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

MARCIO FRANCISCO ALVES DE SOUZA

DISCRIMINADORES PARA IFMS DE 5 BITS BASEADOS EM FILTROS REJEITA-BANDA EM MICROFITA

Recife
2008

MARCIO FRANCISCO ALVES DE SOUZA

DISCRIMINADORES PARA IFMS DE 5 BITS BASEADOS EM FILTROS REJEITA-BANDA EM MICROFITA

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.
Área de concentração: Fotônica.
Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D.

Recife

2008

Catalogação na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

S729d Souza, Márcio Francisco Alves de.
Discriminadores para IFMS de 5 BITS baseados em filtros rejeita-banda em microfita / Márcio Francisco Alves de Souza. – 2008.
122 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, 2008.
Inclui Referências e Anexo.

1. Engenharia Elétrica. 2. Microfita. 3. IFMS. 4. Discriminadores. 5. Filtros ressoadores. 6. Dispositivos em microondas. I. Melo, Marcos Tavares de. (Orientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2017-142

Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

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

MÁRCIO FRANCISCO ALVES DE SOUZA

TÍTULO

"DISCRIMINADORES PARA IFMS DE 5 BITS BASEADOS EM FILTROS REJEITA-BANDA EM MICROFITA"

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE, ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA, DES/UFPE, e LUIZ HENRIQUE ALVES DE MEDEIROS, DEESP/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **MÁRCIO FRANCISCO ALVES DE SOUZA APROVADO.**

Recife, 12 de setembro de 2008.

EDUARDO FONTANA Coordenador do PPGEE	**MARCOS TAVARES DE MELO** Orientador e Membro Titular Interno
LUIZ HENRIQUE ALVES DE MEDEIROS Membro Titular Externo	**ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA** Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por ter me concedido paz, saúde e equilíbrio mental para o desenvolvimento e conclusão desse trabalho. Faço um agradecimento especial aos meus pais, Carlos Antonio e Antonia Maria, a minha família e a minha noiva Amanda Cavalcanti, pelo apoio e por terem criado um ambiente favorável a minha evolução moral e intelectual. Ao professor e orientador Marcos Tavares de Melo por confiar em mim, pela condução segura na orientação, pela compreensão e motivação nos momentos difíceis. Ao professor Antonio Jeronimo Belfort pelos conhecimentos lecionados nas disciplinas do PPGEE (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica). Ao colega de mestrado Fábio Rodrigo de Lima e Silva pelo apoio constante e pela parceria durante todo o período do mestrado. Aos colegas de mestrado: Bruno Gomes, Lauro Novo, Kleyton Varela, e Ulysses Vitor pelo ambiente agradável de trabalho que foi proporcionado, nesses dois anos. Finalmente, a Capes pelo apoio financeiro e aos professores e funcionários do PPGEE.

RESUMO

IFMS (*Instantaneous Frequency Measurement Subsystem*) é um sistema que monitora, de forma simultânea, todas as freqüências da sua banda de operação, sem a necessidade de fazer uma varredura de espectro, detectando instantaneamente os sinais desconhecidos. A velocidade e precisão na identificação de sinais irradiados é um parâmetro vital para a moderna Electronic Warfare (eletrônica com fins militares) e para sistemas inteligentes de supervisão de espetro. O IFMS é largamente usado em dispositivos eletrônicos militares e em sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos sobre uma larga faixa de freqüência, e devido às suas características, possui alta probabilidade de interceptação de sinais em largas bandas de frequência. O componente principal do IFMS são os discriminadores. Cada um deles tem a função de fornecer, em sua saída, um sinal periódico com a freqüência, de modo que esse apresente uma alternância entre bandas rejeitadas e não rejeitadas ao longo da banda de operação. Os sinais de saída dos discriminadores dão origem a um código que associa uma palavra binária a uma sub-banda de freqüência. Nessa dissertação, para a implementação dos discriminadores, é proposto um método que utiliza filtros rejeita-bandas. Os filtros são projetados, em microfita, com uso de ressoadores de meio comprimento de onda acoplados a uma linha de transmissão principal. É feita uma análise de alguns tipos de ressoadores, e opta-se por usar o ressoador retangular de *loop*-aberto. É mostrado que esse ressoador, quando acoplado a uma linha de transmissão principal, pode ser modelado por um filtro rejeita-banda de Butterworth de um pólo. Além disso, é desenvolvida uma técnica para aumentar a largura da banda rejeitada. Sendo assim, consegue-se projetar os filtros, que apresentam larguras de bandas rejeitadas que variam de 125MHz a 1,0GHz. São projetados e fabricados cinco filtros rejeita-bandas para funcionarem como discriminadores de um IFMS de 5 bits, com resolução de 62,5MHz, que opere de 1,9375GHz a 3,9375GHz. Por fim, é feita uma comparação entre os resultados simulados e experimentais.

Palavras-chave: Microfita. IFMS. Discriminadores. Filtros ressoadores. Dispositivos em microondas.

ABSTRACT

IFMS (Instantaneous Frequency Measurements Subsystem) is a system that supervises, simultaneously, its whole operation band, without scanning the spectrum, and the frequency detection of unknown signals is instantaneous. Speed and accuracy in the identification of irradiated signals is a vital parameter for modern Electronic Warfare and for intelligent spectrum supervision systems. The IFMS is widely used in military electronic devices and intelligent systems for the detection of unknown signals over a wide frequency range, and because of its characteristics, it has a high probability of intercepting signals in wide frequency bands. The IFMS main component is the discriminator. Every discriminator presents, at its output port, a frequency periodic signal. This signal must alternate between stopping and passing bands. The discriminators output signals generate a binary code, in which every word is associated to a unique frequency sub-band. In this dissertation, in order to project the discriminators, it is proposed a method using stop-bands filters. The filter projects use half-wavelength resonators coupled to a main transmission line. Some types of resonators are analyzed, and the rectangular open-loop resonator is chosen. It's shown that this resonator, when coupled to a main transmission line, can be modeled by a Butterworth stop-band filter. In addiction, it's developed a technique to increase the stopping bandwidth. Therefore, one can project the filters that present stopping bandwidth from 125MHz to 1,0GHz. Five stop-bands filters are projected in order to function as discriminators of a 5-bits IFMS. This IFMS operates from 1,9375GHz to 3,9375GHz, and its resolution is 62,5MHz. Finally, a comparison between experimental and simulated results is presented.

Keywords: Microstrip. IFM subsystem. Discriminators. Resonator filters. Microwave devices.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1: *Circuito equivalente de uma linha de transmissão uniforme composta por dois condutores paralelos de comprimento diferencial* Δz. 14
Figura 2.2: *Circuito fasorial equivalente de uma linha de transmissão uniforme composta por dois condutores paralelos de comprimento diferencial* Δz 16
Figura 2.3: *Linha de transmissão terminada com impedância de carga* Z_L. 19
Figura 2.4: *Onda se deslocando numa linha de transmissão* 21
Figura 2.5: *Linha de transmissão semi-infinita à direita.* 22
Figura 2.6: *Coeficiente de reflexão ao longo de uma linha de transmissão terminada com impedância de carga* Z_L. 27
Figura 2.7: *Impedância de entrada numa linha de transmissão terminada com impedância de carga* Z_L. 29
Figura 3.1: *Estrutura de uma linha de transmissão em micofita.* 32
Figura 3.2: *Distribuição dos campos elétrico e magnético em uma microfita.* 33
Figura 3.3: *Layout da linha de transmissão utilizada nas simulações.* 41
Figura 3.4: *Curvas* Z_{IN} *x W para diferentes freqüências.* 42
Figura 3.5: *Impedância característica da linha de transmissão para W = 1,18mm e W = 1,19mm.* 43
Figura 4.1: *Arquitetura de um IFMS de 5 bits* 45
Figura 4.2: *Respostas em freqüência dos discriminadores.* 47
Figura 4.3: *Saídas dos conversores A/D, referentes às respostas dos discriminadores.* 47
Figura 4.4: *Código binário* 48
Figura 4.5: *Interferômetro* 48
Figura 4.6: *Resposta em freqüência de um interferômetro.* 51
Figura 4.7: *IFMS de 4 bits com interferômetros.* 51
Figura 4.8: *Resposta em freqüência dos interferômetros utilizados em IFMS de 4 bits.* 52
Figura 4.9: *Código binário* 52
Figura 4.10: *Respostas dos filtros utilizados como discriminadores.* 55
Figura 4.11: *Filtros rejeita-banda formando um filtro rejeita-bandas.* 56
Figura 5.1: *Ondas incidente e refletida em uma circuito de duas portas.* 58
Figura 5.2: *Circuito de duas portas sendo excitada por uma fonte de tensão* V_{g1}. 61
Figura 5.3: *Configurações do filtro passa-baixas protótipo.* 63
Figura 5.4: *Resposta em freqüência de filtros de Butterwoth.* 65
Figura 5.5: *Configuração antes da introdução do circuito de interesse.* 67
Figura 5.6: *Configuração após a introdução do circuito de interesse.* 67
Figura 5.7: *Reposta em freqüência na transformação para filtro rejeita-banda.* 72
Figura 5.8: *Transformação de freqüência para filtro rejeita-banda.* 74
Figura 5.9: *Filtro rejeita-banda. (a) configuração T. (b) configuração* π. 75
Figura 6.1: *Circuito ressonante série.* 76
Figura 6.2: *Magnitude da impedância de entrada de um circuito ressonante série.* 78
Figura 6.3: *Ressoadores de meio comprimento de onda acoplados a uma linha de transmissão em microfita. (a) ressoador linear. (b) ressoador L. (c) ressoador quadrado de loop-aberto. (d) ressoador retangular de loop-aberto.* 79
Figura 6.4: *Circuito equivalente dos ressoadores de meio comprimento de onda acoplados.* 80
Figura 6.5: *Resposta em freqüência de ressoadores acoplados a uma linha de transmissão em microfita: (a) ressoador linear. (b) ressoador L. (c) ressoador quadrado de loop-aberto. (d) ressoador retangular de loop-aberto.* 81
Figura 6.6: *Ressoador retangular de loop-aberto com freqüência de ressonância em 2,00 GHz acoplado a uma linha de transmissão de 50* Ω. 82
Figura 6.7: *Ciruito equivalente da estrutura mostrada na Figura 6.6.* 82

