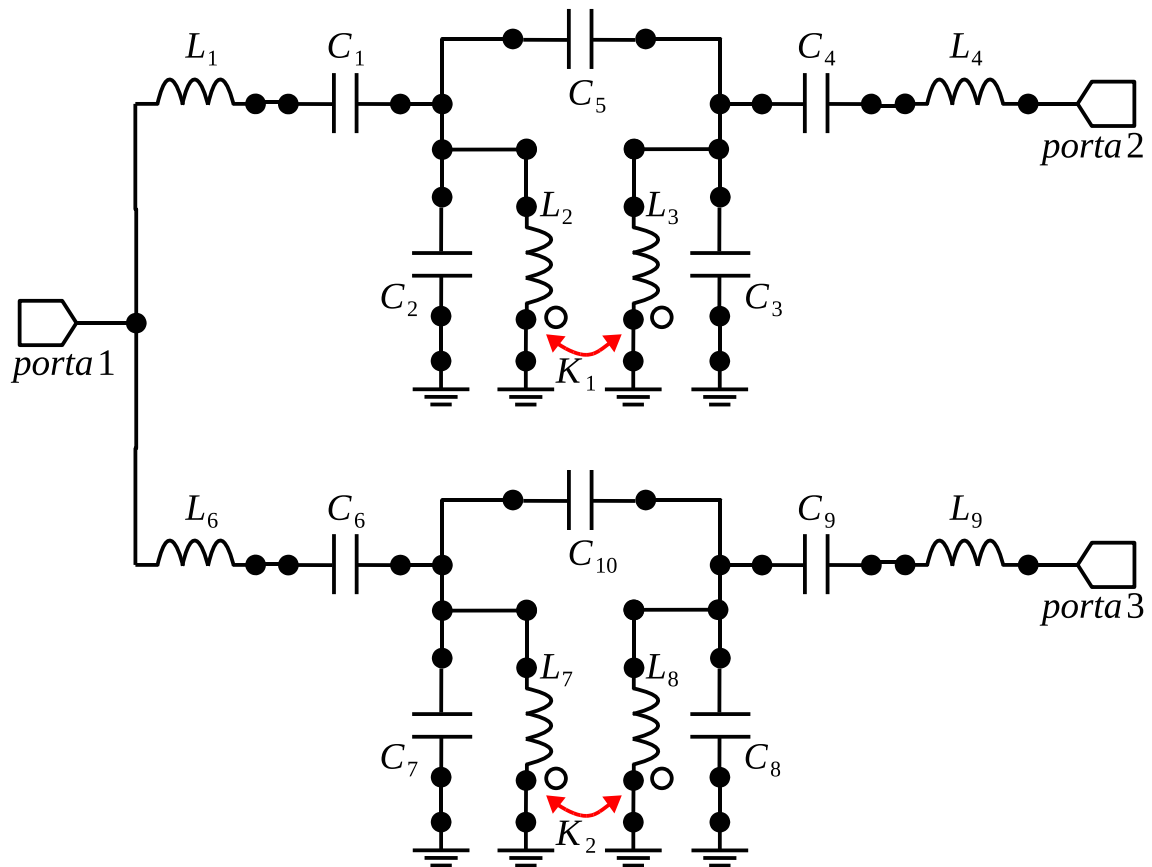


Figura 6.2: Modelo de circuito equivalente simulado no *Microwave Office*.

Na Fig. 6.3, apresentamos a resposta do dispositivo da Fig. 6.1, obtida com o CST, e a resposta do modelo de circuito da Fig. 6.2, obtida com *Microwave Office*. A curva na Fig. 6.3 mostra os parâmetros de transmissão S_{21} e S_{31} .

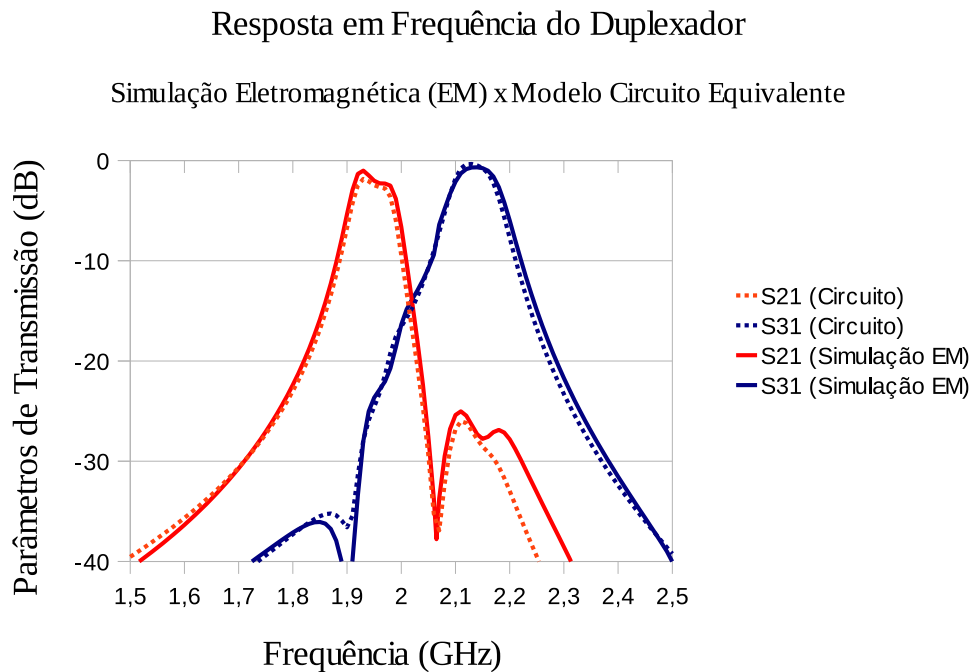


Figura 6.3: Resposta do dispositivo e do modelo de circuito.

Comparando as respostas do dispositivo simulado com as respostas do seu modelo de circuito, percebe-se que o circuito da Fig. 6.2 reproduz bem o comportamento do dispositivo da Fig. 6.1. Dessa forma, podemos utilizar o circuito para analisar e dimensionar, ou seja, encontrar os valores dos parâmetros H , L , G mostrados na Fig. 5.10.

Na implementação do duplexador para UMTS, utilizaram-se estruturas planares de microfita, tanto nas simulações quanto na própria fabricação do dispositivo.

O substrato utilizado foi o AD1000 da Arlon, que tem permissividade relativa $\epsilon_r = 10,2$, uma espessura h de 1,27mm tangente de perdas de 0,0023. Maiores em detalhes e curvas características podem ser encontrados em [32].

Na próxima seção, tratamos do material utilizado nas simulações e na fabricação do dispositivo.

6.2 Projeto de Duplexador

6.2.1 Parâmetros de Dimensionamento

Na Fig. 6.4, são mostrados o duplexador a ser projetado e os parâmetros do ressoador do tipo-H que devem ser dimensionados.

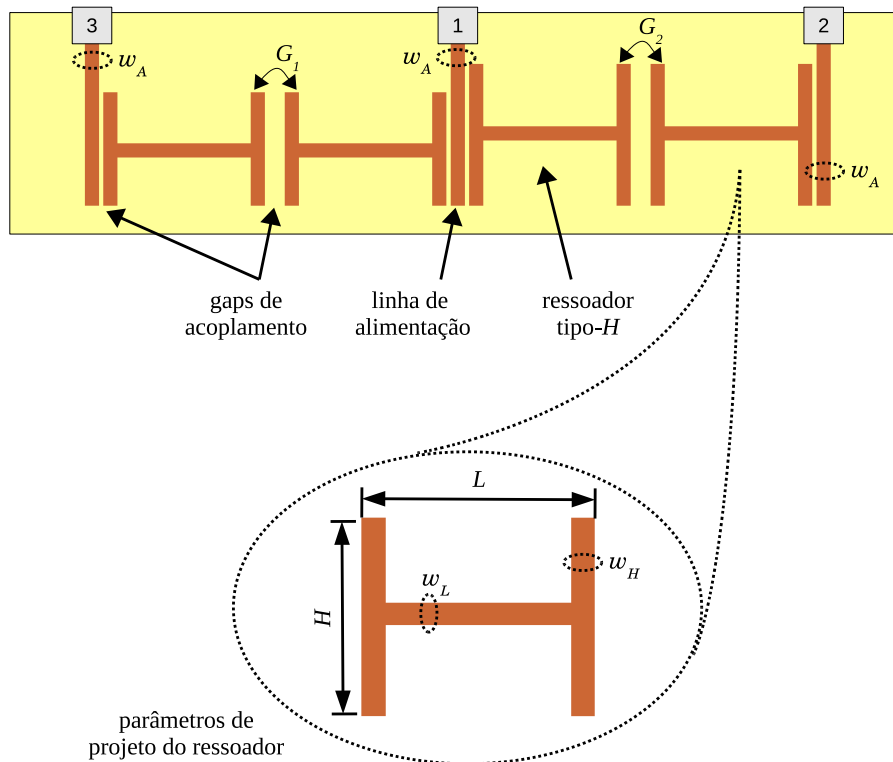


Figura 6.4: Duplexador para UMTS de microfita com ressoadores do tipo-H.

Usamos as técnicas de projeto abordadas no Capítulo 5, para determinar os valores dos seguintes parâmetros indicados na Fig 6.4: a altura H dos ressoadores, o comprimento L dos ressoadores, as larguras de linha w_H e w_L , w_A , e as larguras de *gap* G_1 e G_2 . Após determinarmos esses parâmetros, partimos para a simulação da estrutura no CST a fim de se obter a resposta em frequência do dispositivo.

6.2.2 Cálculo da Largura de Linha w

No projeto deste duplexador, fazemos $w_A = w_H = w_L = w$. A largura de linha w pode ser calculada usando equações do Capítulo 2. Calculou-se w para uma impedância de linha característica de 50Ω , que, através (2.2) e (2.3), resulta

em $w = 1,2\text{mm}$. A partir de agora, usamos o modelamento estudado no Capítulo 5 para dimensionamento dos outros parâmetros do duplexador e para obter a resposta em frequência do dispositivo. Na próxima seção, tratamos do dimensionamento do ressoador tipo-H através da equação da rede periódica 5.21.

6.2.3 Dimensionamento do Ressorador Tipo-H

Usamos a análise de redes periódicas para dimensionar o ressoador tipo-H, que é a base do duplexador. Isto significa obter os valores de H (altura) e L (comprimento) do ressoador para uma frequência de ressonância f_0 . No dimensionamento do ressoador, usamos a eq. (5.21)

$$\cos(A f_0 L) - 2 \tan \left[A f_0 \left(\frac{H - w}{2} \right) \right] \text{sen}(A f_0 L) + 1 = 0, \quad (6.1)$$

onde w_L foi substituído por w .

O processo consiste em atribuir valores para a altura H e o comprimento L do ressoador, e depois calcular a frequência de ressonância dos ressoadores usando (6.1). Simulamos a resposta do ressoador para os mesmos valores de H e L no CST, e comparamos, finalmente, os valores de f_0 , ou seja, a frequência de ressonância, obtidos através de (6.1) e da simulação. A comparação desses resultados mostram quão eficiente é análise de redes periódicas para esse projeto.

6.2.3.1 Análise do Método de Redes Periódicas

Os resultados são apresentados nas tabelas a seguir. Acrescentou-se uma coluna a essas tabelas com o erro relativo percentual dado por

$$\text{erro} = \frac{f_0 \text{ calculado} - f_0 \text{ simulado}}{f_0 \text{ simulado}} \cdot 100\% . \quad (6.2)$$

Percebe-se, dos valores de f_0 calculados e simulados, apresentados nas tabelas 6.1 e 6.2, que a equação da rede periódica (6.1) oferece bons resultados, já que f_0 calculado está bem próximo de f_0 obtido através da simulação eletromagnética com o CST. As figuras 6.5 e 6.6 mostram como a frequência de ressonância varia em função da altura H do ressoador. O erro médio, calculado com base nos dados apresentados nas tabelas 6.1 e 6.2, é inferior a 2,5% em ambos os casos.

Tabela 6.1: Determinação da frequência de ressonância. $L = 8\text{mm}$, $w = 1,2\text{mm}$ e H variando de 1,2 a 88mm.

| H (mm) | f_0 Simulado (GHz) | f_0 calculado (GHz) | erro (%) |
|----------|----------------------|-----------------------|----------|
| 1,2 | 5,443 | 5,646 | 3,73 |
| 4 | 3,579 | 3,692 | 3,16 |
| 8 | 2,910 | 2,815 | 3,26 |
| 12 | 2,155 | 2,239 | 3,89 |
| 16 | 1,860 | 1,896 | 1,93 |
| 20 | 1,640 | 1,652 | 0,73 |
| 24 | 1,470 | 1,468 | 0,13 |
| 28 | 1,335 | 1,323 | 0,89 |
| 32 | 1,220 | 1,206 | 1,14 |
| 36 | 1,125 | 1,108 | 1,51 |
| 40 | 1,045 | 1,025 | 1,91 |
| 44 | 0,975 | 0,955 | 2,05 |
| 48 | 0,913 | 0,893 | 2,19 |
| 52 | 0,860 | 0,840 | 2,32 |
| 56 | 0,810 | 0,792 | 2,22 |
| 60 | 0,770 | 0,749 | 2,72 |
| 64 | 0,730 | 0,711 | 2,60 |
| 68 | 0,695 | 0,677 | 2,58 |
| 72 | 0,662 | 0,646 | 2,41 |
| 76 | 0,633 | 0,618 | 2,36 |
| 80 | 0,610 | 0,592 | 2,95 |
| 84 | 0,580 | 0,568 | 2,06 |
| 88 | 0,560 | 0,546 | 2,50 |