Figura 6.8: *Impedância de entrada da estrutura mostrada na Figura 6.6: (a) parte real. (b) parte imaginária.* ... 83
Figura 6.9: *Resposta em freqüência da estrutura mostrada na Figura 6.6.* ... 84
Figura 6.10: *Circuito resultante equivalente da estrutura mostrada na Figura 6.6.* ... 85
Figura 6.11: *Impedância de entrada do circuito mostrado na Figura 6.10: (a) Parte real. (b) parte imaginária.* ... 85
Figura 6.12: *Distribuição de corrente na ressonância.* ... 86
Figura 6.13: *Distribuição de corrente fora da ressonância.* ... 87
Figura 6.14: *Resposta em freqüência: (a) Filtro 0. (b) Filtro 1. (c) Filtro 2. (d) Filtro 3. (e) Filtro 4.* ... 88
Figura 6.15: *Filtro rejeita-bandas com três bandas rejeitadas.* ... 89
Figura 6.16: *Resposta em freqüência do filtro mostrado na Figura 6.15.* ... 90
Figura 6.17: *Circuito equivalente da estrutura da Figura 6.15.* ... 90
Figura 6.18: *Resposta em freqüência do circuito mostrado na Figura 6.17.* ... 91
Figura 6.19: *Estrutura com dois ressoadores com freqüências de ressonância próximas.* ... 93
Figura 6.20: *Resposta em freqüência da estrutura da Figura 6.19, para alguns valores de* $d_{1,2}$ .. 93
Figura 6.21: *Estrutura com três ressoadores com freqüências de ressonância próximas.* ... 94
Figura 6.22: *Resposta em freqüência da estrutura da Figura 6.21, para alguns valores de* $d_{2,3}$ .. 94
Figura 6.23: *Resposta em freqüência da estrutura com dois e três ressoadores.* ... 95
Figura 6.24: *Resposta em freqüência da associação de dois ressoadores com freqüências de ressonâncias distantes.* ... 96
Figura 6.25: *Estrutura do Filtro 0.* ... 98
Figura 6.26: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 0.* ... 98
Figura 6.27: *Ressoador padrão para indicação das dimensões.* ... 99
Figura 6.28: *Estrutura do Filtro 1.* ... 101
Figura 6.29: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 1.* ... 101
Figura 6.30: *Estrutura do Filtro 2.* ... 103
Figura 6.31: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 2.* ... 104
Figura 6.32: *Estrutura do Filtro 3.* ... 106
Figura 6.33: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 3.* ... 106
Figura 6.34: *Estrutura do Filtro 4.* ... 108
Figura 6.35: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 4.* ... 109
Figura 6.36: *Código binário na saída do IFMS.* ... 111
Figura 6.37: *Fotografia dos filtros fabricados. (a) Filtro 0. (b) Filtro 1. (c) Filtro 2. (d) Filtro 3. (e) Filtro 4.* ... 112
Figura 6.38: *Processo de medição.* ... 113
Figura 6.39: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 0.* ... 113
Figura 6.40: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 1.* ... 114
Figura 6.41: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 2.* ... 114
Figura 6.42: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 3.* ... 115
Figura 6.43: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 4.* ... 115

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1: *Valores dos componentes reativos do filtro passa-baixas protótipo de Butterworth* .. 70
Tabela 6.1: *Dimensões dos ressoadores mostrados na Figura 6.3.* 81
Tabela 6.2: *Distâncias de acoplamentono Filtro 0.*..... 99
Tabela 6.3: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 0.* 100
Tabela 6.4: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 1* 102
Tabela 6.5: *Distâncias de acoplamento.no Filtro 1.*..... 103
Tabela 6.6: *Distâncias de acoplamento.no Filtro 2.*..... 104
Tabela 6.7: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 2.* 105
Tabela 6.8: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 3.* 107
Tabela 6.9: *Distâncias de acoplamento.no Filtro 3.*..... 108
Tabela 6.10: *Distâncias de acoplamento.no Filtro 4.*..... 109
Tabela 6.11: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 4.* 110

SUMÁRIO

1 Introdução 11

2 Linhas de Transmissão 13

2.1 Equações gerais de linhas de transmissão 13
2.2 Propagação de ondas em linhas de transmissão 17
2.3 Linha de transmissão infinita e impedância característica (Z_0) 22
2.4 Linha de transmissão com baixas perdas 24
2.5 Linha de transmissão sem perdas 25
2.6 Coeficiente de reflexão (Γ) 26
2.7 Impedância de entrada (Z_{IN}) 28
2.8 Módulo da onda de tensão ao longo de uma linha de transmissão sem perdas 30

3 Circuitos em Microfita 32

3.1 Configuração do campo eletromagnético em microfita 33
3.2 Microfita com aproximação quase-TEM 35
3.3 Constante dielétrica efetiva e impedância característica 36
3.4 Velocidade de fase e comprimento de onda guiado 39
3.5 Método gráfico para projeto de linhas de transmissão em microfita 40

4 Subsistema para a Identificação Instantânea de Sinais Desconhecidos- IFMS 44

4.1 Arquitetura IFMS 44
4.2 Funcionamento do IFMS 46
4.3 IFMS implementado com interferômetros 48
4.4 IFMS implementado com filtros rejeita-bandas 55

5 Filtros Rejeita-Bandas 58

5.1 Parâmetros de espalhamento 58
5.2 Teoria básica de filtros 62
5.2.1 Filtro protótipo de Butterworth 63
5.2.2 Perda por inserção e síntese de Darlington 66
5.2.3 Transformação de impedância 70
5.2.4 Transformação de frequência para o filtro rejeita-banda 71

6 Projeto de Filtros Rejeita-Bandas em Microfita. 76

6.1 Ressoadores 76
6.1.1 Circuito ressonante série 76
6.1.2 Ressaodor de $\lambda_{g0}/2$ acoplado em microfita 79
6.2 Projeto de filtros rejeita-bandas para IFMS 87
6.2.1 Filtros rejeita-bandas banda estreita 89
6.2.2 Técnica para aumentar a largura da banda rejeitada 92
6.2.3 Projetos dos filtros e resultados simulados 96
6.2.4 Resultados experimentais 111

7 Conclusão 116

7.1 Trabalhos futuros 117

Referências 119

Anexo 122

1 Introdução

A velocidade e precisão na identificação de sinais irradiados é um parâmetro vital para a moderna Electronic Warfare (eletrônica com fins militares) e para sistemas inteligentes de supervisão espectral. Além disso, o aumento da quantidade de sistemas irradiantes faz crescer a importância de dispositivos para identificação de sinais desconhecidos. O IFMS (Instantaneous Frequency Measurement Subsystem) é um sistema que monitora, de forma simultânea, todas as requências da banda para a qual foi projetado, sem a necessidade de se fazer uma varredura de espectro, detectando instantaneamente os sinais desconhecidos.

O IFMS é largamente usado em dispositivos eletrônicos militares e em sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos sobre uma larga faixa de requência, e devido às suas características, possui alta probabilidade de interceptação de sinais em largas bandas de requência.

O componente principal do IFMS são os discriminadores. Eles têm a função de fornecer, em sua saída, um sinal periódico com a requência, de modo que esse apresente uma alternância entre bandas atenuadas e não atenuadas ao longo do espectro em que opere. Os sinais de saída dos discriminadores servem para formar um código binário que associa uma palavra binária a uma sub-banda de requência. Os discriminadores são, em geral, interferômetros que são formados por linhas de atraso e divisores de potência. Dessa forma, os discriminadores causam diferentes atrasos de propagação. Neles os sinais atrasados são comparados com o sinal original para a identificação instantânea da requência. Para isso, é utilizado o princípio de interferências construtivas e destrutivas. A resolução em requência do IFMS depende do comprimento das linhas de atraso, que se tornam basicamente o seu principal componente. Tais linhas são geralmente projetadas com um alto número de curvas, com a finalidade de alcançar a resolução desejada. Entretanto, essas curvas aumentam as reflexões múltiplas ao longo da linha, acarretando degradação do sinal.

Nessa dissertação, para a implementação dos discriminadores, um novo método que utiliza filtros rejeita-banda para obter um sinal similar àquele fornecido na saída de um interferômetro é proposto. Esse método resolve o problema das múltiplas reflexões

causadas pelas linhas de atraso. O desenvolvimento de técnicas para projetos de filtros em requências torna possível realizar filtros com as mais diversas respostas, o que torna possível projetar um IFMS, cujos discriminadores são filtros, com boa resolução que opere em larga banda de requências.

No Capítulo 2, é abordada a teoria básica de linhas de transmissão. O Capítulo 3 trata de linhas de transmissão em microfita; e nele, é desenvolvido um método gráfico para projeto de linhas. No Capítulo 4, são apresentados os conceitos do IFMS, em seus dois tipos de implementação: um com interferômetro, e outro com filtros. O Capítulo 5 traz a teoria básica de filtros, com ênfase em filtros rejeita-banda. Nesse capítulo, são apresentados conceitos sobre Parâmetros de Espalhamento, Filtro de Butterworth, Perda por Inserção e Síntese de Darlington, e Transformação de Impedância e de Freqüência. No Capítulo 6, os filtros rejeita-bandas são projetados para funcionarem com discriminadores de um IFMS de 5 bits, com resolução de 62,5 MHz que opere de 1,9375 GHz a 3,9375 GHz.

2 Linhas de Transmissão

Ao se estudarem redes elétricas que operam em baixas frequências, faz-se a consideração de que os elementos do circuito são discretos e ligados por condutores que não apresentam nenhuma influência à resposta elétrica. Essas considerações são plausíveis, já que nesse caso as dimensões físicas das redes elétricas são muito menores do que o comprimento de onda de operação. Em frequências elevadas, tanto as dimensões físicas das redes elétricas quanto as dos condutores são frações consideráveis do comprimento de onda de operação. Sendo assim, para estudar a teoria de linhas de transmissão, deve-se frequênci-las redes elétricas cujos elementos são distribuídos ao longo de seu comprimento, pois essas na maioria das vezes operam em altas frequências [1].