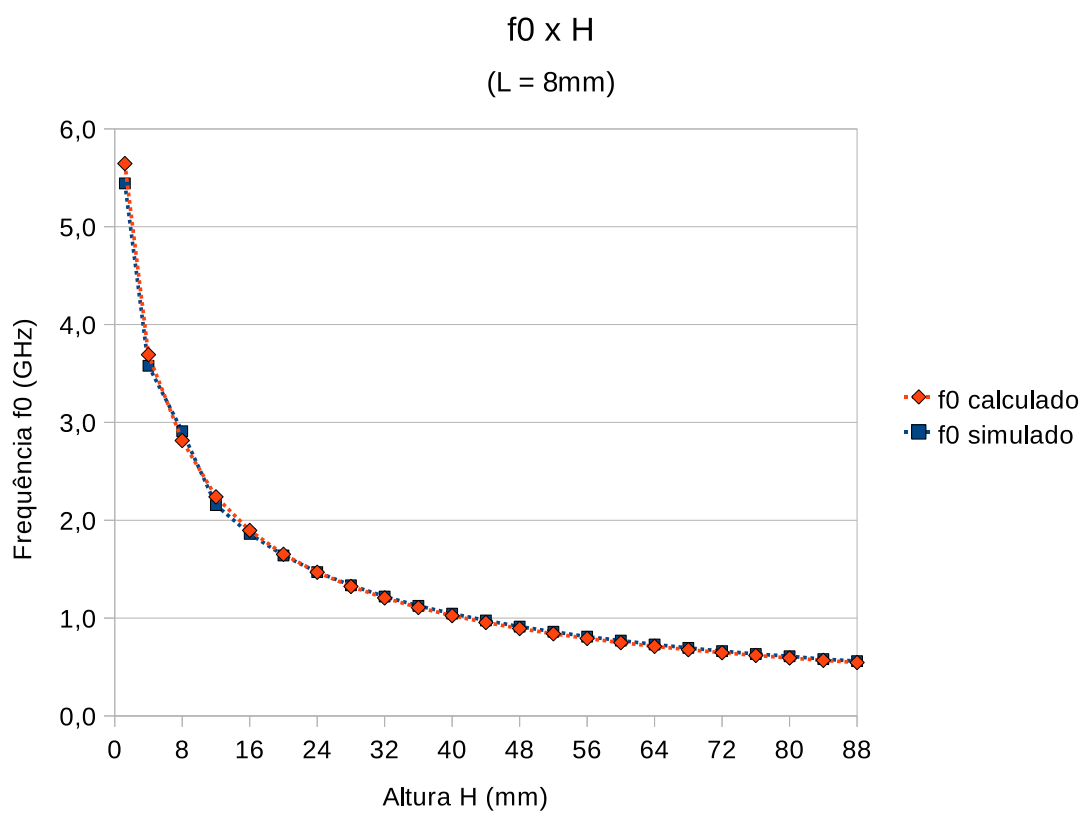
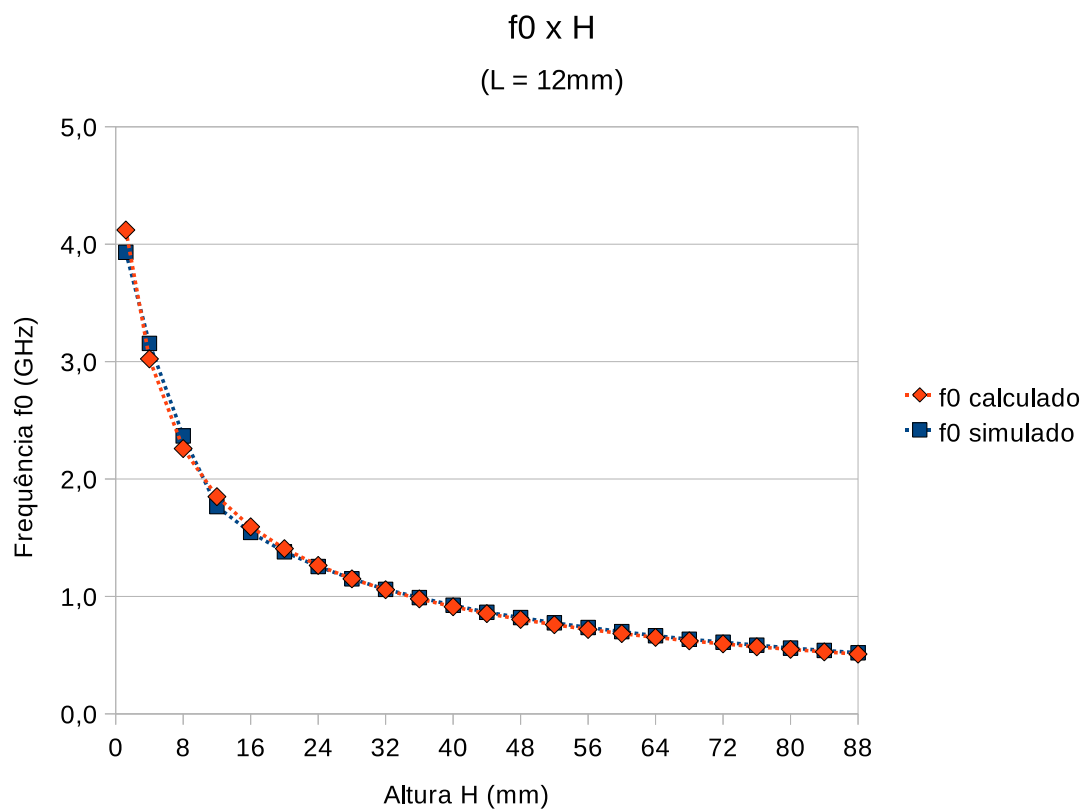
Figura 6.5: Obtenção da frequência de ressonância do ressoador para $L = 8\text{mm}$.

Tabela 6.2: Determinação da frequência de ressonância. $L = 12\text{mm}$, $w = 1,2\text{mm}$ e H variando de 1,2 a 88mm.

| H (mm) | f_0 Simulado (GHz) | f_0 calculado (GHz) | erro (%) |
|----------|----------------------|-----------------------|----------|
| 1,2 | 3,931 | 4,121 | 4,83 |
| 4 | 3,155 | 3,023 | 4,18 |
| 8 | 2,367 | 2,259 | 4,56 |
| 12 | 1,765 | 1,850 | 4,82 |
| 16 | 1,545 | 1,593 | 3,11 |
| 20 | 1,380 | 1,407 | 1,96 |
| 24 | 1,255 | 1,264 | 0,72 |
| 28 | 1,150 | 1,150 | 0,00 |
| 32 | 1,060 | 1,057 | 0,28 |
| 36 | 0,990 | 0,979 | 1,11 |
| 40 | 0,925 | 0,912 | 1,41 |
| 44 | 0,865 | 0,854 | 1,27 |
| 48 | 0,820 | 0,804 | 1,95 |
| 52 | 0,775 | 0,759 | 2,06 |
| 56 | 0,735 | 0,719 | 2,18 |
| 60 | 0,700 | 0,684 | 2,29 |
| 64 | 0,665 | 0,651 | 2,11 |
| 68 | 0,635 | 0,622 | 2,05 |
| 72 | 0,610 | 0,596 | 2,30 |
| 76 | 0,585 | 0,571 | 2,39 |
| 80 | 0,560 | 0,549 | 1,96 |
| 84 | 0,540 | 0,528 | 2,22 |
| 88 | 0,520 | 0,509 | 2,12 |

Figura 6.6: Obtenção da frequência de ressonância do ressoador para $L = 12\text{mm}$.

6.2.3.2 Considerações sobre a Análise de Redes Periódicas

A análise de redes periódicas e o método de projeto através da equação da rede (5.21) ofereceu bons resultados no projeto do duplexador UMTS, como pôde ser visto nas curvas da resposta em frequência do dispositivo.

Essa técnica pode subsidiar o projeto do dispositivo, possibilitando a determinação de alguns dos parâmetros importantes no dimensionamento (ver Fig. 6.4) antes de procedermos à simulação do dispositivo em computador.

Vamos usar a equação (6.1) para determinar o comprimento L e a altura H do ressoador, e a frequência central de operação da banda desejada. A faixa de *downlink* do padrão UMTS vai de 2110 a 2170MHz. O filtro da porta 1 para a porta 3 deve operar no meio dessa faixa. Fazemos então $f_0 = 2140$ MHz. O filtro da porta 1 para a porta 2 deve operar na faixa de *uplink*, de 1920 a 1980MHz. Fazemos, portanto, $f_0 = 1950$ MHz.

A Fig. 6.7 mostra o fluxograma da metodologia de projeto do duplexador. Pode-se usar esse fluxograma como orientação no projeto do ressoador.

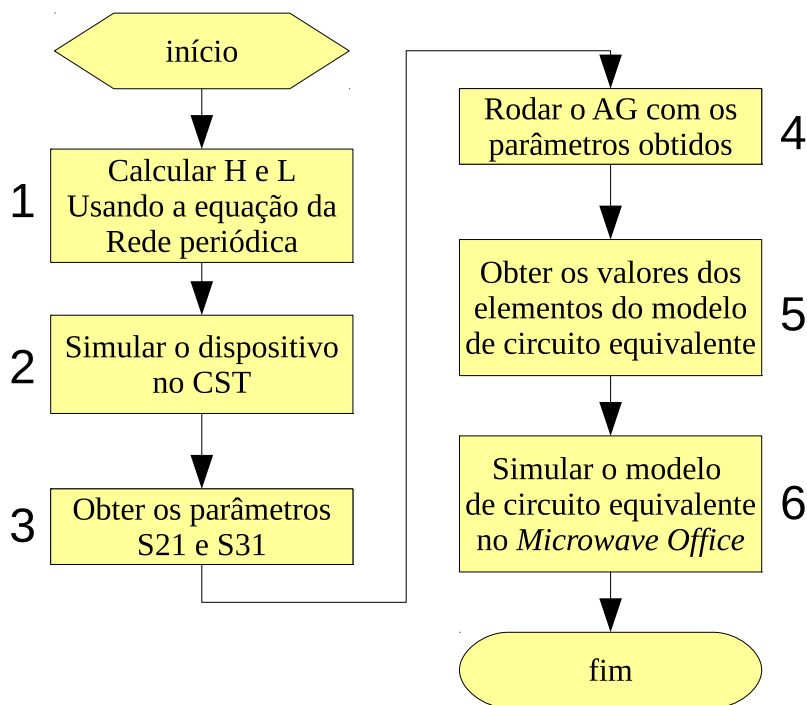


Figura 6.7: Fluxograma do processo.

O bloco 1 do fluxograma indica que se deve usar a equação da rede periódica 6.1 para calcular a altura H e o comprimento L do ressoador, para que este opere na frequência de ressonância desejada. Após determinarmos H e L , passamos para

o bloco 2 do fluxograma.

O bloco 2 indica que se deve simular a geometria da Fig. 6.4 no software de simulação eletromagnética CST. Já no bloco 3, é indicado que devemos tomar os dados obtidos da simulação eletromagnética para os parâmetros S_{21} e S_{31} .

O bloco 4 indica que devemos usar os dados dos parâmetros S_{21} e S_{31} , obtidos da simulação no CST, para executar o código do algoritmo genético. O bloco 5 indica que devemos usar o resultado do AG com os valores dos elementos do modelo de circuito equivalente da Fig. 6.2, o qual foi modelado com o próprio AG.

O bloco 6 indica que, após executarmos o AG e obtermos os valores dos elementos, devemos simular o circuito no *Microwave Office*. Ao final, comparamos a resposta do modelo de circuito com a resposta da simulação (bloco 2).

Repetindo esse processo para diferentes valores de H , L e G , pode-se levantar a curva dos elementos do modelo de circuito (C_1 , L_1 , etc.) em função de H , L e G .

Na próxima seção, apresentamos os resultados para o modelamento através de algoritmos genéticos e do modelo de circuito equivalente. Apresentamos ainda as curvas referentes às capacitâncias de *gap* C_5 e C_{10} , e às constantes de acoplamento K_1 e K_2 do circuito da Fig. 6.2.

6.2.4 Resultados do AG para o Modelo de Circuito

6.2.4.1 Procedimentos de Análise

O objetivo do método com os algoritmos genéticos é obter os valores dos elementos do modelo de circuito, apresentado na Fig. 5.14, que aproxime a sua resposta em frequência da resposta do dispositivo físico.

O primeiro passo é simular a resposta do filtro baseado nos ressoadores do tipo-H (ver Fig 5.10). Dados H , L e G , obtemos a resposta em frequência do filtro usando o CST e depois executamos o código dos AG's para encontrar os elementos do circuito equivalente. O código do algoritmo genético foi todo desenvolvido em C++. Após a execução do programa, o AG retorna o vetor $\{\mathbf{x}\}$, definido na Seção 5.2.5.2, com os valores dos elementos do circuito equivalente.

6.2.4.2 Projeto do Duplexador com Algoritmos Genéticos

Na Fig. 6.8, são apresentadas as respostas do dispositivo físico, obtidas com o CST, e as respostas do modelo de circuito, obtidas com o *Microwave Office*, após a obtenção dos valores dos elementos do modelo de circuito pela execução dos algoritmos genéticos.

Percebe-se, do gráfico da Fig. 6.8, estão em concordância. Isso significa que o dimensionamento do circuito, através de AG, é eficiente. Dessa forma, podemos usar o modelo de circuito para dimensionar a estrutura de microfita, construindo curvas dos valores das capacitâncias e indutâncias, L_i e C_i , em função das dimensões G , H e L .

O duplexador da Fig. 6.4 foi simulado com as dimensões da Tabela 6.3. As respostas são apresentadas na Fig. 6.8

Tabela 6.3: Dimensões dos ressoadores para as faixas de *uplink* e *downlink*.

| | H | L | G |
|-----------------|---------|---------|--------|
| <i>downlink</i> | 12,6 mm | 11,1 mm | 1,2 mm |
| <i>uplink</i> | 14,8 mm | 11,1 mm | 1,3 mm |

Na Tabela 6.4, são apresentados os valores dos elementos do modelo de circuito para o duplexador mostrado na Fig. 6.2.

O modelo de circuito equivalente do duplexador reproduz bem a resposta do dispositivo. As curvas da simulação e circuito estão sobrepostas em quase toda a faixa de avaliação. Pode-se então dimensionar os parâmetros físicos do duplexador

Tabela 6.4: Valores dos elementos para o modelo de circuito do duplexador proposto, mostrado na Fig. 6.2.

| | $C1$ | $L1$ | $C2$ | $L2$ | $C3$ | $L3$ | $C4$ | $L4$ | $C5$ | K |
|-----------------|------|------|-------|-------|-------|-------|------|------|-------|-------|
| <i>downlink</i> | 1,61 | 0,51 | 23,07 | 0,264 | 23,07 | 0,264 | 1,61 | 0,51 | 1,21 | 0,084 |
| | $C6$ | $L6$ | $C7$ | $L7$ | $C8$ | $L8$ | $C9$ | $L9$ | $C10$ | K |
| <i>uplink</i> | 1,47 | 0,16 | 20,00 | 0,259 | 20,00 | 0,259 | 1,47 | 0,16 | 0,73 | 0,064 |

Capacitâncias em pF e indutâncias em nH.

em função dos elementos do modelo de circuito discreto, L_i , C_i e K .

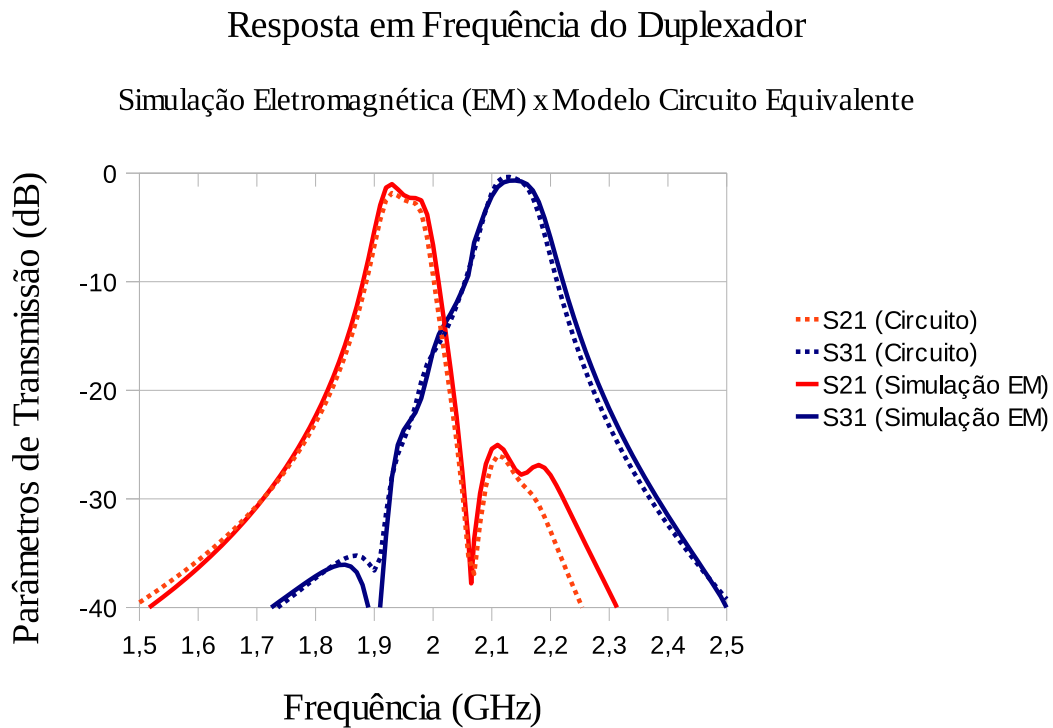


Figura 6.8: Resposta dos filtros para *uplink* e *downlink*.

Na Fig. 6.9, é mostrado o duplexador e as dimensões usadas para fabricação do dispositivo.

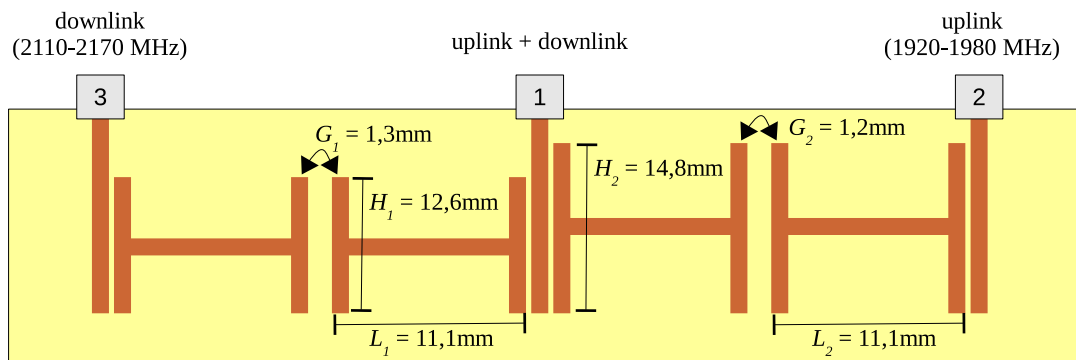


Figura 6.9: Duplexador e as dimensões usadas para simulação do dispositivo e modelamento do circuito discreto.

Como a simulação do dispositivo em software de simulação EM de onda completa (*fullwave simulation*), demanda bastante tempo para ser executada, pode-se utilizar o modelo de circuito para obter as respostas com os parâmetros S do duplexador. Qualquer alteração na geometria do circuito da Fig. 6.9, exigiria nova simulação no software EM que, dependendo da estrutura e da resolução exigida, pode levar horas para ser concluída. Já a simulação do modelo de circuito no *Microwave Office* leva muito menos tempo: de alguns segundos a dezenas de segundos, no máximo. Isso permite maior flexibilidade no projeto. Na Fig. 6.10, apresenta-se o comportamento das capacitâncias entre os ressoadores, C_5 e C_{10} , em função da altura H do *stubs* do ressoador tipo-H [5]. A curva foi obtida fixando-se o *gap* em 1,2mm e variando a altura de 8 a 48mm. Isso foi feito considerando apenas um dos filtros.

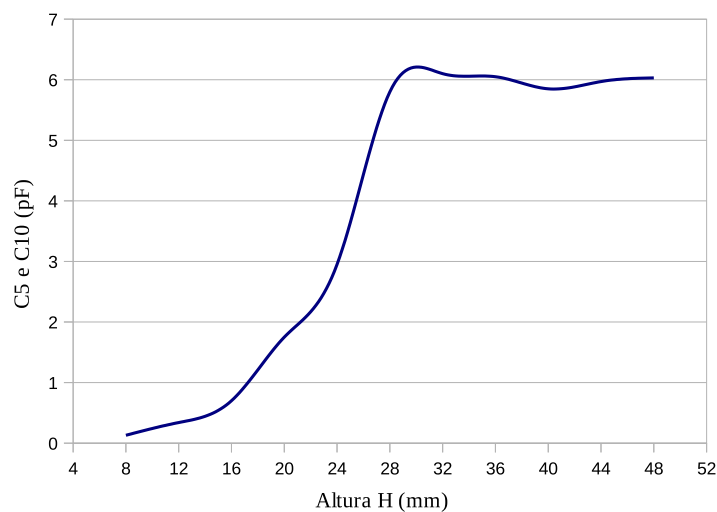


Figura 6.10: Capacitâncias de *gap* em função da altura H . O *gap* foi fixado em 1,2mm.

Na Fig. 6.11, temos a constante de acoplamento K entre os ressoadores como uma função da altura H dos *stubs*. O *gap* foi fixado em 1,2mm.

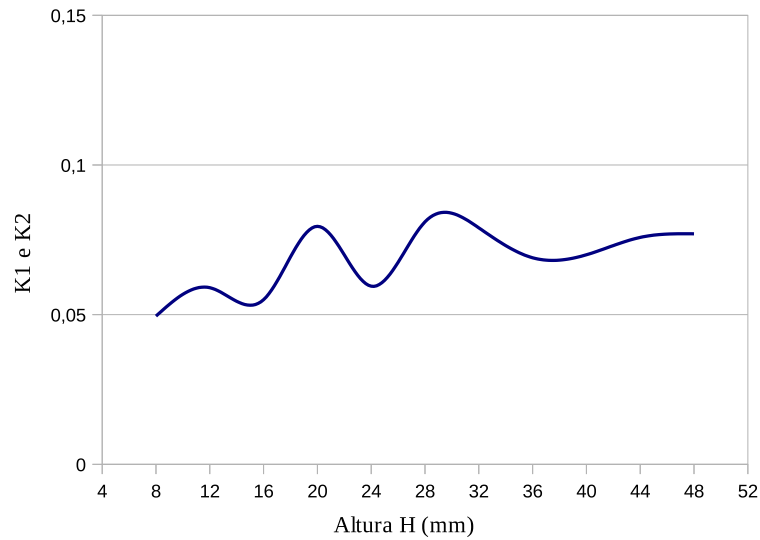


Figura 6.11: Constante de acoplamento K em função da altura H . O *gap* foi fixado em 1,2mm.

Na Fig. 6.12, apresenta-se o comportamento das capacitâncias entre os ressoadores C_5 e C_{10} em função do *gap* G . A altura H foi fixada em 20mm.

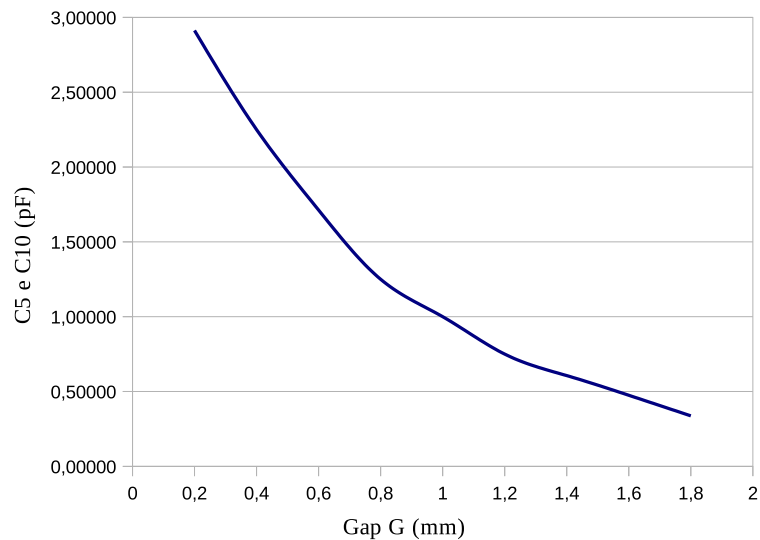


Figura 6.12: Capacitâncias de *gap* em função do *gap* G . A altura H foi fixada em 20mm.

Na Fig. 6.13, temos a constante de acoplamento K entre os ressoadores como uma função do *gap* G . A altura H foi fixada em 20mm.

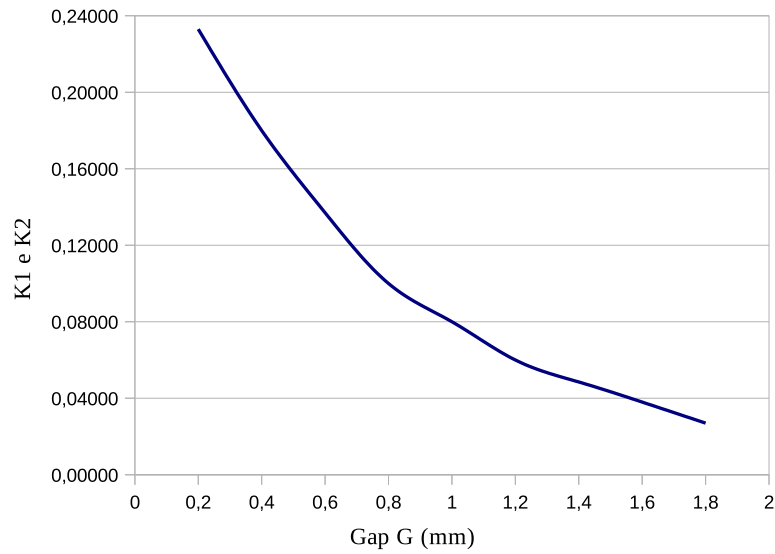


Figura 6.13: Constante de acoplamento K em função do gap G . A altura H foi fixada em 20mm.

As curvas apresentadas nas figuras 6.10 a 6.13 podem auxiliar no projeto do duplexador, uma vez que precisamos apenas simular o modelo de circuito equivalente e não o dispositivo, cuja geometria é mostrada na Fig. 6.9. Maiores detalhes sobre como as curvas foram obtidas podem ser encontradas em [5].

Na próxima seção, tratamos do processo de fabricação da placa de circuito impresso do duplexador. Em seguida apresentamos os resultados das medições do dispositivo. As respostas do modelo de circuito e os resultados experimentais são comparados.

6.2.5 Fabricação do Dispositivo

O duplexador foi confeccionado, usando a máquina de prototipagem de placas de circuito impresso (PCB Prototype Machine) modelo EP2006H do fabricante Everprecision TM, (ver Fig. 6.14). Essa máquina é um dos equipamentos integrantes do Laboratório de Micro-ondas do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE. Uma vez simulada a estrutura a ser fabricada, seu desenho deve ser convertido para um arquivo de formato DXF que, por sua vez, é lido pelo software da máquina. Com essa leitura, a placa sofre um processo de fresagem com ferramentas que variam de 0,5 a 1,5 mm de diâmetro, resultando no circuito impresso. Essa máquina possibilita a confecção de placas de circuito impresso cuja menor largura de trilha ou distância entre trilhas seja de até 0,2 mm. Para valores menores que este último, torna-se difícil a reprodução exata das dimensões do arquivo DXF. Além disso, por serem muito delicadas, as fresas se desgastam rapidamente e a qualidade do trabalho final tende a decair se o mesmo conjunto de fresas for usado constantemente.



Figura 6.14: Máquina para prototipação de placas de circuitos impressos utilizada na fabricação do duplexador.

Durante o processo fabricação, grande parte dos resíduos é retirada pelo aspirador de pó da própria máquina. Após a finalização do processo, deve-se limpar o restante dos resíduos da placa. Em seguida, é dado um banho homogêneo de

esmalte protetor contra oxidação. Então, os conectores do tipo SMA de 50 de impedância característica são soldados nas trilhas das linhas de transmissão das portas da seguinte forma: o pino central do conector é soldado na trilha central da linha e o corpo do conector é soldado no plano de terra. Para soldar o conector SMA, basta retirar o esmalte da trilha na região da solda com acetona ou álcool isopropílico.

O duplexador fabricado é mostrado na Fig. 6.15. As dimensões finais do dispositivo são de 24mm x 60mm.



Figura 6.15: Vista superior do duplexador fabricado.

6.2.6 Resultados experimentais

6.2.6.1 Equipamento de Medição

As medições foram realizadas utilizando o analisador de rede vetorial (Network Analyzer) modelo E5071B do fabricante Agilent Technologies, também disponível no Laboratório de Micro-ondas. Com esse equipamento é possível medir diretamente (numa faixa de 300 kHz a 8,5 GHz) o módulo do parâmetro de espalhamento S21. O analisador gera um sinal na porta de entrada do duplexador de 0 dBm de potência. Antes do processo de medição o equipamento foi devidamente calibrado.

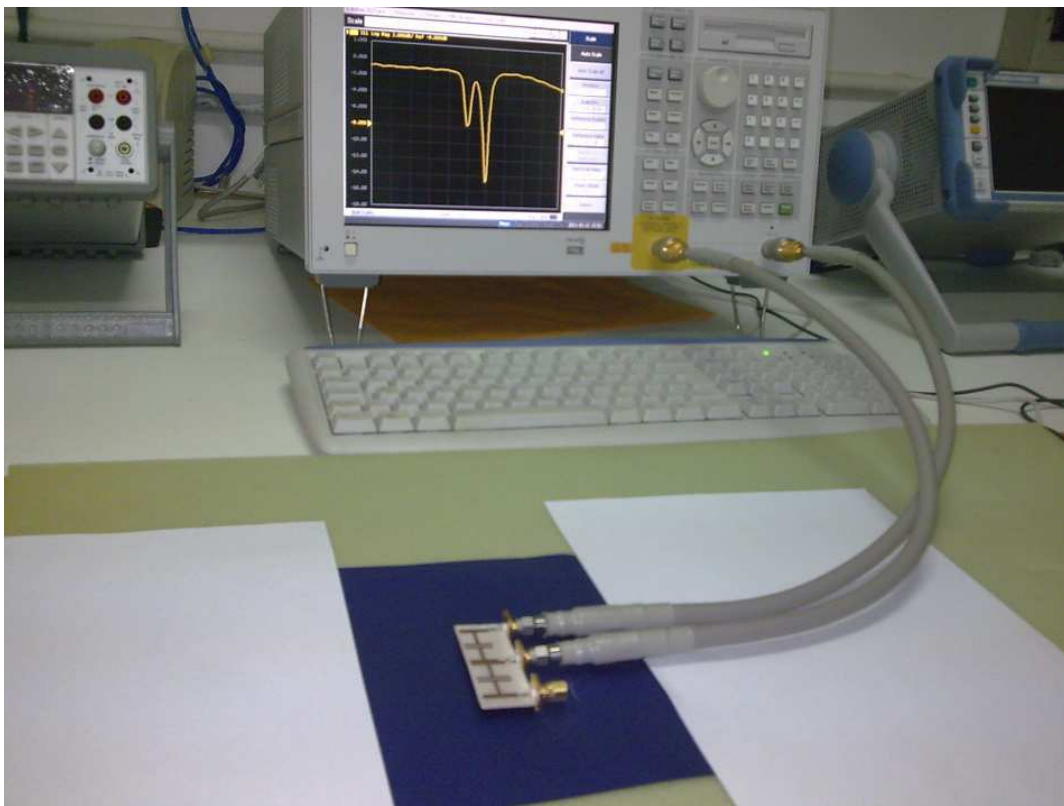


Figura 6.16: Analisador de redes vetorial conectado ao dispositivo.

No momento do experimento, conectamos as duas portas do analisador de redes às portas 1 e 2 do duplexador. Na porta 3, conectamos uma impedância de 50 ohms para casar a impedância da porta. A resposta apresentada na tela do analisador (ver Fig. 6.16) é a perda de retorno na porta 1.

Na seção seguinte, apresentamos os resultados experimentais do dispositivo, obtidos com esse analisador de redes.

6.2.6.2 Resultado das Medições

A Fig. 6.17 mostra o parâmetro de transmissão S_{21} (banda de *uplink*). A banda passante vai de 1920 a 1980MHz, estando de acordo com as especificações do padrão UMTS. O critério adotado para a frequência de corte foi a atenuação de 3dB fora da banda passante. A perda por inserção é de 3dB, aproximadamente. Os produtos comerciais possuem perda por inserção abaixo de 1,5dB (os que usam linhas coaxiais e guias de onda) e abaixo de 2dB (os que usam estruturas planares). Porém, comparando o resultado abaixo com o de outros artigos científicos em [10, 11], a perda por inserção do duplexador, mostrada na figura abaixo, pode ser considerada satisfatória.

São comparados a resposta do modelo de circuito e o resultado experimental. Percebe-se que o modelo de circuito reproduz bem a resposta real do duplexador.