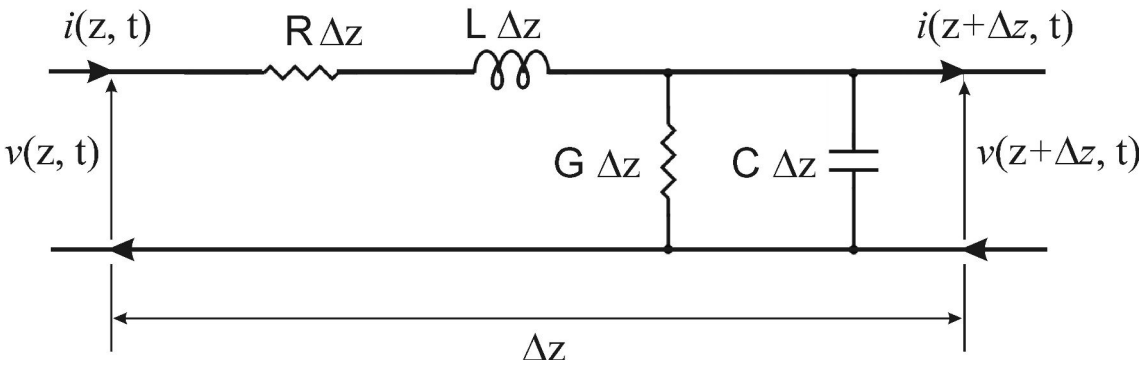
Uma linha de transmissão é uma rede de parâmetros distribuídos ao longo do seu comprimento, onde tensões e correntes podem variar em amplitude e fase por toda a linha, num mesmo instante. Uma linha de transmissão uniforme é um sistema composto por dois ou mais condutores que tenham idênticas as configurações de suas seções transversais retas, qualquer que seja a posição da seção ao longo da linha [2], por exemplo, duas placas paralelas, dois fios paralelos, um cabo coaxial, etc.

2.1 Equações gerais de linhas de transmissão

Para encontrar as equações que governam as linhas de transmissão uniformes, aplicam-se as leis da teoria dos circuitos para uma rede cujos parâmetros estão distribuídos ao longo de seu comprimento. A Figura 2.1 mostra o circuito equivalente de uma linha de transmissão uniforme composta por dois condutores paralelos de comprimento diferencial Δz, em que [1]:

- R é a resistência equivalente serial por unidade de comprimento (Ω/m) de ambos os condutores;
- L é a indutância equivalente serial por unidade de comprimento (H/m) de ambos os condutores;
- G é a condutância existente entre os dois condutores por unidade de comprimento (S/m);
- C é a capacitância existente entre os dois condutores por unidade de comprimento (S/m).

Figura 2.1: *Circuito equivalente de uma linha de transmissão uniforme composta por dois condutores paralelos de comprimento diferencial* Δz.



Fonte: *Acervo do autor.*

Aplicando a Lei das Tensões e a Lei das Correntes de Kirchhoff ao circuito da Figura 2.1, obtêm-se respectivamente:

$$v(z+\Delta z,t)-v(z,t)=-R\,\Delta z\,i(z,t)-L\,\Delta z\frac{\partial i(z,t)}{\partial t}, \tag{2.1}$$

$$i(z+\Delta z,t)-i(z,t)=-G\,\Delta z\,v(z+\Delta z,t)-C\,\Delta z\frac{\partial v(z+\Delta z,t)}{\partial t}. \tag{2.2}$$

Dividindo as equações (2.1) e (2.2) por Δz:

$$\frac{v(z+\Delta z,t)-v(z,t)}{\Delta z}=-R\,i(z,t)-L\frac{\partial i(z,t)}{\partial t}, \tag{2.3}$$

$$\frac{i(z+\Delta z,t)-i(z,t)}{\Delta z} = -G\,v(z+\Delta z,t) - C\frac{\partial\, v(z+\Delta z,t)}{\partial t}. \tag{2.4}$$

Tomando, agora, o limite quando $\Delta z \rightarrow 0$, têm-se:

$$\lim_{\Delta z \to 0}\left[\frac{v(z+\Delta z,t)-v(z,t)}{\Delta z}\right] = -R\,i(z,t) - L\frac{\partial\, i(z,t)}{\partial t}, \tag{2.5}$$

$$\lim_{\Delta z \to 0}\left[\frac{i(z+\Delta z,t)-i(z,t)}{\Delta z}\right] = -G\,v(z,t) - C\frac{\partial\, v(z,t)}{\partial t}, \tag{2.6}$$

que implicam:

$$\frac{\partial\, v(z,t)}{\partial z} = -R\,i(z,t) - L\frac{\partial\, i(z,t)}{\partial t}, \tag{2.7}$$

$$\frac{\partial\, i(z,t)}{\partial z} = -G\,v(z,t) - C\frac{\partial\, v(z,t)}{\partial t}. \tag{2.8}$$

O par (2.7) e (2.8) são as equações gerais da linha de transmissão no domínio do tempo.

Para obtenção das equações diferenciais que descrevem o comportamento da linha de transmissão no domínio da requência, assume-se que todas as variações da tensão e da corrente com o tempo são da forma $e^{j\omega t}$, ou seja:

$$v(z,t) = \mathrm{Re}\left[V(z)\,e^{j\,\omega t}\right], \tag{2.9}$$

$$i(z,t) = \mathrm{Re}\left[I(z)\,e^{j\,\omega t}\right], \tag{2.10}$$

em que V(z) e I(z) são funções fasoriais, possuindo, assim, amplitude e fase. Substituindo as equações (2.10) e (2.9) em (2.7) e (2.8) respectivamente, e diferenciando os resultados em relação à variável t, chega-se às equações fasoriais gerais de uma linha de transmissão:

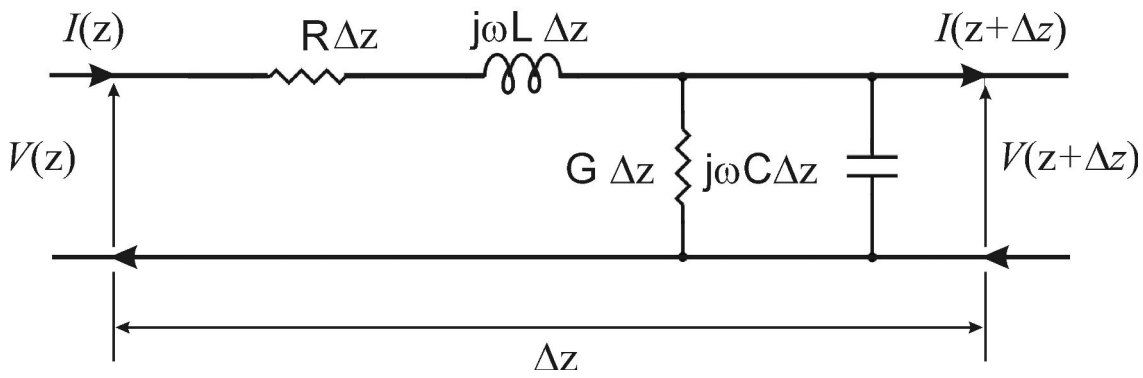
$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)\, I(z)\,, \tag{2.11}$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)\, V(z)\,. \tag{2.12}$$

A equação (2.11) estabelece que a taxa de variação da tensão com a distância ao longo da linha, num certo ponto, é igual à impedância em série por unidade de comprimento, multiplicada pela corrente no referido ponto. A equação (2.12), por sua vez, estabelece que a taxa de variação da corrente com a distância ao longo da linha, num certo ponto, é igual à admitância em paralelo por unidade de comprimento da linha, multiplicada pela tensão naquele ponto.

Outra forma de se obterem as equações (2.11) e (2.12) é começar a dedução aplicando as Leis de Kirchhoff no circuito fasorial mostrado na Figura 2.2:

Figura 2.2: *Circuito fasorial equivalente de uma linha de transmissão uniforme composta por dois condutores paralelos de comprimento diferencial Δz*



Fonte: *Acervo do autor.*

Substituindo a equação (2.12) no resultado da diferenciação da (2.11); e a (2.11) no resultado da diferenciação da (2.12), obtêm-se respectivamente:

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0, \tag{2.13}$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0, \tag{2.14}$$

em que

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \tag{2.15}$$

é a constante de propagação cuja parte real, α, é a constante de atenuação em (Np/m)[1] e a parte imaginária, β, é a constante de fase em rad/m [1].

2.2 Propagação de ondas em linhas de transmissão

As equações diferenciais de segunda ordem (2.13) e (2.14) governam as distribuições de corrente e de tensão ao longo da linha de transmissão. As soluções dessas equações são respectivamente:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z}, \tag{2.16}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{+\gamma z}, \tag{2.17}$$

em que V_0^+, V_0^-, I_0^+ e I_0^+ são constantes complexas.

A interpretação física das equações (2.16) e (2.17) é feita analisando o que ocorre quando se percorre o eixo de propagação (eixo z) de 0 a $\pm\infty$. A análise será feita

[1] Diz-se que uma onda de tensão ou corrente sofre uma atenuação de *N* nepers (Np) quando sua magnitude diminui segundo o fator e^{-N}. Isso implica 1Np=8,686dB [3].

apenas para a equação (2.16), pois pode-se utilizar o mesmo procedimento para a equação (2.17). Primeiramente lembrando que $\gamma = \alpha + j\beta$, a equação (2.16) pode ser escrita da seguinte forma:

$$V(z) = \left|V_0^+\right| e^{j\phi_+} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} + \left|V_0^-\right| e^{j\phi_-} e^{+\alpha z} e^{+j\beta z}, \tag{2.18}$$

em que ϕ_+ e ϕ_- são respectivamente as fases de V_0^+ e V_0^-.

Para facilitar a análise, considera-se, sem perda de generalidade, que a solução da equação diferencial (2.13) é dada apenas pelo primeiro termo da equação (2.16); ou seja:

$$V(z) = \left|V_0^+\right| e^{-\alpha z} e^{j\phi_+} e^{-j\beta z}. \tag{2.19}$$

Como pode ser observado, o termo $e^{-\alpha z}$ é um número real e atua diretamente na amplitude da onda de tensão, enquanto que o termo $e^{-j\beta z}$ atua harmonicamente na fase da onda ao se caminhar pelo eixo de propagação. Ao percorrer o eixo z, de 0 a $-\infty$, observa-se que a amplitude da onda aumenta e tende a infinito, causando uma divergência. Já por outro lado, ao se avançar no eixo z, de 0 a $+\infty$, observa-se que a amplitude da onda diminui, ou seja, a onda é atenuada.

Considere, agora, que a solução da equação diferencial (2.13) é dada pelo segundo termo da equação (2.16); ou seja:

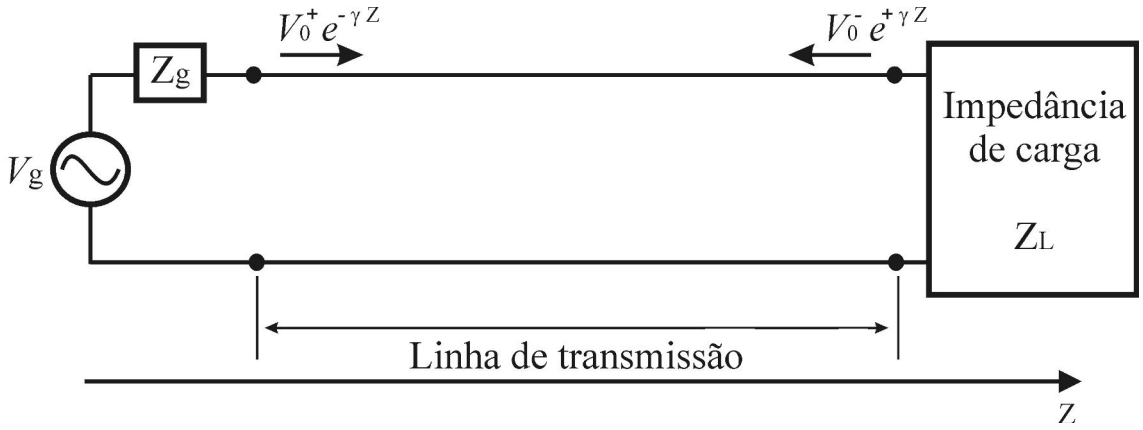
$$V(z) = \left|V_0^-\right| e^{+\alpha z} e^{j\phi_-} e^{+j\beta z}. \tag{2.20}$$

Novamente, o termo $e^{+\alpha z}$ é um número real e atua diretamente na amplitude da onda de tensão, enquanto que o termo $e^{+j\beta z}$ atua harmonicamente na fase da onda ao se caminhar pelo eixo de propagação. Ao percorrer o eixo z, de 0 a $+\infty$, observa-se que a amplitude da onda aumenta e tende a infinito, causando uma divergência. Já por outro lado, ao se avançar no eixo z, de 0 a $-\infty$, observa-se que a amplitude da onda, diminui, ou seja, a onda é atenuada.

Como é sabido, na natureza, ondas eletromagnéticas sofrem atenuação ao se propagarem. Retornando, então, à equação (2.16), pode-se estabelecer que o termo

$V_0^+ e^{-\gamma z}$ representa uma onda harmônica de tensão se propagando para a direita, ou seja, na direção crescente dos z, enquanto que o termo $V_0^- e^{+\gamma z}$ representa uma onda se propagando para a esquerda. Dessa forma, em uma linha de transmissão iniciada por um gerador e terminada por uma carga, conforme mostrado na Figura 2.3, o termo $V_0^+ e^{-\gamma z}$ é denominado onda de tensão incidente, enquanto que o termo $V_0^- e^{+\gamma z}$ é dito onda de tensão refletida.

Figura 2.3: *Linha de transmissão terminada com impedância de carga Z_L.*



Fonte: *Acervo do autor.*

A tensão, em um dado ponto da linha, é a soma das duas ondas. Sendo assim, a relação entre tensão e corrente numa linha de transmissão pode ser obtida substituindo-se a equação (2.16) na (2.11):

$$-\gamma(V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{+\gamma z}) = -(R + j\omega L)\, I(z)\,, \tag{2.21}$$

ou seja,

$$I(z) = \frac{\gamma V_0^+}{(R + j\omega L)} e^{-\gamma z} - \frac{\gamma V_0^-}{(R + j\omega L)} e^{+\gamma z}\,. \tag{2.22}$$

Comparando a equação (2.22) com a (2.17), têm-se:

$$I_0^+ = \frac{\gamma}{(R + j\omega L)} V_0^+ , \tag{2.23}$$

$$I_0^- = -\frac{\gamma}{(R + j\omega L)} V_0^- . \tag{2.24}$$

Para uma onda se propagando numa linha de transmissão, tem-se que a velocidade de fase é dada por:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} . \tag{2.25}$$

Com a finalidade de entender de onde vem a equação (2.25), analisa-se a forma instantânea de uma onda incidente em uma linha de transmissão. Combinando, então, as equações (2.9), (2.15) e (2.16); e considerando nula a onda refletida, chega-se a:

$$v(z,t) = \mathrm{Re}\left[\left| V_0^+ \right| e^{-\alpha z} e^{j\phi_+} e^{-j\beta z} \, e^{j\omega t} \right], \tag{2.26}$$

ou seja,

$$v(z,t) = \left| V_0^+ \right| e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \phi_+) , \tag{2.27}$$

que é a onda incidente na forma instantânea.

A Figura 2.4 mostra uma onda se propagando na direção positiva de z numa linha de transmissão sem perdas ($\alpha = 0$), ao passar do tempo. Não se perde a generalidade ao fazer a constante de atenuação nula, pois essa não atua sobre a fase, e sim, na amplitude da onda. Ao observar os pontos de mesma fase em distintos instantes, percebe-se que eles representam o deslocamento da onda em um determinado intervalo de tempo, ou seja:

$$v(z,t) = v(z + \Delta z, t + \Delta t) , \tag{2.28}$$

que leva a:

$$\omega t - \beta z + \phi_+ = \omega(t + \Delta t) - \beta(z + \Delta z) + \phi_+ , \tag{2.29}$$

que implica:

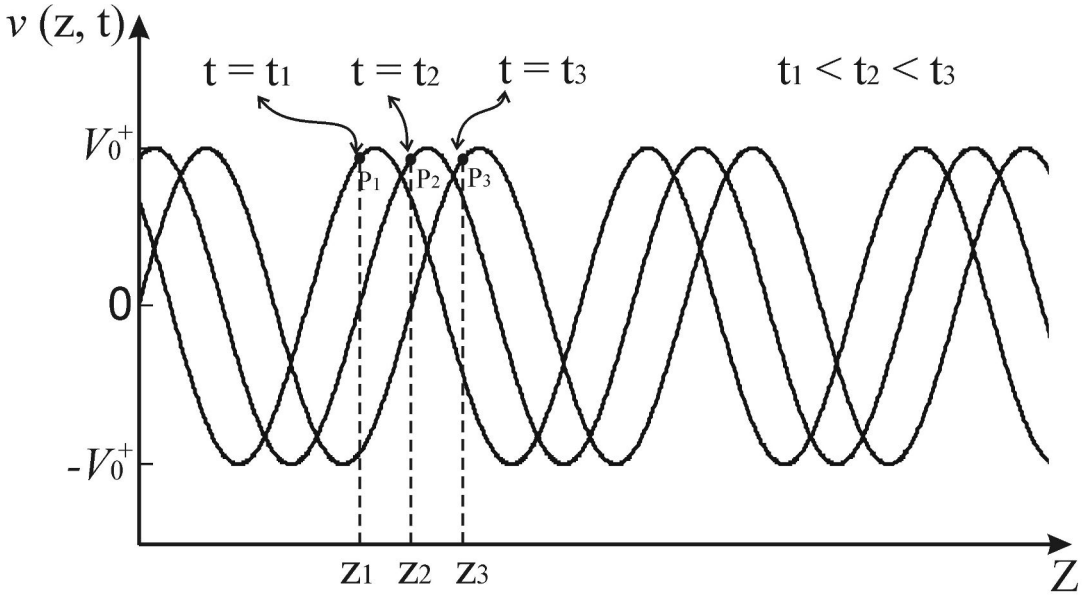
$$\frac{\Delta z}{\Delta t} = \frac{\omega}{\beta}. \tag{2.30}$$

Finalmente, tomado o limite para $\Delta t = 0$, obtém-se

$$\lim_{\Delta t \to 0}\left(\frac{\Delta z}{\Delta t}\right) = \frac{dz}{dt} = v_p = \frac{\omega}{\beta}, \tag{2.31}$$

que é a velocidade com que um ponto de fase constante se desloca ao longo da linha; ou seja, é a velocidade de fase [3].

Figura 2.4: *Onda se deslocando numa linha de transmissão*



Fonte: *Acervo do autor.*

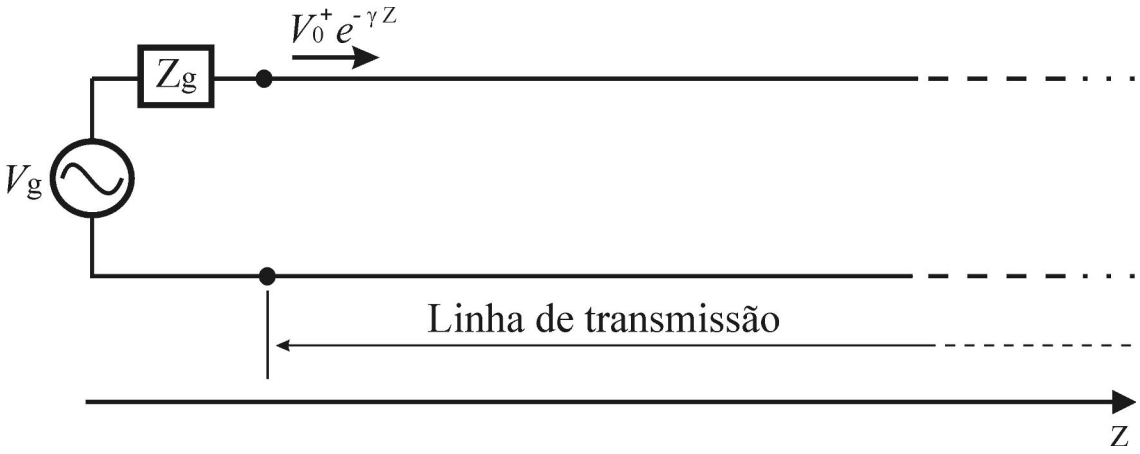
2.3 Linha de transmissão infinita e impedância característica (Z_0)

Ao considerar uma linha de transmissão com comprimento infinito (na verdade semi-infinito à direita) alimentado por um gerador, conforme a Figura 2.5, não há onda refletida. Então, o termo $V_0^- e^{+\gamma z}$ é nulo, e as equações (2.16) e (2.17) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z}, \tag{2.32}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z}. \tag{2.33}$$

Figura 2.5: *Linha de transmissão semi-infinita à direita.*



Fonte: *Acervo do autor.*

A razão entre tensão e corrente, para qualquer ponto no eixo z ao longo de uma linha de transmissão infinita, é denominada impedância característica da linha [1], e é dada por:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+}. \tag{2.34}$$

Utilizando as equações (2.15), (2.23) e (2.34), chega-se a:

$$Z_0 = \frac{(R+j\omega L)}{\gamma} = \frac{(R+j\omega L)}{\sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}} = \sqrt{\frac{(R+j\omega L)}{(G+j\omega C)}}\,. \tag{2.35}$$

Note que a impedância característica, Z_0, não depende do comprimento da linha. Sendo assim uma propriedade característica da linha que depende apenas dos parâmetros da linha (R, G, L e C) e da requência de operação. Apesar do cálculo de Z_0 ter sido feito para uma linha de transmissão infinita, a equação (2.35) pode ser aplicada a linhas de qualquer comprimento [1].