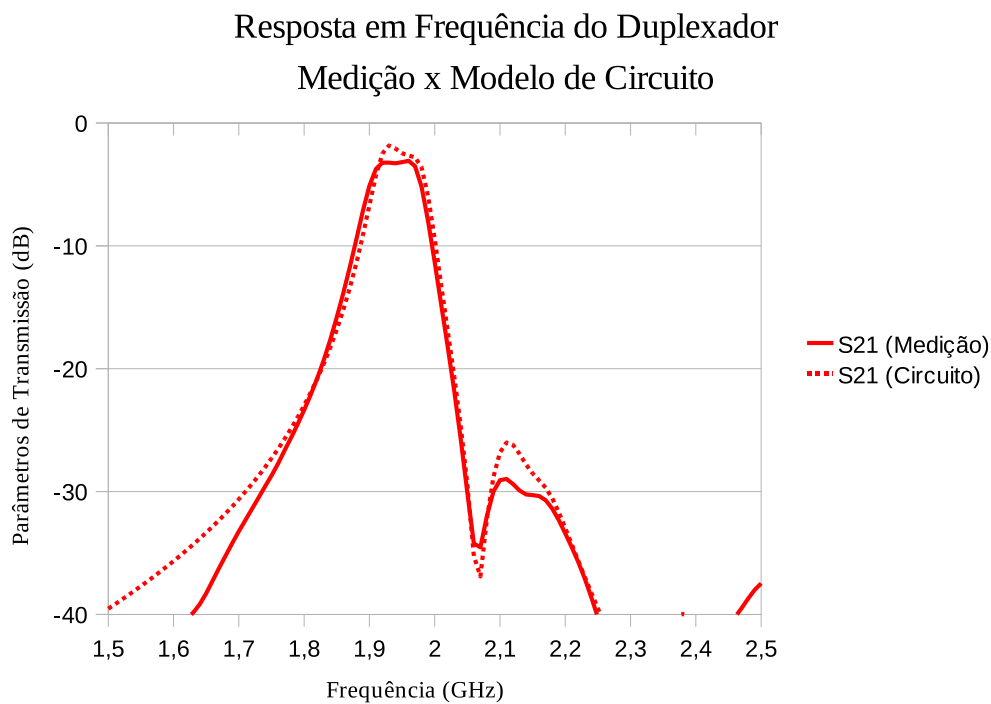


Figura 6.17: Parâmetros S_{21} (*uplink*) medido com analisador de redes e obtido com o modelo de circuito equivalente.

A perda por inserção do modelo de circuito equivalente é, ligeiramente, menor do que a perda medida. Porém, no restante da faixa de avaliação, a resposta do duplexador apresenta-se melhor, com transição mais acentuada na parte baixa da faixa.

A Fig. 6.18 mostra o parâmetro de transmissão S_{31} (banda de *downlink*). A

banda passante vai de 2110 a 2170MHz, estando de acordo com as especificações do padrão UMTS. O critério adotado para a frequência de corte foi a atenuação de 3dB fora da banda passante. A perda por inserção é de 2,5dB, aproximadamente. Os produtos comerciais possuem perda por inserção abaixo de 1,5dB (os que usam linhas coaxiais e guias de onda) e abaixo de 2dB (os que usam estruturas planares). Porém, comparando o resultado abaixo com o de outros artigos científicos em [10, 11], a perda por inserção do duplexador, mostrada na figura abaixo, pode ser considerada satisfatória.

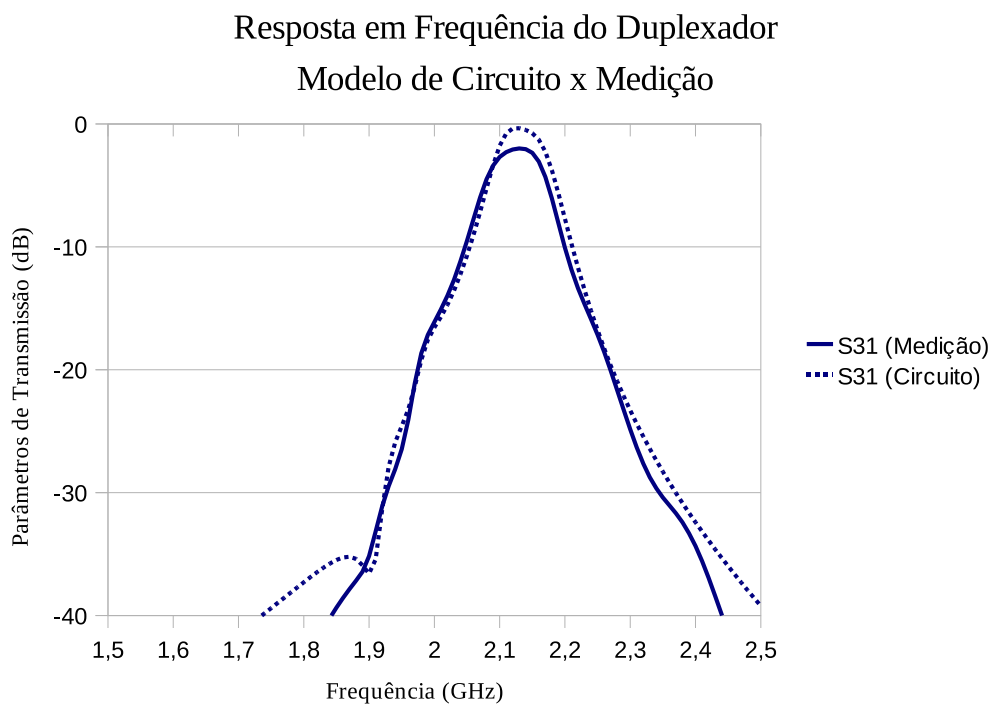


Figura 6.18: Parâmetros S_{31} (*downlink*) medido com analisador de redes e obtido com o modelo de circuito.

A perda por inserção do modelo de circuito é, ligeiramente, menor do que a perda medida. Porém, no restante da faixa de avaliação, a resposta do duplexador apresenta-se melhor, com transição mais acentuada na banda de rejeição.

A diferença entre a resposta do modelo de circuito e o resultado experimental, tanto na faixa de passagem quanto fora dela, sugere que alguns fatores de perda ôhmica não foram considerados no modelo de circuito. Isso sugere que elementos resistivos podem ser incluídos no modelo de circuito equivalente.

A Fig. 6.19 mostra o parâmetro de reflexão S_{11} do dispositivo, ou perda de retorno. O parâmetro de reflexão na banda de *uplink* (1920 a 1980MHz) é de -7dB.

Na banda de downlink (2110 a 2170MHz), a reflexão é de -14dB. Esse resultado é compatível com o de outros estudos científicos [10, 11].

Na Fig. 6.19, comparamos a perda de retorno do modelo de circuito e a perda de retorno medida.

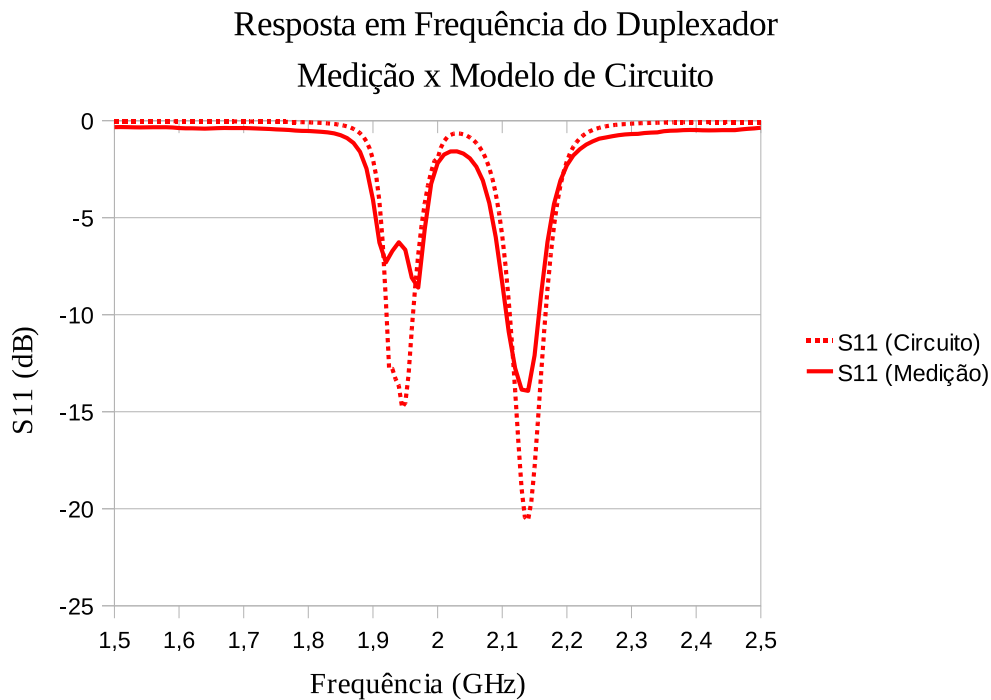


Figura 6.19: Parâmetro S_{11} (perda de retorno) medido com analisador de redes.

Percebe-se, da Fig. 6.19, certa discrepância entre os resultados obtidos da simulação e os experimentais. Após análise dos resultados e considerando também o modelamento do circuito equivalente, chegou-se à conclusão de que essa discrepância foi provocada por causa imperfeições na soldagem dos conectores SMA. Essas imperfeições nas soldagens podem ter gerado descasamento de impedância entre o conector e placa de circuito impresso. Isso, de fato, elevaria a perda de retorno medida do dispositivo. Deve-se, então, utilizar um método de soldagem mais apropriado, de forma a garantir o mínimo descasamento de impedância entre o conector e a linha de transmissão de alimentação dos filtros.

A Fig. 6.20 mostra o parâmetro de transmissão S_{32} do dispositivo, isto é, a isolamento entre portas de saída. A isolamento mínima entre as portas de saída é 23dB. Esse resultado pode ser comparado ao produtos comerciais (que usam estruturas planares). Comparamos a isolamento medida com a do modelo de circuito equivalente.

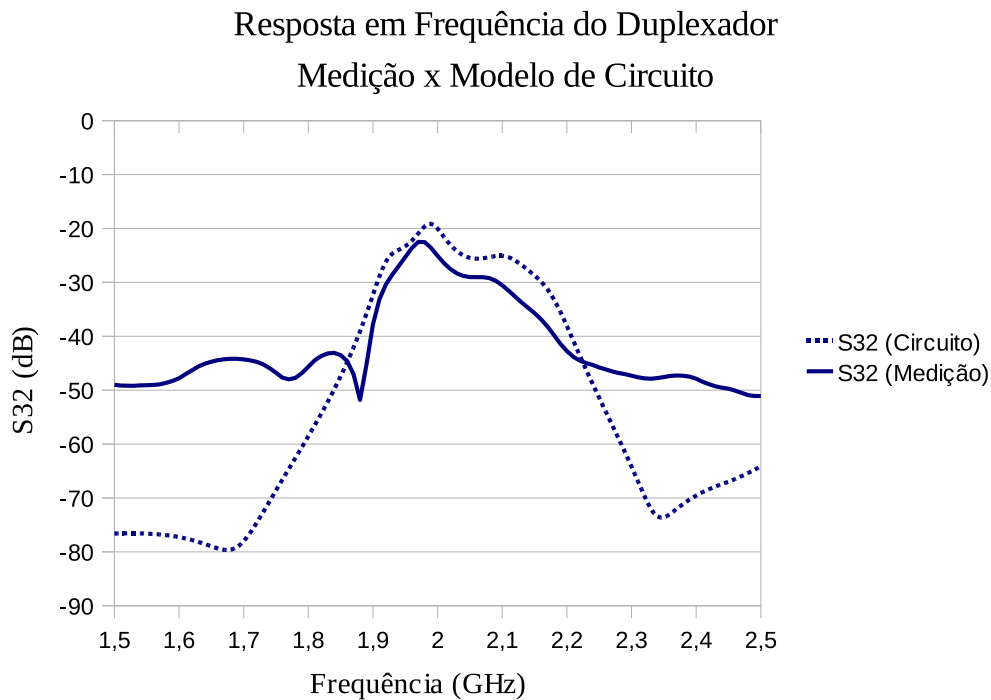


Figura 6.20: Parâmetro S_{32} (*isolamento entre as portas*) medido com analisador de redes e obtido com o modelo de circuito equivalente.

São observadas discrepâncias entre as respostas da medição e da simulação do modelo de circuito equivalente para frequências menores que 1,9GHz e maiores que 2,2GHz. Essa diferença não está relacionada à limitação do modelo de circuito ou perdas nos conectores. Essa discrepância está relacionada com o nível de ruído que o analisador de redes consegue discriminar. O analisador de redes foi ajustado para um *off-set* (discriminação) de -50dBm. Níveis de potência de sinal abaixo desse limiar não conseguem ser diferenciados de ruído. Por isso, percebemos a diferença entre as duas curvas.

6.3 Conclusões

Neste trabalho, foi apresentado o projeto de duplexador de microfita para UMTS, que usa ressoadores do tipo-H. Foram apresentados também os métodos para projeto do duplexador. Esses métodos permitem ao projetista obter maior controle no dimensionamento da estrutura eletromagnética, reduzindo o tempo de projeto gasto em sucessivas tentativas, na etapa de simulação do dispositivo em computador.

Os resultados experimentais mostram que a perda por inserção do dispositivo é inferior a 3dB, na banda de *uplink*, e inferior 2,5dB, na banda *downlink*. Esses resultados podem ser comparados aos de dispositivos comerciais (dentre aqueles que usam estruturas planares de microfita) e aos de estudo científicos recentes sobre duplexadores de micro-ondas. A isolação entre as portas de saída é superior a 23dB, o que também é considerado satisfatório em comparação aos dispositivos comerciais.

O ressoador tipo-H, escolhido na implementação do duplexador, permitiu reduzir as dimensões do dispositivo final. Isso torna possível a fabricação de duplexadores que possam se integrar a pequenos circuitos eletrônicos. O dispositivo fabricado tem dimensões de 24mm x 60mm.

Outro ponto importante desse desenvolvimento é que o modelamento do dispositivo através de análise de redes periódicas apresentou resultados que estão também de acordo com os resultados de simulação e experimentais. O equacionamento do ressoador através de estruturas periódicas foi adotado como ponto de partida para o projeto do duplexador e seu desenvolvimento pode ser aplicado no projeto de outros dispositivos, como interferômetros, linhas de atraso, etc. .

A topologia do ressoador utilizada na implementação do duplexador, o ressoador tipo-H, uma topologia já existente, mas ainda não foi utilizada até então para esse tipo de aplicação (duplexadores para UMTS). Essa topologia proveu flexibilidade no projeto do dispositivo, permitindo a sintonia dos filtros com base em poucos parâmetros, tornando o desenvolvimento menos complexo.

A metodologia de projeto, abordada neste trabalho, mostrou-se eficiente com relação ao dimensionamento do dispositivo. O modelo de circuito apresentou resultados em concordância com os resultados experimentais, com um erro médio de 1,5%. A análise e projeto do duplexador, baseada em circuitos de elementos concentrados, mostrou ser boa alternativa de projeto, se comparada com o projeto auxiliado por softwares de simulação eletromagnética, pois demanda menos recursos do computador e menos tempo de simulação. Além disso, pode ainda ser aplicada ao projeto de filtros de micro-ondas que empregam outras topologias. Dessa forma, o projeto de dispositivos de micro-ondas usando a análise de redes periódicas e o

modelamento circuitos através de algoritmos genéticos se destaca como boa opção, uma ferramenta que pode ser utilizada de forma bem flexível.

6.4 Trabalhos Futuros

Com a intenção de manter a continuidade na pesquisa, sugerimos os passos como trabalhos futuros:

- Integração de filtros passivos de micro-ondas com dispositivos ativos para desenvolvimento de filtros ativos de micro-ondas de baixo custo e alto desempenho;
- Integração de duplexadores com antenas planares para implementação de repetidoras passivas para sistemas comunicações móveis indoor.
- Realizar projeto de um duplexador a partir do modelo de circuito do equivalente.