Ao proceder da mesma maneira para uma linha de transmissão de comprimento infinito à esquerda, encontra-se:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R+j\omega L)}{(G+j\omega C)}} = -\frac{V_0^-}{I_0^-}\,. \tag{2.36}$$

Em suma:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{(R+j\omega L)}{(G+j\omega C)}}\,. \tag{2.37}$$

É útil escrever a corrente, ao longo de uma linha de transmissão, em função da tensão e da impedância característica. Utilizando, então, as equações (2.17) e (2.37), chega-se a:

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{+\gamma z}\,. \tag{2.38}$$

2.4 Linha de transmissão com baixas perdas

Em linhas com baixas perdas, têm-se $R << \omega L$ e $G << \omega C$. Nota-se que, em altas requências, as condições de baixas perdas são facilmente satisfeitas [1].

- Constante de propagação:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC}\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)^{\frac{1}{2}}\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)^{\frac{1}{2}}. \tag{2.39}$$

Já que $R << \omega L$ e $G << \omega C$, utilizando a aproximação $(1 + X)^n \cong 1 + nX$ para $|X| << 1$, tem-se:

$$\gamma \cong j\omega\sqrt{LC}\left(1 + \frac{R}{2j\omega L}\right)\left(1 + \frac{G}{2j\omega C}\right), \tag{2.40}$$

após algumas manipulações algébricas, chega-se a:

$$\gamma \cong \frac{1}{2}\left(R\sqrt{\frac{C}{L}} + G\sqrt{\frac{L}{C}}\right) + j\omega\sqrt{LC}\,. \tag{2.41}$$

- Constante de atenuação:

$$\alpha \cong \frac{1}{2}\left(R\sqrt{\frac{C}{L}} + G\sqrt{\frac{L}{C}}\right). \tag{2.42}$$

- Constante de fase:

$$\beta \cong j\omega\sqrt{LC}\,. \tag{2.43}$$

- Velocidade de fase:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \cong \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{2.44}$$

- Impedância característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} = \sqrt{\frac{L}{C}}\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)^{\frac{1}{2}}\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{2.45}$$

Já que $R << \omega L$ e $G << \omega C$, utilizando a aproximação $(1 + X)^n \cong 1 + nX$ para $|X| << 1$, tem-se:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}}\left(1 + \frac{R}{2j\omega L}\right)\left(1 + \frac{G}{2j\omega C}\right), \tag{2.46}$$

após algumas manipulações algébricas, chega-se a:

$$Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}}\left[1 - \frac{j}{2\omega}\left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C}\right)\right]. \tag{2.47}$$

2.5 Linha de transmissão sem perdas

Em uma linha de transmissão sem perdas, os parâmetros do modelo da linha de transmissão responsáveis pelas perdas são nulos; isto é, *R*=0 e *G*=0. Sendo assim, têm-se:

- Constante de propagação:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC}. \tag{2.48}$$

- Constante de atenuação:

(2.49)

$$\alpha = 0 .$$

- Constante de fase:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} . \tag{2.50}$$

- Velocidade de fase:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} . \tag{2.51}$$

- Impedância característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} = \sqrt{\frac{L}{C}} . \tag{2.52}$$

2.6 Coeficiente de reflexão (Γ)

A razão entre o valor complexo da onda de tensão refletida e a incidente em um dado ponto na linha de transmissão é definida como o coeficiente de reflexão, $\Gamma(z)$, no referido ponto [3]. Para uma linha com perdas, tem-se:

$$\Gamma(z) = \frac{V_0^- e^{+\alpha z} e^{+j\beta z}}{V_0^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}} = \left(\frac{V_0^-}{V_0^+}\right) e^{+2\alpha z} e^{+2j\beta z} . \tag{2.53}$$

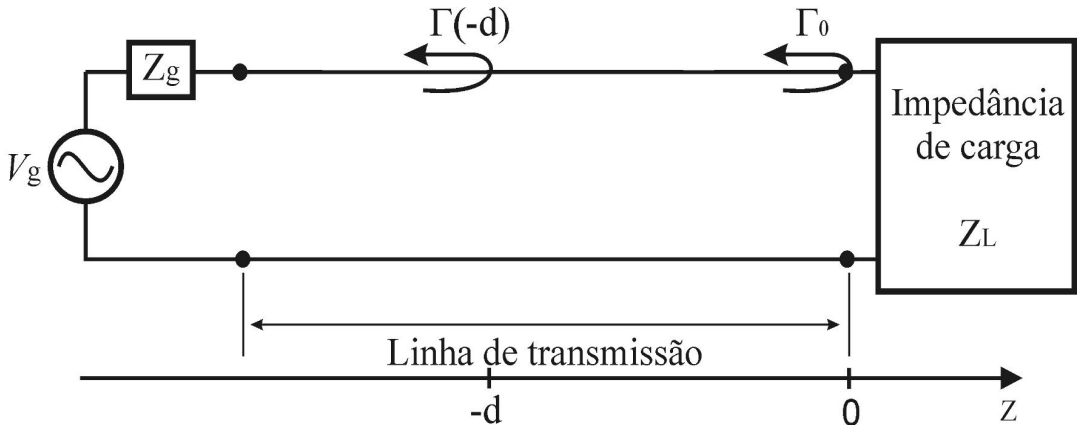
Ao se referir apenas a Γ_0, entende-se como o coeficiente de reflexão no final da linha, ou seja, na impedância de carga. Considerando a origem do eixo z conforme mostrada na Figura 2.6, nota-se que:

$$\Gamma_0 = \Gamma(z = 0) = \frac{V_0^-}{V_0^+} . \tag{2.54}$$

Então $\Gamma(z)$ pede ser reescrito da seguinte forma:

$$\Gamma(z) = \Gamma_0 \, e^{+2\alpha z} e^{+2j\beta z} \tag{2.55}$$

Figura 2.6: *Coeficiente de reflexão ao longo de uma linha de transmissão terminada com impedância de carga Z_L.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Com a finalidade de encontrar Γ_0 em função da impedância característica da linha e de carga, analisa-se a relação entre a onda de tensão e de corrente no final da linha:

$$\frac{V(0)}{I(0)} = Z_L = \frac{V_0^+ + V_0^-}{I_0^+ + I_0^-}. \tag{2.56}$$

Utilizando as equações (2.38) e (2.56), chega-se a:

$$Z_L = \frac{V_0^+ + V_0^-}{\frac{V_0^+}{Z_0} - \frac{V_0^-}{Z_0}} = \frac{Z_0\left(1 + \frac{V_0^-}{V_0^+}\right)}{\left(1 - \frac{V_0^-}{V_0^+}\right)} = \frac{Z_0(1+\Gamma_0)}{(1-\Gamma_0)}; \tag{2.57}$$

ou seja:

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{2.58}$$

Ao se analisar as equações (2.54) e (2.58), nota-se que se $Z_L = Z_0$, então $\Gamma_0 = 0$ e não há onda refletida ao longo da linha de transmissão; isto é, toda potência fornecida pelo gerador está sendo entregue à carga. Quando isso ocorre, diz-se que a linha está casada.

Para uma linha sem perdas ($\alpha = 0$):

$$\Gamma(z = -d) = \Gamma_0 \, e^{-2j\beta d}, \tag{2.59}$$

onde Γ_0 é dado pela equação (2.58).

2.7 Impedância de entrada (Z_{IN})

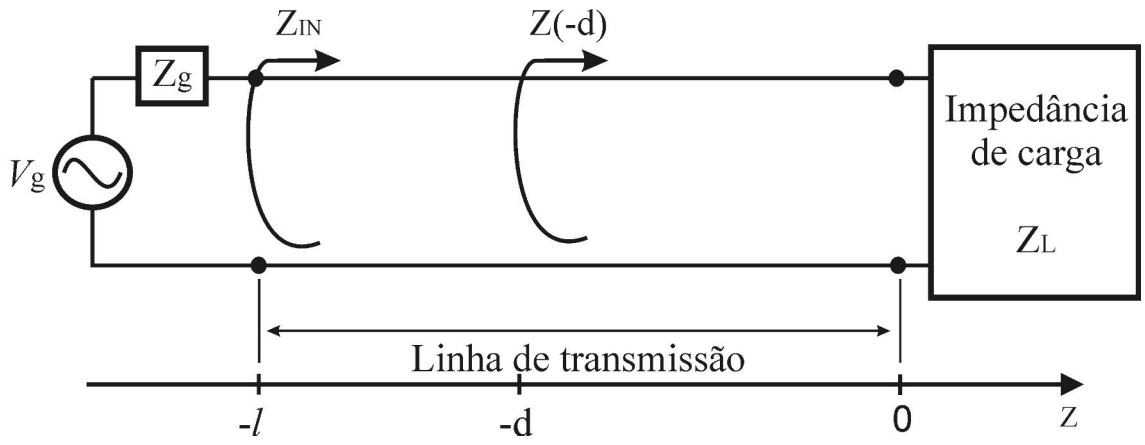
A impedância em qualquer ponto de uma linha de transmissão é a relação entre o valor complexo da onda de tensão e da onda de corrente naquele ponto; e de acordo com as equações (2.16) e (2.38), é:

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = Z_0 \left(\frac{V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z}}{V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{+\gamma z}} \right) \tag{2.60}$$

De acordo com a Figura 2.7, a impedância de entrada de uma linha de transmissão de comprimento *l* e terminada por uma impedância de carga Z_L é dada por:

$$Z_{IN} = Z(z = -l) = Z_0 \left(\frac{V_0^+ e^{+\gamma l} + V_0^- e^{-\gamma l}}{V_0^+ e^{+\gamma l} - V_0^- e^{-\gamma l}} \right). \tag{2.61}$$

Figura 2.7: *Impedância de entrada numa linha de transmissão terminada com impedância de carga Z_L.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Utilizando a equação (2.54), pode-se reescrever a equação (2.61) da seguinte forma:

$$Z_{IN} = Z_0\left(\frac{e^{+\gamma l} + \Gamma_0\, e^{-\gamma l}}{e^{+\gamma l} - \Gamma_0\, e^{-\gamma l}}\right). \tag{2.62}$$

Substituindo a equação (2.58) na (2.62), e após algumas manipulações algébricas, chega-se a:

$$Z_{IN} = Z_0\left(\frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)}\right). \tag{2.63}$$

Sabendo que para uma linha sem perdas $\gamma = j\beta$, e utilizando a relação $tanh(jA) = j\,tg(A)$, tem-se que a impedância de entrada, para uma linha desse tipo, é:

$$Z_{IN} = Z_0\left(\frac{Z_L + j\,Z_0 tg(\beta l)}{Z_0 + j\,Z_L tg(\beta l)}\right). \tag{2.64}$$

Vale salientar, que para a condição de casamento; isto é $Z_L = Z_0$, tem-se $Z_{IN} = Z_0$ também.