Lista de Artigos Publicados

1. H. A. Cabral, S. T. G. Bezerra, and M. T. de Melo, “A Novel Duplexer for UMTS Applications Based on a Cross-Coupled Filter”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.52, No.12, pp. 2792-2795, Dec 2010.
2. H. A. Cabral, S. T. G. Bezerra, and M. T. de Melo, “A Diplexer for UMTS Applications”, *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2009
3. S. T. G. Bezerra and M. T. de Melo, “Microstrip Diplexer for GSM and UMTS Integration Using Ended Stub Resonators”, *Proceedings of the IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference 2007*, pp. 954-958, 2007.

Bibliografia

- [1] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, *John Wiley & Sons, Inc.*, 2001.
- [2] S. H. Talisa, M. A. Robertson, B. J. Meler, and J. E. Sluz, “Dynamic Range Considerations for High-Temperature Superconducting Filter Applications to Receive Front-Ends”, *IEEE MTT-S, Digest*, pp. 997-1000, 1997.
- [3] K. C. Gupta, “Microstrip Lines and Slotlines”, *Artech House*, 1996.
- [4] David M. Pozar, “Microwave Engineering”, 2nd ed., *John Wiley & Sons*, 1998.
- [5] H. A. Cabral, S. T. G. Bezerra, and M. T. de Melo, “A Novel Duplexer for UMTS Applications Based on a Cross-Coupled Filter”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.52, No.12, pp. 2792-2795, Dec 2010.
- [6] H. A. Cabral, S. T. G. Bezerra, and M. T. de Melo, “A Diplexer for UMTS Applications”, *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2009
- [7] S. T. G. Bezerra and M. T. de Melo, “Microstrip Diplexer for GSM and UMTS Integration Using Ended Stub Resonators”, *Proceedings of the IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference 2007*, pp. 954-958, 2007.
- [8] G.L Matthaei, L.Young & E.M.T Jones, “Microwave Filters ,Impedance-Matching Networks & Coupling Structures”, *Artech House, Dedham*, 1980.
- [9] Wang, Chang, “Miniaturized Spurious Pass Band Suppression Microstrip Filter Using Meandered Parallel Coupled Lines”, *IEEE Trans. MTT*, pp. 747-753, Feb 2005.
- [10] Yo-Shen Lin and Chun Hsiung Chen, “Novel Balanced Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters”, *URSI EMTS*, pp. 567-569, 2004.

- [11] D. Swanson & W J R Hofer, "Microwave Circuit Modeling Using Electro-Magnetic Field Simulation", *Artech House*, 2003.
- [12] Guoyong Zhang, "Design and Performance of a Compact Forward-Coupled HTS Microstrip Filter for a GSM System", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, VOL.12, No.4, pp. 1897-1901, Dec 2002.
- [13] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik, and R. B. Greed, "8-pole Superconducting Quasi-Elliptic Function Filter for Mobile Communications application", *IEEE MTT-S, Digest*, pp. 367370, 1998.
- [14] Stephen A. Maas, "The RF and Microwave Circuit Design Cookbook", *Artech House*, 1998.
- [15] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, *MTT-44*, pp. 2099-2109, Nov 1996.
- [16] D. Zhang, G.-C. Liang, C. F. Shih, Z. H. Lu, and M. E. Johansson, "A 19-Pole Cellular Bandpass Filter Using 75mm Diameter High-Temperature Superconducting Film", *IEEE Microwave and Guided-Wave Letters*, Vol.5, No.11, pp. 405407, 1995.
- [17] D. Swanson, "Using a Microstrip Bandpass Filter to Compare Different Circuit Analysis Techniques", *Int. J. MIMICAE*, Vol.5, No.1, pp. 4-12, 1995.
- [18] D. Swanson, R. Forse, and B. Nilsson, "A 10 GHz Thin Film Lumped Element High Temperature Superconductor Filter", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, pp. 1191-1193, 1992.
- [19] Brian C. Wadell, "Transmission Line Design Handbook", *Artech House*, 1991.
- [20] D. Swanson, "Thin-Film Lumped-Element Microwave Filters", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, pp. 671-674, 1989.
- [21] Jen-Tsai Kuo, Erik Shih, and Wei-Cheng Lee, "Design of Bandpass Filter with Parallel Three-Line Coupled Microstrip", *IEEE APMC*, pp. 157-160, 2001.
- [22] 15) Ilgu Yun and Gary S. May, "Passive Circuit Model Parameter Extraction Using Genetic Algorithms", *IEEE Electronic Components and Technology Conference*, pp. 1021-1024, 1999.

- [23] Pingjuan L. Werner, Raj Mittra, Life Fellow, and Douglas H. Werner, “Extraction of SPICE-Type Equivalent Circuits of Microwave Components and Discontinuities Using The Genetic Algorithm Optimization Technique”, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Vol.23, No.1, pp. 55-61, February 2000.
- [24] P. L. Werner, R. Mittra, and D. H. Werner, “Extraction of Equivalent Circuits for Microstrip Components and Discontinuities Using the Genetic Algorithm”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol.8, No.10, pp. 333-335, October 1998
- [25] Daniel S. Weile and Eric Michielssen, “Genetic Algorithm Optimization Applied to Electromagnetics: A Review”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.45, No.3, pp. 343-353, March 1997.
- [26] Stefano Selleri, “Genetic Algorithms for the Automatic Synthesis of Equivalent Lumped-Element Circuits”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.29, No.5, pp. 356-359, June 2001.
- [27] Márcia A. G. Ruggiero, Vera L. da Rocha Lopes, “Cálculo Numérico - Aspectos Teóricos e Computacionais”, 2a. ed., *São Paulo: Editora Makron Books*, 1996.
- [28] Holland, J. H., “Adaptation in Natural and Artificial Systems”, *University of Michigan Press*, Ann Arbor, 1975.
- [29] Hüe, X, “Genetic algorithms for optimisation - background and applications. Technology Watch Report Version 1.0”, *Edinburg Parallel Computing Centre The University of Edinburgh*, February 1997.
- [30] J. Xiao, S. Ma, and Y. Li, “A novel H-shaped microstrip resonator and its design to filter using defected ground structure”, *Conference on High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis*, pp. 1-4, 2005.
- [31] J.S. Kim, Y.J. Kim, W.G. Moon, and S.G. Byeon, “A Novel Suspended Substrate Bandpass Filter Using H-Shaped Resonator”, *Asian-Pacific Microwave Conference*, pp. 1181-1184, 2006.
- [32] ARLON MICROWAVE MATERIALS, *AD1000 PTFE / Woven Fiberglass / Ceramic Filled Laminate For Microwave Printed Circuit Boards*, disponível em: <http://www.arlon-med.com/ad1000.pdf>. Acesso em: 04 de abril de 2009.

- [33] SCILAB - The Free Software for Numerical Computation, *Scilab Tutorial*, disponível em: <http://www.scilab.org/content/download/1754/19024/file/introscilab.pdf>. Acesso em: 06 de junho de 2009.
- [34] AWR - Microwave Office - RF and Microwave Design Software for MMICs, RF PCBs and Modules, *General Support Information*, disponível em: <http://web.awrcorp.com/Usa/Support/General-Info/>. Acesso em: 03 de março de 2009.
- [35] CST Computer Simulation Technology, *CST Microwave Studio*, disponível em: <https://www.cst.com/>. Acesso em: 09 de setembro de 2009.

Anexo I - Artigos Publicados

A NOVEL DUPLEXER FOR UMTS APPLICATIONS BASED ON A CROSS-COUPLED FILTER

H. A. Cabral, S. T. G. Bezerra, and M. T. de Melo

Departamento de Eletrônica e Sistemas, Universidade Federal de Pernambuco, Av. Acadêmico Hélio Ramos, S/N, 50.740-530 Recife, Brazil; Corresponding author: hcabral00@gmail.com

Received 12 March 2010

ABSTRACT: A novel duplexer design based on cross-coupled resonators is presented which has the advantages of small size and reasonably sharp cutoff frequency. A duplexer for the UMTS upload and download bands is fabricated and the measured response is shown to be in close agreement to full-wave simulations. The fractional bandwidth for both bands is about 3%. The duplexer has an insertion loss of less than 1 dB and provides more than 20 dB of isolation. Lumped-element models for both the resonator and duplexer are derived and their responses are also shown to be very close to the simulated results, which make them potentially very useful since it can simplify the design of systems using the duplexer. © 2010 Wiley Periodicals, Inc. *Microwave Opt Technol Lett* 52:2792–2795, 2010; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI 10.1002/mop.25590

Key words: duplexer; microstrip filters; resonators; H-shaped resonator; lumped-element model

1. INTRODUCTION

The fast pace of advances in cellular technologies is forcing several mobile phone operators around the world to deploy new communication networks on top of existing ones. However, due to the large cost of building the necessary physical infrastructure for a new network, it is highly desirable to reuse any towers and antennas already built.

Duplexers are a type of microwave circuit element that can help to achieve this goal by allowing a reduction on the number of radio elements and transmission lines used in these networks, as well as the sharing of the radiating system. One technology used to fabricate duplexers is microstrip, which has the advantage of providing flexibility and devices miniaturization when compared with cavity-based designs while still delivering good performance [1].

Several works on cross-coupled bandpass filters have been reported in the literature [2–5]. In this letter, a novel duplexer design, based on a cross-coupled resonator [6], is presented that has the advantages of small size and reasonably sharp cutoff frequency. Since the duplexer uses microstrip technology, it is well-suited for integration in miniaturized circuits as those present in today's communication systems. To demonstrate the proposed design, a duplexer for the upload and download UMTS bands has been fabricated according to the design, and its response is shown to be in close agreement to full-wave simulations. Given its reduced size and low fabrication cost, it may be of interest to cellular systems providers. The duplexer is shown to have an insertion loss of less than 1.0 dB and to provide more than 20 dB of isolation between the output ports.

This article also derives lumped-element models for both the resonator and duplexer. Furthermore, their circuit model responses have been compared to full-wave simulations of the microstrip structures, showing very good agreement between both responses.

The article is organized as follows. Section 2 introduces the basic structure, the double-H resonator, used in the duplexer and

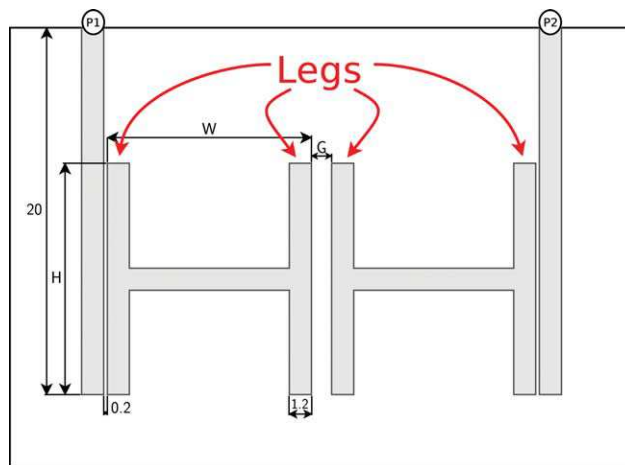


Figure 1 The double-H resonator (all dimensions are in millimeter; parameters' values given in Table 1). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

gives a lumped-element model for it. Section 3 presents the duplexer's design and its model, showing the good agreement between them. Next is Section 4, which details both the simulated and measured results obtained for the duplexer. Finally, Section 5 gives the conclusions.

2. THE DOUBLE-H RESONATOR

The double-H resonator (see Fig. 1), which the duplexer is based on, consists of a pair of H-shaped structures where a leg of one of them is in close proximity to a leg of the other. This type of arrangement is based on the serial gap-coupled half-wavelength resonator structure. This latter type of resonator has the drawbacks of a narrow bandwidth and a high insertion loss due to the weak field coupling across the gaps. Hence, to increase the coupling and minimize the insertion loss, the facing ends of the transmission line segments were extended into two other segments (the so-called “legs”) orthogonal to the existing ones, changing the original segments into H-shaped structures.

The H-shaped resonator has also been investigated in [7] in conjunction with the Defected Ground Structure (DGS) technique to eliminate some resonances at the stopband, and thereby

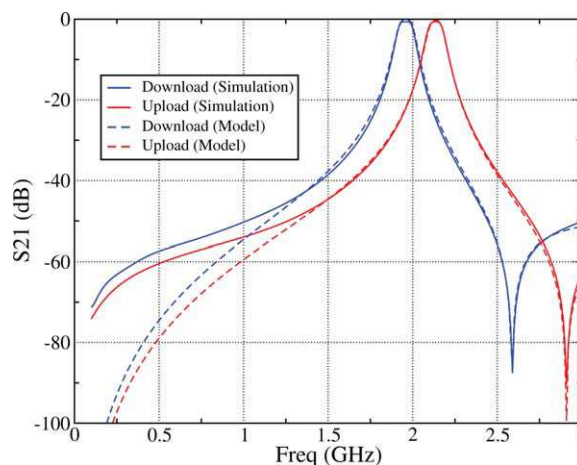


Figure 2 Double-H resonator's transmission response, from both full-wave simulation and discrete model, for the upload and download UMTS bands. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

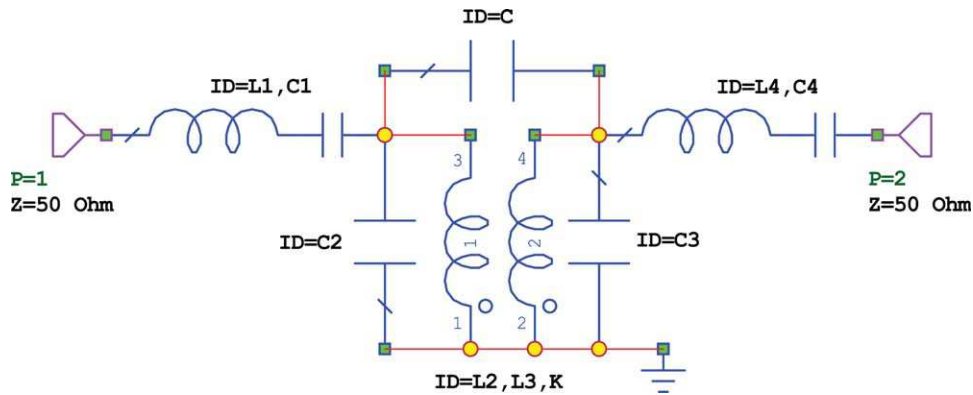


Figure 3 Lumped-element model for the double-H resonator. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

improving the overall filter performance. Also, [8] investigates a bandpass filter based on a similar structure, fed by a direct tapping at the middle, for striplines. The results show that this bandpass filter has a wide passband with low insertion loss.

This resonator has the typical response of a resonator with a double pair of complex poles (see Fig. 2). For this type of resonator, there are two resonances, one at each pole frequency. The separation between them can be changed by adjusting the gap G between both H-shaped structures since this controls the coupling between the structures. Furthermore, both poles can be jointly shifted in frequency by increasing or decreasing the structure's width W and, in a lesser degree, the structure's height H .

The resonator's response was also used to derive the lumped element model, shown in Figure 3. To account for the double pair of poles, two shunt LC resonators are included in the model, separated by a capacitor and connected to the input and output ports through two series LC circuits. The inductors are mutually coupled with a coupling coefficient of K . Both capacitance and coupling coefficient are responsible for a transmission zero which helps making the resonator response steeper at one side.

The shunt LC resonators model the double-H resonator behavior at resonance frequencies, and the capacitor between the two resonators account for the capacitance between the two H-shaped structures. The capacitor in the series RC elements represents the capacitance between the incoming/outgoing transmission line and the facing resonator leg.

To validate this model, two double-H resonators were designed for the UMTS download and upload bands, situated at 1920–1980 MHz and 2110–2170 MHz, respectively. The substrate was assumed to be the Arlon AD1000, which has a relative permittivity of $\epsilon_r = 10.2$, a thickness of $d = 1.27$ mm, and a loss tangent of 0.0023. Full-wave simulations were run using the CST Microwave Studio 2009 suite, and the resonators' dimensions H , W , and G were adjusted to make the passband match the download and upload bands. For the simulations the metal was considered to be lossless. The dimensions found are listed in Table 1 for both passbands. All transmission lines have width equal to 1.2 mm, which gives a characteristic impedance

TABLE 1 Resonator Dimensions for the UMTS Download and Upload Bands

| | G | W | H |
|---------------|--------|---------|---------|
| Download Band | 1.2 mm | 11.1 mm | 14.8 mm |
| Upload Band | 1.3 mm | 11.1 mm | 12.6 mm |

See Figure 1.