2.8 Módulo da onda de tensão ao longo de uma linha de transmissão sem perdas

Ao se analisar o módulo da onda de tensão ao longo de uma linha de transmissão, obtém-se informações quanto às posições dos máximos e mínimos de tensão na linha, e quanto ao coeficiente de onda estacionária, S, que será definido mais adiante.

De acordo com a Figura 2.6 e com a equação (2.59), o coeficiente de reflexão a uma distância d ($z = -d$) da carga é dado por:

$$\Gamma(z = -d) = \Gamma_0 \, e^{-2j\beta d} = \Gamma_d . \tag{2.65}$$

A onda de tensão naquele ponto pode ser escrita da seguinte forma:

$$V(z = -d) = V_0^+ e^{+j\beta d}\left(1 + \frac{V_0^- e^{-2j\beta d}}{V_0^+}\right), \tag{2.66}$$

mas

$$\frac{V_0^-}{V_0^+} = \Gamma_0 = \left|\Gamma_0\right| e^{j\theta}, \tag{2.67}$$

em que θ é a fase de Γ_0.

Substituindo a equação (2.67) na (2.66) e tomando o módulo do resultado, chega-se a:

$$\left|V(-d)\right| = \left|V_0^+\right| \cdot \left|1 + \left|\Gamma_0\right| e^{j(\theta - 2\beta d)}\right|, \tag{2.68}$$

que, após algumas manipulações algébricas, resulta em:

$$\left|V(-d)\right| = \left|V_0^+\right| \cdot \left[\left(1 + \left|\Gamma_0\right|\right)^2 - 4\left|\Gamma_0\right| \, sen^2\left(\beta d - \frac{\theta}{2}\right)\right]^{\frac{1}{2}}. \tag{2.69}$$

Inspecionando a equação(2.69), chega-se às seguintes conclusões:

- Se $\Gamma_0 = 0$, então $|V(-d)| = |V_0^+|$ independentemente do valor de *d*; isto é, não existem máximos e mínimos ao longo da linha e a distribuição de tensão e de corrente sobre ela é constante. A linha de transmissão está casada.
- Se $\Gamma_0 \neq 0$, então a distribuição de tensão e de corrente possuem máximos e mínimos ao longo da linha. A linha não está casada.
- Os máximos de tensão ocorrem em pontos tais que $sen(\beta d - \theta/2) = 0$ e têm valor:

$$|V|_{max} = |V_0^+| \cdot (1 + |\Gamma_0|) \tag{2.70}$$

- Os mínimos de tensão ocorrem em pontos tais que $sen(\beta d - \theta/2) = \pm 1$ e têm valor:

$$|V|_{min} = |V_0^+| \cdot (1 - |\Gamma_0|). \tag{2.71}$$

A relação entre o valor máximo e o mínimo da onda de tensão em uma linha de transmissão é definido como sendo o coeficiente de onda estacionária da linha, (S), que também é chamado de *VSWR* (Voltage Standing Wave Ratio) [1]. Utilizando as equações (2.70) e (2.71), tem-se:

$$S = \frac{|V|_{max}}{|V|_{min}} = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|}. \tag{2.72}$$

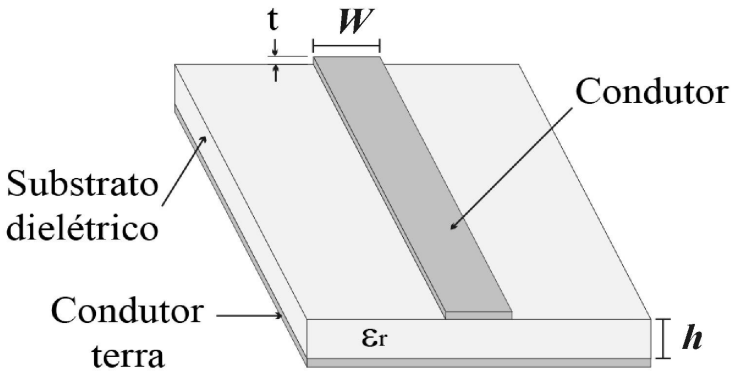
Analisando a equação, observa-se que S varia de 0 a ∞; e quando S = 0, a linha está casada e não existe máximos e mínimos de tensão ao longo da linha.

3 Circuitos em Microfita

Linhas em microfita podem ser consideradas uma das estruturas mais populares de linhas de transmissão (L. Ts.). A simplicidade no processo de fabricação, que utiliza técnicas de fotolitografia, e a grande faixa de valores de impedância característica que se é possível obter permitem o uso de estruturas em microfita em uma larga variedade de circuitos integrados em microondas (MICs - microwave integrated circuits) [4]. Outro aspecto que contribui fortemente para a popularidade de microfitas é que as componentes longitudinais dos campos elétrico e magnético para o modo de propagação dominante de uma linha em microfita são muito menores que as componentes transversais. Portanto o modo de propagação em microfita é quase o transversal eletromagnético (TEM), isto permite uma análise aproximada dos campos, denominada aproximação quase-TEM, e também o projeto de circuitos para uma larga faixa de freqüências [5].

A Figura 3.1 mostra a estrutura de uma L. T. em microfita. A faixa condutora na parte superior do substrato tem largura *W* e espessura *t*. Na parte inferior do substrato encontra-se o condutor que constitui o plano-terra. O substrato tem altura *h* e permissividade elétrica relativa ε_r.

Figura 3.1: *Estrutura de uma linha de transmissão em micofita.*



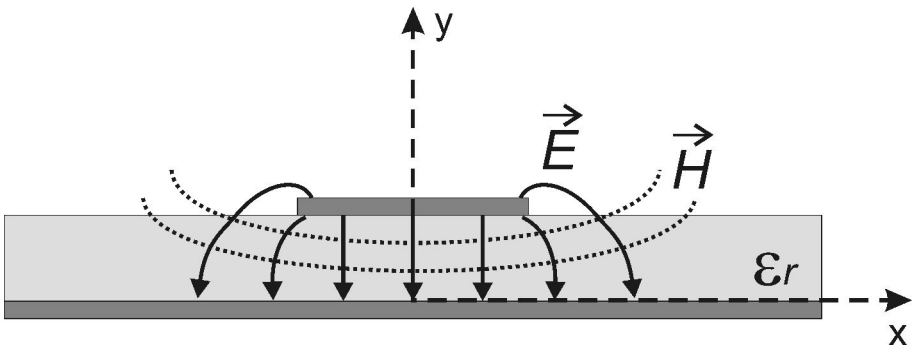
Fonte: *Acervo do autor.*

Um dos principais requisitos para que a estrutura possa ser usada como componente de MICs é que ela apresente uma configuração planar. A expressão "configuração planar" implica que as características do elemento podem ser ajustadas pela variação de suas dimensões em um único plano [5]. Isso é o acontece com L. Ts. projetadas em microfita, por exemplo; a largura W da linha pode ser ajustada para controlar o valor de sua impedância característica.

3.1 Configuração do campo eletromagnético em microfita

Linhas em microfita apresentam dois condutores que são separados por um material dielétrico. A Figura 3.2 mostra a configuração dos campos elétrico e magnético em uma seção transversal de uma linha de transmissão em microfita [5]. Nota-se que os campos atravessam dois meios, o ar e o material dielétrico. Devido à presença da interface ar-dielétrico, o modo de propagação em microfita não é puramente TEM (Modo Transversal Eletromagnético); ou seja, há uma pequena componente do campo elétrico e do magnético na direção da propagação.

Figura 3.2: *Distribuição dos campos elétrico e magnético em uma microfita.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Para mostrar que em uma microfita o modo de propagação não é puramente TEM, aplicam-se as condições de fronteira na interface ar-dielétrico, e utiliza-se as equações de Maxwell. Da continuidade da componente tangencial do campo elétrico ao longo da interface ar-dielétrico, tem-se:

$$\vec{E}_X\,|_d = \vec{E}_X\,|_a\ , \tag{3.1}$$

em que $\vec{E}_X\,|_d$ é a componente do campo elétrico na direção do eixo x na interface do lado do dielétrico, e $\vec{E}_X\,|_a$ é a componente do campo elétrico na direção do eixo x na interface do lado do ar.

Utilizando a equação (3.1) em conjunto com a equação de Maxwell

$$\nabla \text{x}\, \vec{H} = \vec{J} + j\omega\varepsilon\vec{E}, \tag{3.2}$$

chega-se a:

$$(\nabla \text{x}\, \vec{H})_X\,|_d = \varepsilon_r (\nabla \text{x}\, \vec{H})_X\,|_a, \tag{3.3}$$

que leva a:

$$\left[\frac{\partial}{\partial y}(H_Z) - \frac{\partial}{\partial z}(H_Y)\right]|_d = \varepsilon_r \left[\frac{\partial}{\partial y}(H_Z) - \frac{\partial}{\partial z}(H_Y)\right]|_a . \tag{3.4}$$

Da equação da continuidade da componente normal do fluxo magnético para esse caso ($\mu_r = 1$), tem-se:

$$\vec{H}_Y\,|_d = \vec{H}_Y\,|_a . \tag{3.5}$$

que leva a:

$$\left[\frac{\partial}{\partial z}(H_Y)\right]|_a = \left[\frac{\partial}{\partial z}(H_Y)\right]|_d \tag{3.6}$$

Substituindo a equação (3.6) na (3.4), chega-se a:

$$\varepsilon_r \left[\frac{\partial}{\partial y}(H_Z)\right]|_a - \left[\frac{\partial}{\partial y}(H_Z)\right]|_d = (\varepsilon_r - 1)\left[\frac{\partial}{\partial z}(\vec{H}_Y)\right]|_a \tag{3.7}$$

Ao analisar a equação (3.7), nota-se que, como ε_r não é igual a unidade e $\vec{H}_Y$ não é nulo, nem constante ao longo do eixo z, então o lado esquerdo dessa equação é diferente de zero. E isso só é verdade quando $\vec{H}_Z \neq 0$. Mostra-se, assim, que em uma microfita, a componente longitudinal do campo magnético é não nula. Utilizando argumentos similares pode-se mostrar que a componente longitudinal no campo elétrico, $\vec{E}_Z$, também é diferente de zero. Portanto, o fato de a onda eletromagnética em uma microfita se propagar em um meio não-homogêneo (ar e dielétrico) ocasiona que o modo de propagação não seja puramente TEM.