Z_0 around 50 Ω for the above substrate. The gap between the input/output transmission lines and the H-shaped structures is 0.2 mm.

Once the dimensions that gave the best results were found, the software Microwave Office was then used to find the discrete model's response and to manually tune the lumped elements' values to give the best approximation to the full-wave EM response. Table 2 gives the values found for both resonators, based on the model shown in Figure 3.

The end result can be seen in Figure 2, which plots, for both bands, the response of the lumped element model and the full-wave simulations. The agreement between the responses is quite good, especially at passband frequencies, which validates the proposed lumped element model.

3. THE DUPLEXER

The proposed duplexer, shown in Figure 4, is based on the double-H resonator. It consists of a feed line at Port 1 and two resonators tuned to the desired bands' central frequencies. The resonators' dimensions were chosen to be equal to those found in the previous section and listed in Table 1. Each resonator is connected through cross-coupling to a transmission line which is connected to an output port. As can be seen, the duplexer does not make use of a power divider of any sort, and the lack of metal contacts between the resonators ensures that there is no DC transmission from the input to the output.

TABLE 2 Element Values for the Double-H Resonator's Discrete Model

| | $C1$ | $L1$ | $C2$ | $L2$ | $C3$ | $L3$ | $C4$ | $L4$ | C | K |
|---------------|------|------|-------|-------|-------|-------|------|------|------|-------|
| Download Band | 1.61 | 0.51 | 23.07 | 0.264 | 23.07 | 0.264 | 1.61 | 0.51 | 1.21 | 0.084 |
| Upload Band | 1.47 | 0.16 | 20.00 | 0.259 | 20.00 | 0.259 | 1.47 | 0.16 | 0.73 | 0.064 |

Capacitances in pF and inductances in nH.

TABLE 3 Element Values for the Proposed Duplexer's Discrete Model Shown in Figure 5

| $C1$ | $L1$ | $C2$ | $L2$ | $C3$ | $L3$ | $C4$ | $L4$ | $C5$ | $K1$ |
|------|-------|-------|-------|-------|-------|------|-------|-------|-------|
| 1.72 | 0.001 | 19.8 | 0.3 | 20.1 | 0.3 | 1.72 | 0.001 | 1.35 | 0.095 |
| $C6$ | $L6$ | $C7$ | $L7$ | $C8$ | $L8$ | $C9$ | $L9$ | $C10$ | $K2$ |
| 1.26 | 2.2 | 24.96 | 0.208 | 24.96 | 0.208 | 1.26 | 2.2 | 0.97 | 0.067 |

Capacitances in pF and inductances in nH.

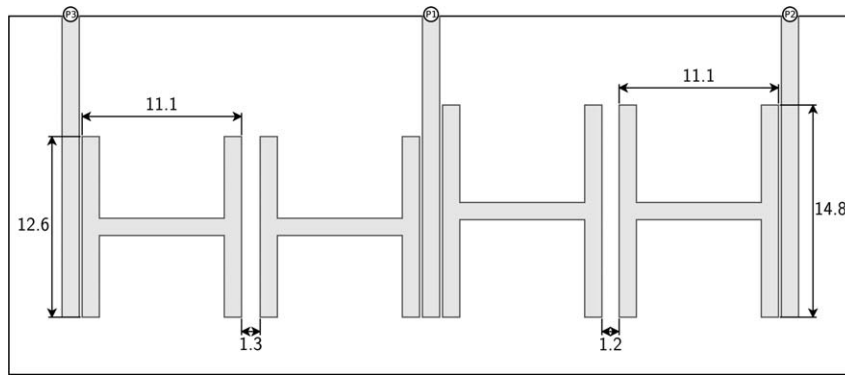


Figure 4 The proposed duplexer (all dimensions in millimeter)

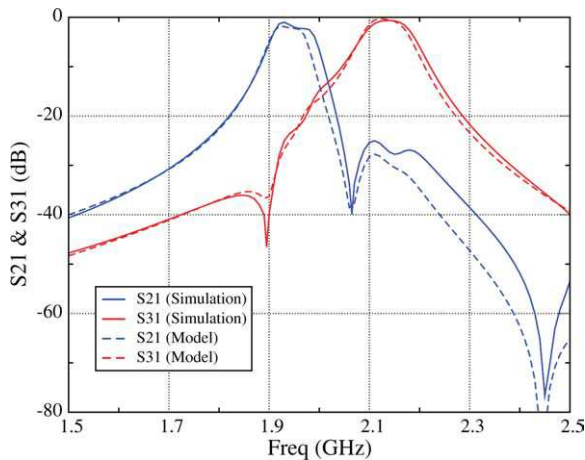


Figure 5 The duplexer's transmission response, from both full-wave simulations and discrete model, for Ports 2 and 3. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

Full-wave simulations were run for this duplexer with the CST software. The substrate used was the Arlon AD1000, the same laminate used for the resonators. The S_{21} response can be seen in Figure 5.

A lumped element model for the duplexer (see Fig. 6) was derived based on the H-shaped resonator's model, consisting of two instances of the resonator's model in parallel. The values of the lumped elements for the UMTS duplexer were found by manually adjusting them in Microwave Office to match the duplexer's simulated response, and are listed in Table 3.

Figure 5 compares the discrete model's S_{21} response to the full-wave simulations of the actual duplexer. As it has been found for the double-H resonator, both responses are in good agreement to each other, which verifies the validity of the discrete model.

4. RESULTS

A prototype for the duplexer from the previous section was fabricated (see Fig. 7) using the same substrate as used for the

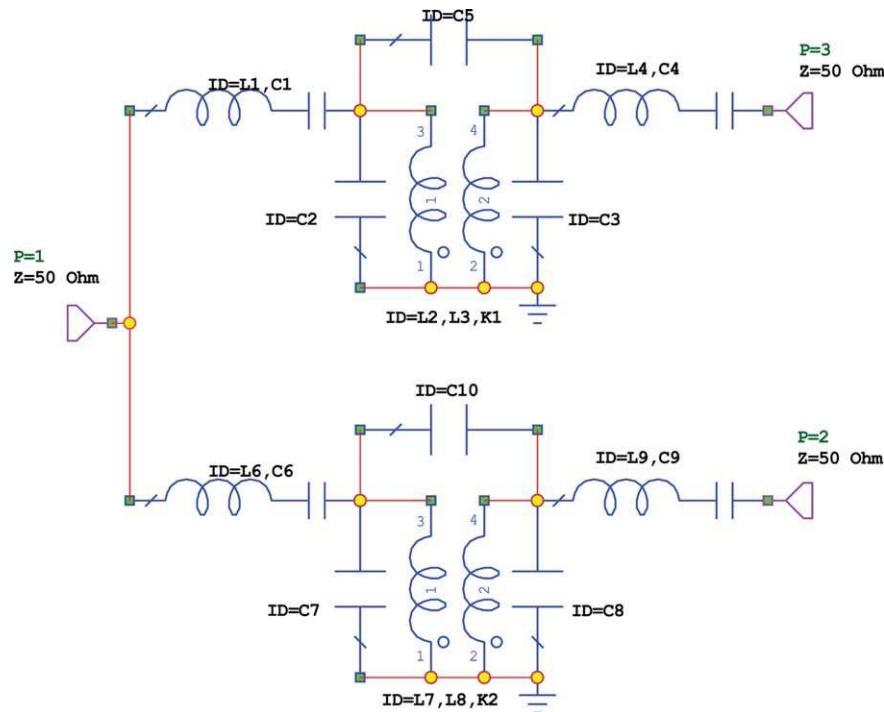


Figure 6 Lumped-element model for the proposed duplexer. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

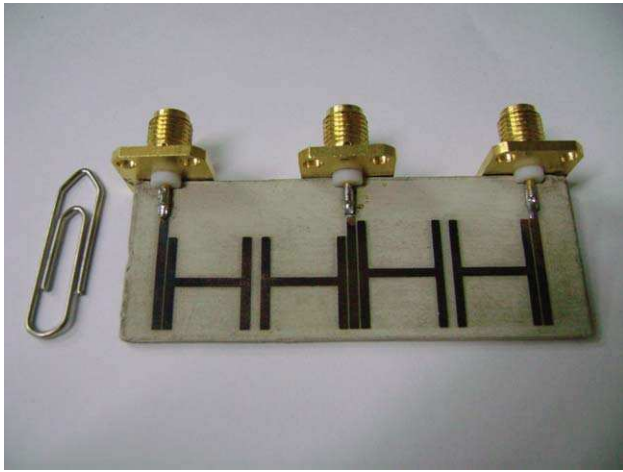


Figure 7 Top view of the fabricated duplexer. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

simulations, the Arlon AD1000 substrate. The fabricated prototype has size 24 mm × 60 mm. To verify the simulated results for both download and upload bands, the duplexer was analyzed from 1.5 to 2.5 GHz using an Agilent E5071B vector network analyzer.

Figure 8 shows the simulated and measured transmission responses (scattering parameters S_{21} and S_{31}) for both download and upload bands. As can be seen, there is a very good agreement between measurements and simulations. The measured insertion loss for both bands is around 3.5 dB for the download band and 2.5 dB for the upload band. The fractional bandwidth is about 3%.

With respect to the isolation between the output ports, Figure 9 shows that the measured S_{32} parameter is always better than -20 dB for the range 1.5–2.5 GHz, and is even less than -30 dB for the range corresponding to the upload band. The figure also shows the return loss to be below -20 dB at the passbands.

5. CONCLUSIONS

The results presented in this letter show that the double-H resonator, introduced in section 2, can be used to build a duplexer with a very small insertion loss and good isolation between the

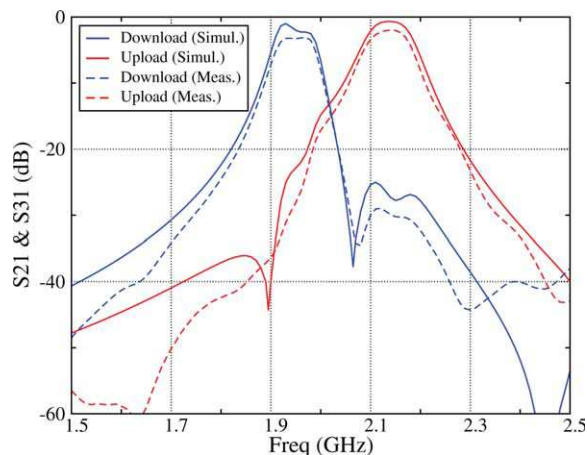


Figure 8 Measured and simulated transmission response of the proposed duplexer for Ports 2 (download band) and 3 (upload band). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

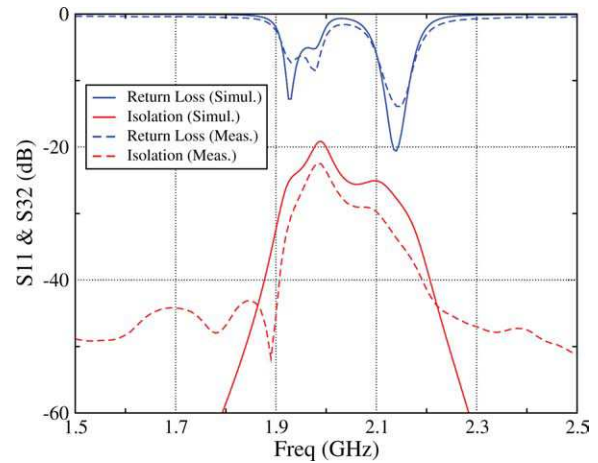


Figure 9 Measured and simulated isolation and return loss of the proposed duplexer. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

output ports. In the fabricated UMTS duplexer, for example, the measured insertion loss was found to be about 3 dB, while the isolation was in excess of 20 dB. This duplexer is also quite compact, which is an advantage in today's miniaturized systems.

This correspondence also presented a lumped-element model whose response closely follows the duplexer's response in a wide frequency range which includes the duplexer's passband. Therefore, this lumped-element model is potentially very useful since it can simplify the design of systems using the H-resonator duplexer while still giving a response close to the actual duplexer response.

ACKNOWLEDGMENT

This work was partially supported by FACEPE grant BFP-0022-3.04/08.

REFERENCES

1. J.S. Hong and M.J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*, Wiley, New York, NY, 2001.
2. P.N.S. Filho, S.T.G. Bezerra, and M.T. de Melo, Coupled microstrip combine filters, *Int J RF Microwave Computer-Aided Eng* 17 (2007), 110–114.
3. J.S. Hong and M.J. Lancaster, Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 44 (1996), 2099–2109.
4. J.S. Hong and M.J. Lancaster, Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 48 (2000), 1098–1107.
5. C.F. Chen, T.Y. Huang, and R.B. Wu, Compact microstrip cross-coupled bandpass filters using miniaturized stepped impedance resonators, *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2005.
6. S.T.G. Bezerra and M.T. de Melo, Microstrip duplexer for GSM and UMTS integration using ended stub resonators, *IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2007, pp. 954–958.
7. J. Xiao, S. Ma, and Y. Li, A novel H-shaped microstrip resonator and its design to filter using defected ground structure, *Conference on High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis*, 2005, pp. 1–4.
8. J.S. Kim, Y.J. Kim, W.G. Moon, and S.G. Byeon, A novel suspended substrate bandpass filter using H-shaped resonator, *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006, pp. 1181–1184.

A Diplexer for UMTS Applications

Hermano A. Cabral, Saulo T. G. Bezerra and M. T. de Melo
Departamento de Eletrônica e Sistemas
Universidade Federal de Pernambuco
Av. Acadêmico Hélio Ramos, S/N, 50.740-530
Recife - Brazil
marcos@ufpe.br

Abstract—We propose a compact microstrip diplexer which has good performance on the UMTS upload and download bands, as shown by simulation results. The diplexer is based on a two-pole resonator named H-type resonator, and makes strong use of cross-coupling to pass energy between ports. The fractional bandwidth for both bands is about 3%. The diplexer has an insertion loss of less than 1dB and provides more than 20dB of isolation. We have also derived a lumped element model for the diplexer, and we show that its response is in good agreement to the microstrip diplexer.

Index Terms—Microstrip diplexer, coplanar resonator

I. INTRODUCTION

Bandpass filters are essential building blocks in the design of communication systems. It can reduce the harmonic and spurious emissions for transmitters and improve interference rejection for receivers. For application in wireless communications, filters with compact size are extremely important to miniaturize the overall system volume. To this end, microstrip structures design provides flexibility, allows the reduction of device sizes and can have good performance[5].

Several works on cross-coupled bandpass filters were reported in the literature[4], [6], [2], [3]. In this article, an H-type resonator[1] has been modeled as a lumped circuit and used to build a diplexer for the upload and download bands of UMTS. Circuit model response has been compared to simulations results of microstrip structures and one can see that the circuit model is a good approach for H-resonator diplexer.

The paper is organized as follows. Section II presents the H-resonator and its lumped-element model, showing that the responses are in good agreement to each other. Next, Section III describes the diplexer itself and derives a lumped-element for it, again comparing both responses. Section IV then presents further simulation results for the diplexer, and Section V wraps up our conclusions.

II. THE H-TYPE RESONATOR

The H-resonator (see Figure 1), which the diplexer is based on, consists of a pair of H-structures with a leg of one of the structures in close proximity to a leg of the other structure. This type of structure was first proposed in [1] to overcome some of the deficiencies of the serial gap-coupled half-wavelength resonator structure.