No modo TEM, há somente componentes transversais dos campos, e a velocidade de propagação da onda depende apenas das propriedades do material, ε e μ. No caso da propagação em uma microfita, como a componente longitudinal dos campos não é nula, então a velocidade de propagação depende não somente das propriedades do material, mas também das dimensões físicas da microfita [6].

3.2 Microfita com aproximação quase-TEM

Quando a amplitude da componente longitudinal dos campos elétrico e magnético do modo dominante de propagação de uma linha de transmissão em microfita é muito menor que a amplitude da componente transversal, ela pode ser desprezada. Nesse caso, o modo dominante se comporta praticamente como o modo TEM e a teoria de análise para linhas de transmissão em modo TEM pode ser aplicada [6]. Essa é a chamada aproximação quase-TEM e é válida em linhas em microfitas em que a largura da fita (condutor superior da microfita) e a espessura do dielétrico são muito menores que o comprimento de onda guiado [5]. Isso ocorre na maioria das aplicações cuja freqüência de operação é inferior a 8,0 GHz [5].

Por exemplo, para o desenvolvimento dos dispositivos propostos neste trabalho, foi utilizada uma microfita com largura da fita igual a 1,2 mm, espessura do dielétrico de 1,27 mm e permissividade elétrica relativa de 10,2. Esse dispositivo foi projetado para operar em uma faixa cuja freqüência máxima é de 4,0 GH. Sendo assim o comprimento de onda guiado mínimo, nessa linha, é 28,67 mm, que é muito maior que 1,20 mm e 1,27 mm (a Seção 3.4 mostra como calcular o comprimento de onda guiado

em uma linha de transmissão em microfita). Logo, a aproximação quase-TEM pode ser aplicada, sem problemas, para o projeto dos dispositivos aqui apresentados.

3.3 Constante dielétrica efetiva e impedância característica

Um dos principais parâmetros uma linha de transmissão é sua impedância característica. Em uma linha de transmissão em que o modo dominante é puramente TEM, a impedância característica pode ser expressa por qualquer uma das seguintes expressões:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{3.8}$$

$$Z_0 = v_p L, \tag{3.9}$$

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C}, \tag{3.10}$$

em que, L e C são a indutância e capacitância por unidade de comprimento da linha; e v_p é a velocidade de fase da onda, e é dada por,

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{3.11}$$

Em linhas em microfita em que a aproximação quase-TEM pode ser usada, pode-se utilizar a análise quase-estática para calcular os parâmetros da linha. Nesse tipo de análise, o modo de propagação fundamental é considerado TEM, e as características da linha em microfita são calculadas a partir de capacitâncias eletrostáticas da estrutura[5].

Se em uma linha de transmissão em microfita, for feita a substituição do dielétrico pelo ar, teremos uma linha em que a onda se propagará com a velocidade da luz, $c \approx 3\times10^8\,\text{m/s}$. A impedância característica para essa linha, preenchida pelo ar, é dada pelas seguintes equações,

$$Z_{0a} = \sqrt{\frac{L}{C_a}}\,, \tag{3.12}$$

$$Z_{0a} = cL\,, \tag{3.13}$$

$$Z_{0a} = \frac{1}{cC_a}\,, \tag{3.14}$$

em que L não é alterado porque a permeabilidade magnética relativa, μ_0, não é alterada quando o dielétrico é substituído pelo ar; e C_a é a capacitância por unidade comprimento da linha preenchida pelo ar.

Usando as equações (3.8), (3.13) e (3.14), obtém-se [7],

$$Z_0 = \frac{1}{c\sqrt{CC_a}}\,. \tag{3.15}$$

A equação (3.15) mostra que, se for possível calcular a capacitância por unidade comprimento para microfita, com e sem a presença do substrato, pode-se calcular a impedância característica da linha.

Na aproximação quase-estática, o substrato e o ar são substituídos por um meio homogêneo com permissividade elétrica efetiva, ε_{re}. Para uma linha de transmissão preenchida com ar, a velocidade de propagação é dada por

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_a}}\,. \tag{3.16}$$

Dividindo a equação (3.16) pela (3.11) e elevando o resultado ao quadrado chega-se a,

$$\frac{C}{C_a} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 . \tag{3.17}$$

O termo do lado direito da equação (3.17) é definido como sendo a permissividade elétrica relativa efetiva da microfita; ou seja,

$$\varepsilon_{re} = \frac{C}{C_a} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 . \tag{3.18}$$

Uma relação interessante entre Z_0, Z_{0a} e ε_{re} pode ser obtida a partir de (3.10), (3.14), (3.17) e (3.18),

$$Z_0 = \frac{Z_{0a}}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} . \tag{3.19}$$

Em linhas em que a fita é larga, o campo elétrico encontra-se, em grande parte, confinado entre a fita e o plano terra. Nesse caso, ε_{re} tende a permissividade relativa do dielétrico; isto é, $\varepsilon_{re} \to \varepsilon_r$. Por outro lado, em linhas de transmissão em que a fita é mais fina o campo elétrico é distribuído quase que igualmente entre o ar e o substrato. Nesse último caso, tem-se que $\varepsilon_{re} \to 1/2(\varepsilon_r - 1)$. Dessa forma, para diversas dimensões da largura de fita, a permissividade efetiva varia entre ε_r e $1/2(\varepsilon_r - 1)$ [7]

Utilizando a análise quase-estática, chega-se a expressões fechadas para o cálculo, com precisão melhor que 1%, da impedância característica e da permissividade elétrica relativa efetiva de uma linha de transmissão em microfita [8]:

para $\frac{W}{h} \leq 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left\{ \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-0.5} + 0.04\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right\}, \tag{3.20}$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \cdot \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right); \tag{3.21}$$

e para $\frac{W}{h} \geq 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-0.5}, \tag{3.22}$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \cdot \left\{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \cdot \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)\right\}^{-1}. \tag{3.23}$$

em que ε_r, W e h são mostrados na Figura 3.1.

3.4 Velocidade de fase e comprimento de onda guiado

A velocidade de fase é calculada pelo produto entre a freqüência e o comprimento de onda guiado no meio de propagação. Para o ar tem-se:

$$c = f \cdot \lambda_0, \tag{3.24}$$

em que λ_0 é o comprimento da onda se propagando no ar, enquanto que para a microfita, a velocidade de fase é dada por:

$$v_P = f \cdot \lambda_g, \tag{3.25}$$

em que λ_g é o comprimento da onda guiado, nesse caso guiado em uma microfita.

Substituindo as equações (3.24) e (3.25) na (3.18), obtém-se:

$$\varepsilon_{re} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)^2; \tag{3.26}$$

ou seja,

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}. \tag{3.27}$$

A equação (3.27) pode ser mais convenientemente escrita da seguinte forma:

$$\lambda_g = \frac{300}{\mathrm{F(GHz)}\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad \text{(mm)}. \tag{3.28}$$

em que F(GHz) é o valor da freqüência em gigahetz. A equação (3.28) é bastante útil no projeto de linhas de transmissão em microfita.

3.5 Método gráfico para projeto de linhas de transmissão em microfita

Como parte do trabalho realizado no desenvolvimento desta dissertação, foi elaborado um método alternativo, utilizando apenas simulações, para o projeto de linhas de transmissão. Esse método se mostra bastante prático e versátil, visto que o tempo usado nas simulações é muito baixo (da ordem de 2 minutos), e, além disso, os resultados obtidos são tão bons quanto os apresentados com o uso das equações (3.20) à (3.23). Sendo assim, o método em questão é útil tanto para aplicações comerciais quanto em aplicações acadêmicas, no ensino do comportamento de estruturas para microondas.

Analisando equação (2.63), nota-se que a dependência da impedância de entrada de uma L. T. em relação ã freqüência, se deve ao fato que em $\gamma = \alpha + j\beta$, tanto α como β dependem do comprimento de onda do sinal no meio de propagação. E além disso, vê-se que quando $Z_0 = Z_L$, a impedância de entrada da linha será, independentemente da freqüência, igual a Z_0.

O método consiste em utilizar um simulador eletromagnético de onda completa para obter o gráfico da impedância de entrada de uma L. T. em função de sua largura W para vários valores de freqüência. Esse gráfico contém várias curvas, cada uma representando uma freqüência. Como em microfita a impedância característica da linha

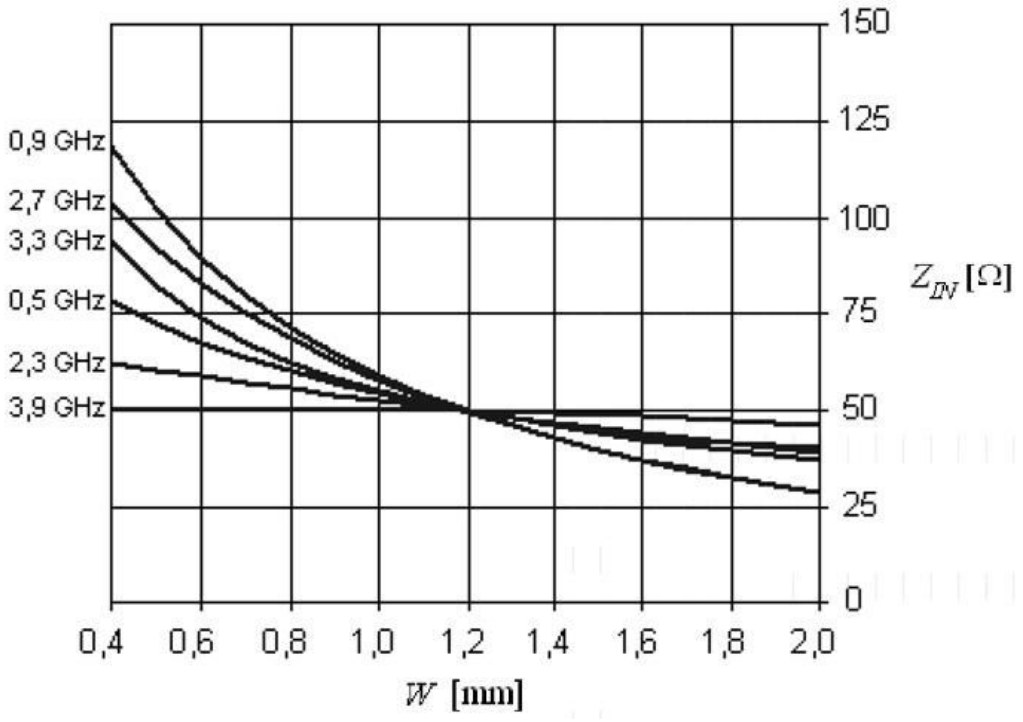
depende de sua largura W, então existirá um valor de $W = W_L$ em que $Z_0 = Z_L$, e conseqüentemente, Z_{IN} será independente da freqüência. Logo, em $W = W_L$ todas as curvas da impedância de entrada em função de W se interceptarão. Portanto W_L é o valor de W em que a impedância característica da L. T. é exatamente igual ao valor de Z_L.