A lumped element model which describes quite well the 2-pole resonator response is presented in Figure 2. The model consists of two shunt LC resonators with the inductors being

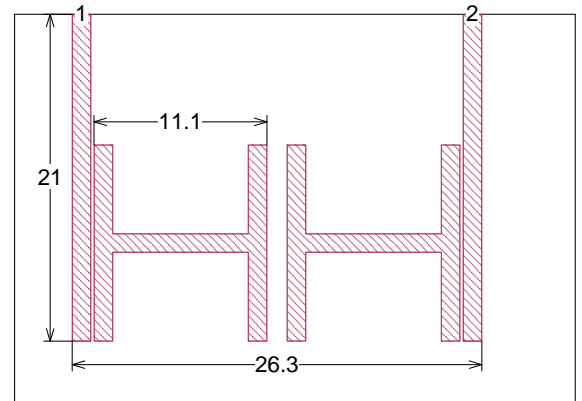


Fig. 1. The H-resonator

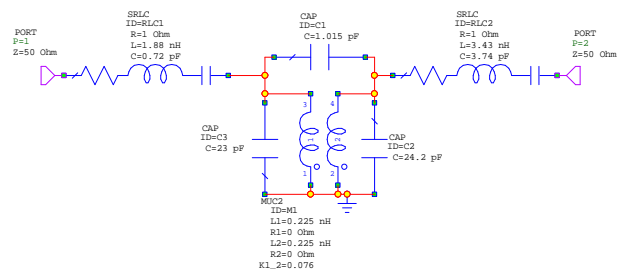


Fig. 2. A lumped element model to the H-resonator

mutually coupled with a coupling coefficient of K . A capacitor is placed between both inductors to account for the capacitance between the facing (central) legs of the two H-structures. Both capacitance and the coupling coefficient are responsible for a transmission zero which helps making the resonator response steeper at one side, resulting in a better selectivity.

Completing the lumped element model, the transmission line segments to the input and output ports are modeled as a series LC circuit, where C represents the capacitance between the transmission line and the resonator leg.

Figure 3 compares the response of the lumped element model to full-wave simulations of a filter constructed for the UMTS upload band. As can be seen, there is excellent agreement between both curves, especially at passband frequencies.

Comparison Between Model and Simulation

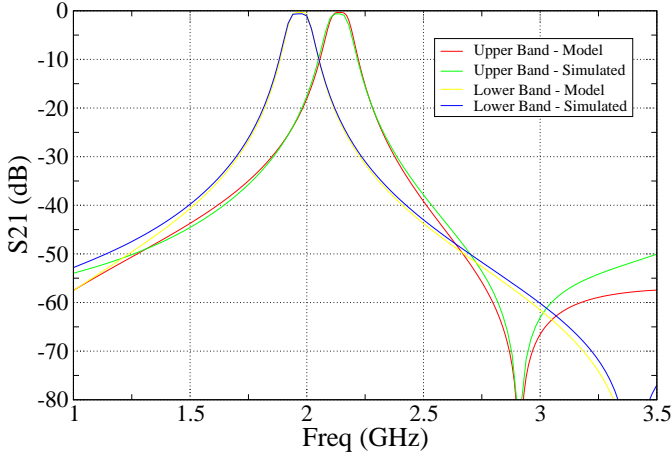


Fig. 3. Comparison between the simulated responses of the H-resonator and its lumped element model for both the upload and download UMTS bands.

Comparison Between Model and Simulation

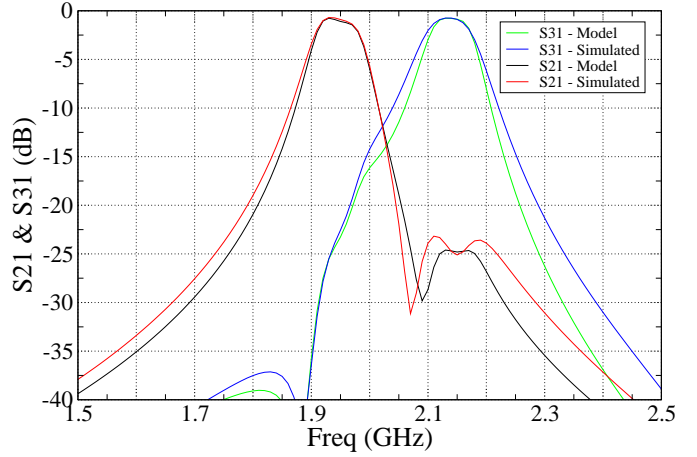


Fig. 6. Comparison between the simulated S_{21} and S_{31} responses of the proposed microstrip diplexer and its lumped element model.

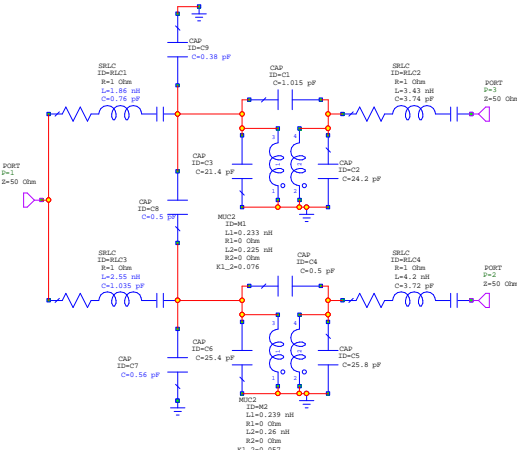


Fig. 5. A lumped element model for the proposed diplexer.

Insertion Loss

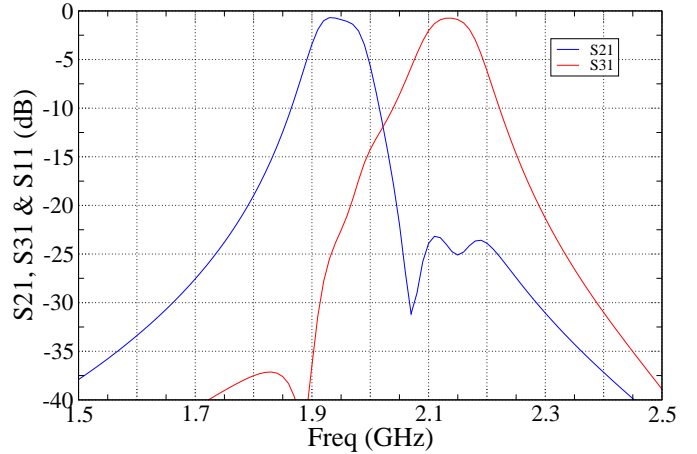


Fig. 7. The Diplexer's Insertion Loss from Full Wave Simulations

III. THE DIPLEXER

The proposed diplexer is shown in Figure 4. It consists of a feed line at port 1 and two H-resonators tuned to the desired bands' central frequencies. The resonators were designed to have a fractional bandwidth of about 3dB. They pass, through cross-coupling, the energy to two other transmission lines, each connected to an output port. As can be seen from the figure, the whole device is compact, measuring only 60mm by 24mm. The substrate used has a relative permittivity of $\epsilon_r = 10.2$, a thickness of $d = 1.27\text{mm}$, and a loss tangent of 0.0023. For the simulations we considered the metal to be lossless.

A lumped element model for the diplexer is presented in Figure 5. It basically consists of two versions of the H-resonator's discrete model in parallel, with capacitances added between the inputs of both diplexers, as well as between the inputs and ground. These account for the extra capacitance due

to both resonators sharing the same feeding line at opposite sides. The discrete model response is shown in Figure 6 alongside with the full-wave simulated response of the actual diplexer. As can be seen, there is good agreement between both responses, especially at passband.

IV. RESULTS

Full wave simulations of the diplexer have been done, showing its performance to be excellent. From Figure 7 we can see that at both passbands, the insertion loss is only about 1dB. The return loss, shown on Figure 8, is seen to be about -20dB. Finally, the isolation between ports 2 and 3 can be seen from Figure 9 to be below -20dB in the passband, falling quickly to below -60dB for frequencies away from the diplexer's upload and download bands.

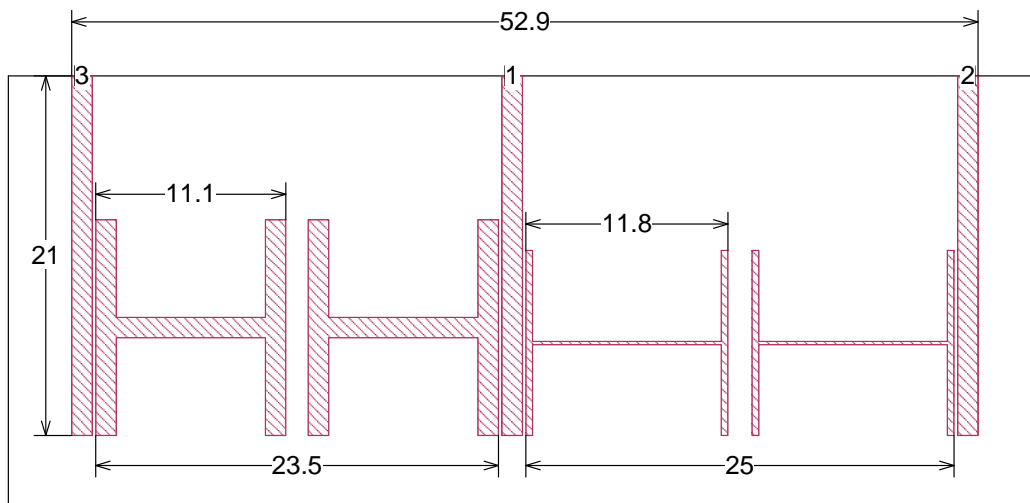


Fig. 4. The proposed diplexer.

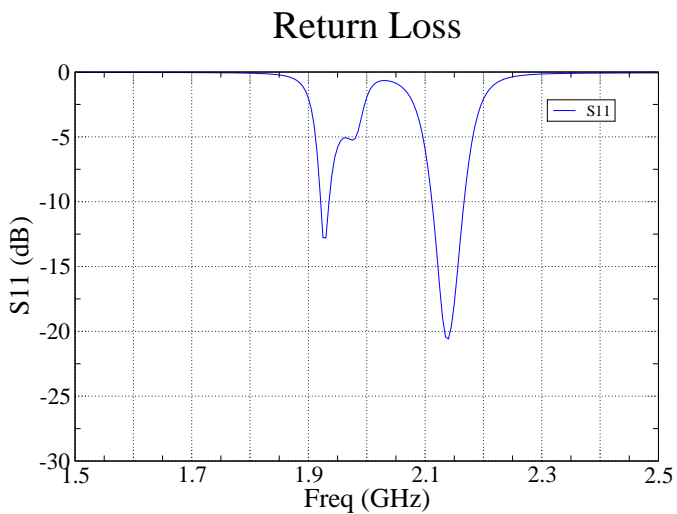


Fig. 8. The Diplexer's Return Loss from Full Wave Simulations

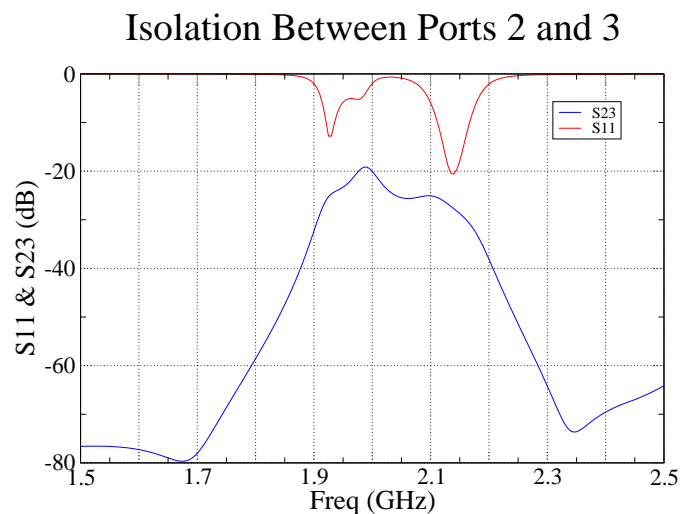


Fig. 9. The Diplexer's Isolation from Full Wave Simulations

V. CONCLUSIONS

The results in this paper show that the proposed diplexer, which is based on the H-type resonator and is introduced in Section III, can provide very small insertion loss and good isolation between the output ports while at the same time keeping the overall size small. Furthermore, the derived circuit model provides a very good estimate of the actual full-wave simulation response of this novel diplexer. This lumped-element model is potentially very useful since it can simplify the design of systems using the H-resonator diplexer.

REFERENCES

- [1] S.T.G. Bezerra and M. T. de Melo, "Microstrip Diplexer for GSM and UMTS Integration Using Ended Stub Resonators", Proceedings of the IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference 2007, p. 954-958, 2007.
- [2] P. N. S. Filho, S. T. G. Bezerra, and M. T. de Melo, "Coupled Microstrip Combine Filters". International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, v.17, p. 110-114, 2007.
- [3] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-44, pp. 2099-2109, Nov. 1996.
- [4] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies" IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, V48, no. 7, 2000.
- [5] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [6] C.F. Chen, T.Y. Huang, and R.B. Wu, "Compact microstrip cross-coupled bandpass filters using miniaturized stepped impedance resonators", Asia-Pacific Conference 2005 Proceedings, 2005.

Microstrip Diplexer for GSM and UMTS Integration Using Ended Stub Resonators

Bezerra, S.T.G. and M. T. de Melo

Departamento de Eletrônica e Sistemas, Universidade Federal de Pernambuco
50740-530, Recife, PE, Brazil

Phone: 55-081-21268995, e-mail: marcos@ufpe.br

Abstract – A novel microstrip diplexer design for UMTS and GSM ranges is presented. This device was implemented by using microstrip resonator with serial coupling. The modified gap structure allows to adjust the operating frequency of the filters and reduces the dimensions of the device as it will be presented. Simulation results of the diplexer are presented. Device has been simulated on Duroid RT6010 substrate of thickness 0.61 mm. A new diplexer can be used for sharing radiating system of both UMTS and GSM platforms.

Index Terms – Microstrip resonator, serial gap coupling, microstrip diplexer.

I. INTRODUCTION

The fast advance of technology has been forcing several mobile phone operators around the world to implant new mobile communications networks on top of existing one. Therefore it becomes necessary to reduce the number of the elements that compose the radio systems. Filter diplexer [1, 2] allows the reduction of radio element and transmission lines and also the sharing of radiating system. The microstrip design provides flexibility, permitting the reduction of the devices in comparison with the cavity-based version. Despite the general belief that microstrip can only be used with low power, it can work at medium power levels appropriated for the use in Cellular Radio Base Stations [3]. Furthermore, the structure presented here allows an easier adjust of the passband region

A full wave analysis EM simulator was used to evaluate the frequency response of this device.

II. BASIC CONCEPTS

The diplexer is composed by two second order half-wavelength resonator filters. The device is shown in Fig.1. The filter in the upper branch of the diplexer operates at UMTS range and the one in lower branch operates at GSM 1800 range. Filters which use this configuration can be tuned by changing the length of the resonator, whose operating frequency is given by

$$f_o = \frac{c}{\lambda_o} \quad , \quad (1)$$

where f_o and λ_o are the operation frequency and wavelength, respectively.

However, the structure presented has been modified inserting capacitive stubs on the resonators edges, as shown in Fig. 2. The position of the passband can be changed adjusting the length of these stubs, as will be shown in the next section.

III. DEIPLEXER DESIGN

The design of this filter is based on microstrip serial gap-coupled half-wavelength resonator structure. Filters using this configuration have narrow bandwidth and high insertion loss because of the weak field coupling between resonators. So in order to overcome this, it is proposed an alternative structure that provides a good field coupling between resonators, minimizing the insertion loss. Such structure is shown in Fig.2.

Theoretical analysis of this filter was performed using the lumped parameter theory. For the modeling, it is necessary to isolate the unit cell of the periodic structure and find the lumped elements. Fig.2 show the modeling of the filter unit cell.

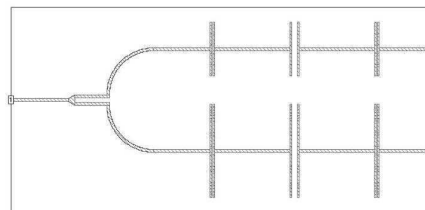


Fig. 1. The Microstrip Diplexer. This structure has low profile and reduced size (45.2 x 25.0 mm).

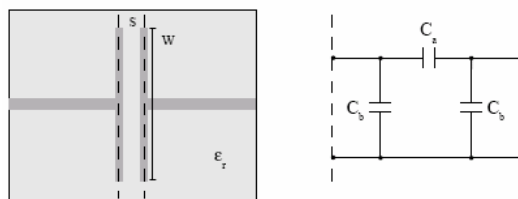


Fig. 2 – Structure of the extended gap for the filter and circuit model which represents the gap structure. C_a is the capacitance between resonators and C_b is the capacitance between resonator edges and ground plane. ϵ_r is the dielectric constant of material substrate, s is the gap length and w is the gap width.

The capacitances C_a and C_b , in Fig.2, are given by [2]

$$C_a = \frac{C_{\text{even}}}{2} \quad (2)$$

and

$$C_b = \frac{C_{\text{odd}}}{2} - \frac{C_{\text{even}}}{4} \quad (3)$$

where C_{odd} and C_{even} are given, respectively, by [2]

$$C_{\text{odd}} = w \left(\frac{\epsilon_r}{9,6} \right)^{0,8} \left(\frac{s}{w} \right)^{m_o} e^{K_o} \quad (4)$$

and

$$C_{\text{even}} = w \left(\frac{\epsilon_r}{9,6} \right)^{0,9} \left(\frac{s}{w} \right)^{m_e} e^{K_e} \quad (5)$$

with

$$m_o = \frac{w}{h} \left(0,619 \cdot \log \frac{w}{h} - 0,3853 \right)$$

$$K_o = 4,26 - 1,453 \cdot \log \frac{w}{h}$$

$$K_e = \begin{cases} 2,043 \cdot \left(\frac{w}{h} \right)^{0,12} & ; 0 < \frac{s}{w} \leq 0,3 \\ 1,97 - \frac{0,03 \cdot h}{w} & ; 0,3 < \frac{s}{w} \leq 1,0 \end{cases}$$

$$m_e = \begin{cases} 0,8675 & ; 0 < \frac{s}{w} \leq 0,3 \\ \frac{1,565}{\left(\frac{w}{h} \right)^{0,16}} - 1,0 & ; 0,3 < \frac{s}{w} \leq 1,0 \end{cases}$$

where h is dielectric thickness, s is the gap length and w is the resonator line width.

The circuit model of Fig.2 is just an impedance inverter. The circuit may be seen as a block with the J parameter associated to the gaps [1] (see Fig.3).

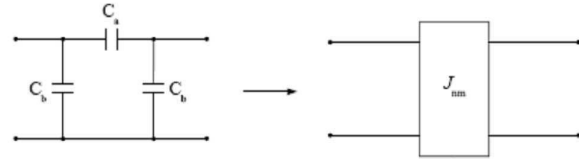


Figure 3 – This circuit is an impedance inverter. J_{mm} is the inverter parameter associated to the gaps.

The block diagram of Fig.4 represents the structure of Fig.3. The resonator can be seen as a parallel LC circuit, represented by jB admittance. The gaps are represented by inverters J_{01} , J_{12} and J_{23} .

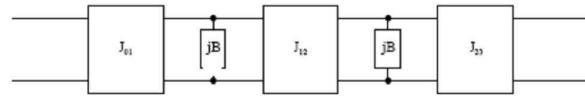


Figure 4 – Block diagram of the filter structure. J_{01} , J_{12} and J_{23} are the parameters of the impedance inverters. The admittances jB represent the half-wavelength resonators.

The J -parameter for each gap depends on the filter bandwidth and the response approach used, such as Butterworth and Chebyshev approaches. The J -parameters are given by [1]

$$\frac{j_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi w_f}{2g_0 g_1 \omega'_1}} \quad (6)$$

$$\frac{j_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi w_f}{2g_n g_{n+1} \omega'_1}} \quad (7)$$

and

$$\frac{j_{i,i+1}}{Y_0} \Big|_{i=1 \text{ to } n-1} = \frac{\pi w_f}{2\omega'_1} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (8)$$

where w_f is the fractional bandwidth, given by

$$w_f = 2 \cdot \left(\frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \right) \quad (9)$$

where f_H and f_L are the upper and lower cutoff frequencies, respectively. n is the number of resonators of the structure, g

parameters are the Butterworth coefficients in order to obtain the maximally flat response in the passband, and Y_0 is the microstrip line characteristic admittance. Table1 shows some values of g_i coefficients.

| i | N | | | |
|---|-------|---|--------|-------|
| | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 1 | 1,414 | 1 | 0,7654 | 0,618 |
| 2 | 1,414 | 2 | 1,848 | 1,618 |
| 3 | | 1 | 1,848 | 2 |
| 4 | | | 0,7654 | 1,618 |
| 5 | | | | 0,618 |

Table1 – g coefficients for maximally flat response.

One can calculate the gap length using the expressions above. With this structure, we can not achieve a percentual bandwidth higher than 10%. In order to find the gap dimensions, we can use [1]

$$j = Y_0 \left| \tan \left(\frac{\varphi}{2} + \arctan \frac{C_a}{Y_0} \right) \right| \quad (10)$$

and

$$\varphi = -\arctan \left(\frac{2C_b}{Y_0} + \frac{C_a}{Y_0} \right) - \arctan \left(\frac{C_a}{Y_0} \right) \quad (11)$$

where C_a and C_b are given by (2) and (3). As one can see, it is possible to plot the J-parameters as functions of ratio s/w (see Fig.6). This curve was obtained by using a mathematical program, based on *MathCad 2000* application. Therefore, we first determine the bandwidth according to the central frequency and then we use (6)-(8) to find J_{nm} . After calculating J_{nm} , one can use the curve in Fig.6 in order to find the relation s/w .

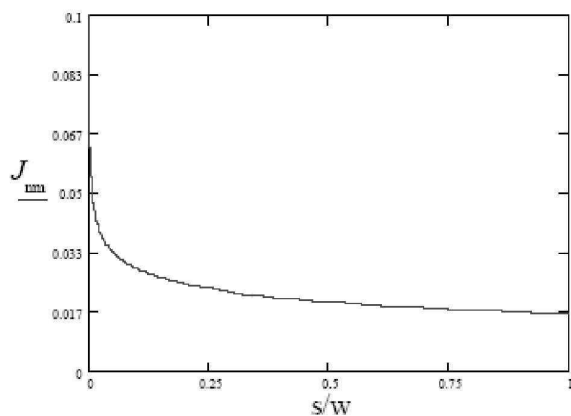


Figure 5 – J-parameter of impedance inverter as function of the ratio s/w , which can be used to find gap length between resonators.

The interesting characteristic of this structure is the secure control of the passband and central frequency positions. As long as the gap width increases, the central frequency of the filter decreases, so there is a displacement of the passband.

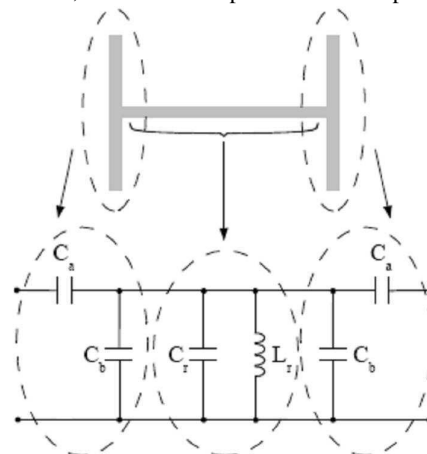


Figure 6 – Circuit model of the resonator. C_r and L_r are, respectively, the capacitance and the inductance associated to resonator structure.

A circuit model for the stubs on the edge of resonator is shown in Fig.7.

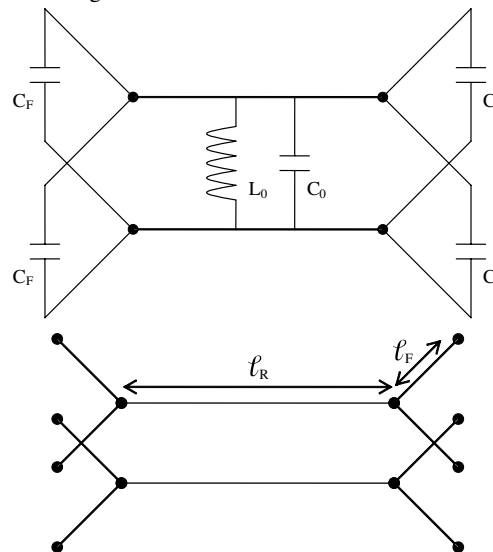


Figure 7. Equivalent circuit and transmission line models for the resonator unit cell.

The stubs insert additional capacitances C_F which can be calculate using

$$C_F = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot Z_{OS}} \cdot \tan \left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda_0} \cdot \ell_F \right) \quad (12)$$

where ℓ_F is the length of the stub and Z_{OS} is the characteristic impedance of the stub branch.

The unit cell behaves as resonant circuit shown in Fig.5, and its operating frequency is given by (3). L_0 is the equivalent inductance of the resonator.

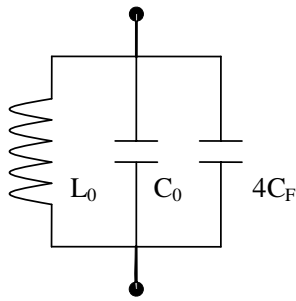


Figure 8. Equivalent resonant circuit for the microstrip resonator.

Frequency resonance of the circuit is given by

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot (C_0 + 4 \cdot C_F)}} \quad (13)$$

Using (12) and (13), one can obtain an expression to calculate the operating frequency as a function of the stub length

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot \left(C_0 + 4 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot Z_{OS}} \cdot \tan\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda_0} \cdot \ell_F\right) \right)}} \quad (14)$$

In Fig.9, one can see f versus ℓ_F .

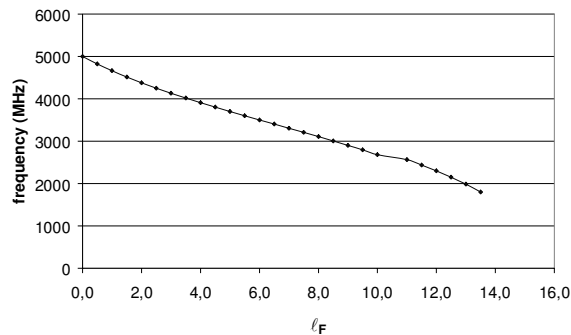


Figure 9 – Operating frequency as a function of the stub length.

IV. SIMULATION RESULTS

In Fig.6, one can see the operating frequency of the bandpass filter as a function of stub length, where $f_0 = 5\text{GHz}$, $Z_{OS} = 89\Omega$, $L_0 = 40\text{nH}$ and $C_0 = 1\text{pF}$. From this result one can notice the interesting way of designing diplexers for different frequency range applications.

For the simulation, duroid RT6010 substrate of thickness 0.61 mm and copper laminate were considered. Simulated results of the proposed diplexer are presented in Fig. 7. As one can see -30dB for the minimum value of return loss and about -1.8dB for insertion loss. The filters have about 100MHz of bandwidth.

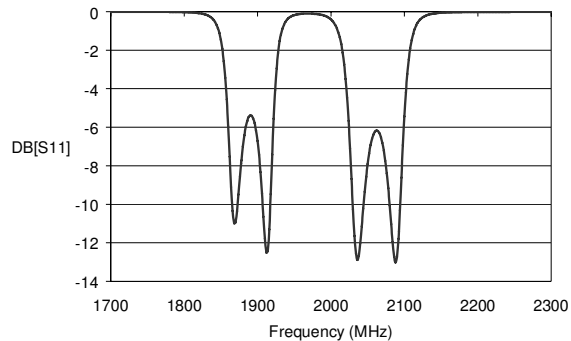


Figure10 – Return loss of the diplexer.

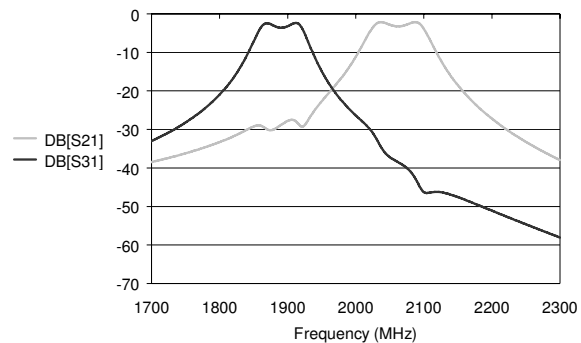


Figure11 – Insertion loss of the ports 2 and 3.

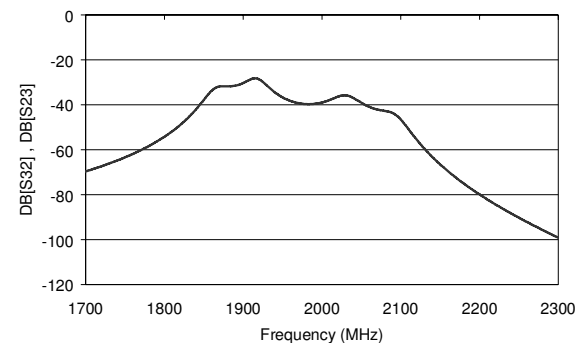


Figure11 – Isolation between the ports 2 and 3.

V. CONCLUSION

The presented structure can be mass-produced due to its simple design, as show in Fig. 1. The small size is a good advantage for the filter design. The final structure has dimensions around 45.2mm X 25.0mm. It is quite small in comparison with cavity duplexers. The position of the passbands can be changed adjusting the length of these stubs. It's quite convenient as far as systems integration is concerned.

References

- [1] P. N. S. Filho, S. T. G. Bezerra, and M. T. de Melo, "Coupled Microstrip Comblines Filters". *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, v.17, p.110 - 114, 2007.
- [2] G. L. Matthaei, Leo Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, 1964.
- [3] K. C. Gupta, Ramesh Garg, and I. J. Bahal, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed, Norwood, Massachusetts, Artech House, Inc., 1996.
- [4] BELFORT, A. ; S FILHO, Paulo Novais ; BEZERRA, Alexandre ; MELO, Marcos Tavares de . Projeto e Medidas de Filtros Comblines. In: 12º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (MOMAG2006), 2006, Belo Horizonte. CD-ROM do Momag 2006, 2006.
- [5] S FILHO, Paulo Novais ; BEZERRA, Alexandre ; BELFORT, Antonio J. ; MELO, Marcos Tavares de . Coupled Microstrip Comblines Filters. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, v. 17, pp. 110-114, 2007.
- [6] S FILHO, Paulo Novais ; BEZERRA, Alexandre ; BELFORT, A. ; MELO, Marcos Tavares de . Frequency Shifting Using Corrugated Coupled Microstrip Lines . In: International Microwave and Optoelectronics Conference, 2005, Brasilia. proceedings do International Microwave and Optoelectronics Conference, 2005. v. cd. pp. 1-4.
- [7] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "Canonical microstrip filter using square open-loop resonators", *Electronics Letters*, V31(23), 1995, pp 2020-2022.
- [8] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies" *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, V48(7) 2000
- [7] J. S. Hong, and M. J. Lancaster *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [8] Rogers Corporation data sheet, "RO3000 Series high Frequencies Circuits Material", Rev 05-2002.
- [9] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 44, Dec. 1996, pp. 2099-2109.
- [10] BEZERRA, Alexandre ; S FILHO, Paulo Novais ; MELO, Marcos Tavares de . Ressonador Quadrado de Malha Aberta com Stubs Internos. In: 12º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (MOMAG2006), 2006, Belo Horizonte. CD-ROM do momag 2006, 2006.