Como exemplo, uma L. T. com impedância característica igual a 50 Ω foi projetada utilizando o procedimento descrito acima. Utilizou-se um substrato com $\varepsilon_r = 10{,}2$ e espessura $h = 1{,}27$ mm. A Figura 3.3 mostra a linha utilizada nas simulações. Para obter $Z_0 = 50$ Ω, é necessário atribuir 50 Ω a Z_L e obter as curvas Z_{IN} x W. A impedância de carga é ajustada para o valor de 50 Ω definindo-se as impedâncias das portas com esse valor. A Figura 3.4 mostra as curvas Z_{IN} x W para vários valores de freqüência.

Figura 3.3: *Layout da linha de transmissão utilizada nas simulações.*

Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 3.4: *Curvas Z_{IN} x W para diferentes freqüências.*



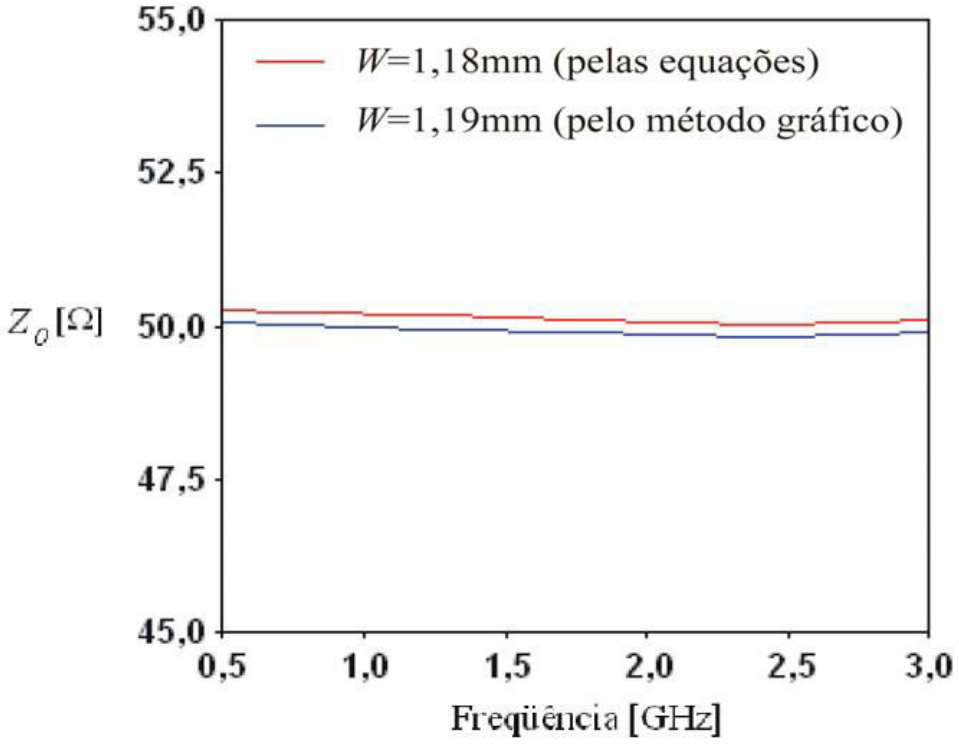
Fonte: *Acervo do autor.*

Na Figura 3.4, cada curva representa uma freqüência. Foram utilizadas freqüências na faixa de 0,5 GHz a 4,0 GHz. Nota-se que todas as curvas se interceptam em $W = 1{,}19$ mm. Portanto, essa é a largura da linha em que a impedância característica é exatamente igual a 50 Ω.

Para projetar linhas com valores de Z_0 diferentes de 50 Ω, basta, no processo de simulação, ajustar a impedância das portas para o valor de Z_0 desejado, e repetir os procedimentos descritos acima.

No projeto da mesma linha de 50 Ω utilizando as equações de (3.20) a (3.23), o valor obtido para W foi 1,18 mm. As impedâncias características da linha para $W = 1{,}18$ mm e $W = 1{,}19$ mm estão mostradas na Figura 3.5.

Figura 3.5: *Impedância característica da linha de transmissão para W = 1,18mm e W = 1,19mm.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Analisando a Figura 3.5, pode-se concluir que o projeto da L. T. pelo método de simulação apresentou um bom resultado no valor obtido da impedância característica. Esse resultado apresentou grande concordância com o resultado obtido pelas equações originadas da análise quase-estática com aproximação quase-TEM.

4 Subsistemas para a Identificação Instantânea de Sinais Desconhecidos - IFMS

A velocidade e precisão na identificação de sinais irradiados é um parâmetro vital para a moderna *Electronic Warfare* (eletrônica com fins militares) e para sistemas inteligentes de supervisão de espetro. O IFMS (*Instantaneous Frequency Measurement Subsystem*) é um sistema que monitora, de forma simultânea, todas as freqüências da banda para a qual foi projetado, sem a necessidade de se fazer uma varredura de espectro, detectando instantaneamente os sinais desconhecidos.

O IFMS é largamente usado em dispositivos eletrônicos militares e em sistemas inteligentes para a detecção de sinais desconhecidos sobre uma larga faixa de freqüência, e devido às suas características, possui alta probabilidade de interceptação de sinais em largas bandas de freqüência [9]-[12].

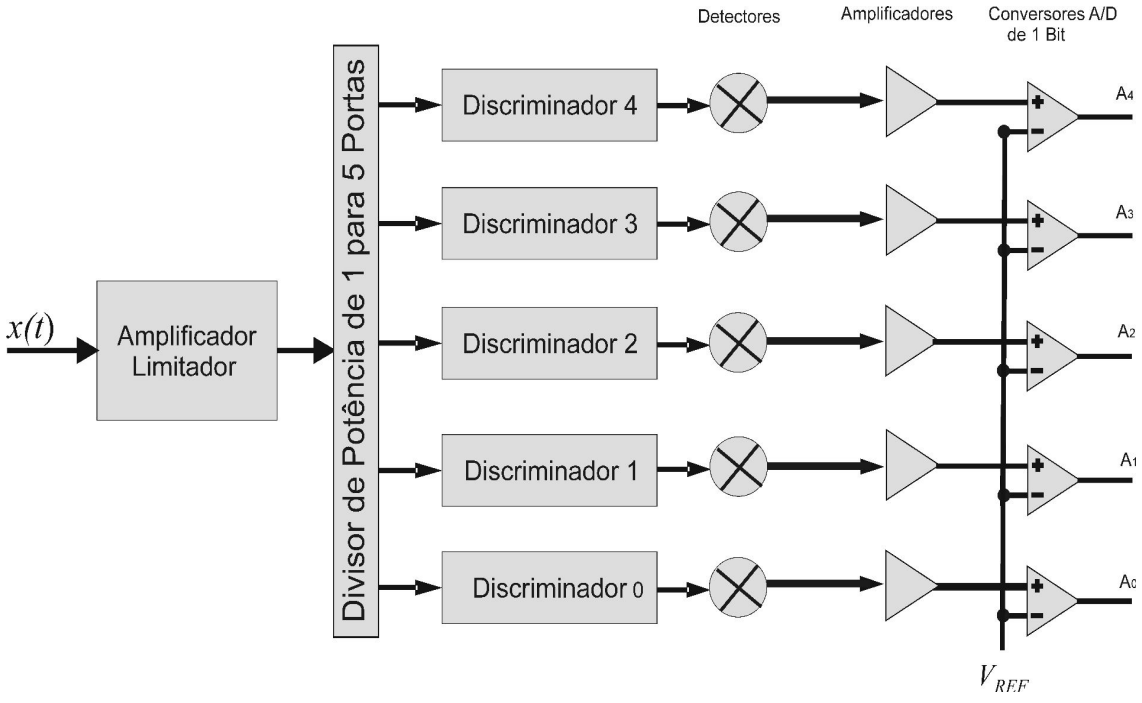
4.1 Arquitetura IFMS

Os componentes de um IFMS são: amplificador limitador, divisores de potência, discriminadores (que geralmente são interferômetros), detectores, amplificadores e conversores A/D de 1 bit. A Figura 4.1 mostra a arquitetura de um IFMS de 5 bits.

- Amplificador limitador: localiza-se na entrada do IFMS, e possui um filtro passa-banda, que define a banda de operação. Tem a função de fazer um controle de ganho do sinal, de modo que sinais fortes ou fracos apresentem mesma potência na entrada do divisor de potência e, além disso, reduz o efeito da entrada simultânea de sinais com freqüências diferentes [13].

- Divisor de Potência: recebe o sinal do amplificador limitador. Deve dividi-lo em cinco sinais com mesma potência, transmitindo-os aos discriminadores. Para projeto do divisor, utiliza-se o método de Divisores Wilkinson [14], se a banda de operação do IFMS for estreita; ou divisores binomiais, para uma banda larga [15].
- Discriminador: É o componente principal do IFMS. Tem a função de fornecer, em sua saída, um sinal periódico com a freqüência, de modo que esse apresente uma alternância entre bandas atenuadas e não atenuadas ao longo do espectro em que opere. Os sinais de saída dos discriminadores servem para formar um código binário que associa uma palavra binária a uma sub-banda de freqüência. A próxima seção apresenta as formas desses sinais e mostra como o código binário é formado.
- Detectores, amplificadores e conversores A/D de 1 bit: têm a função de fazer o condicionamento do sinal recebido, de modo a fornecer um sinal com nível lógico alto (valor binário 1) ou baixo (valor binário 0), a depender do nível de potência do sinal vindo do discriminador.

Figura 4.1: *Arquitetura de um IFMS de 5 bits*



Fonte: *Acervo do autor.*

4.2 Funcionamento do IFMS

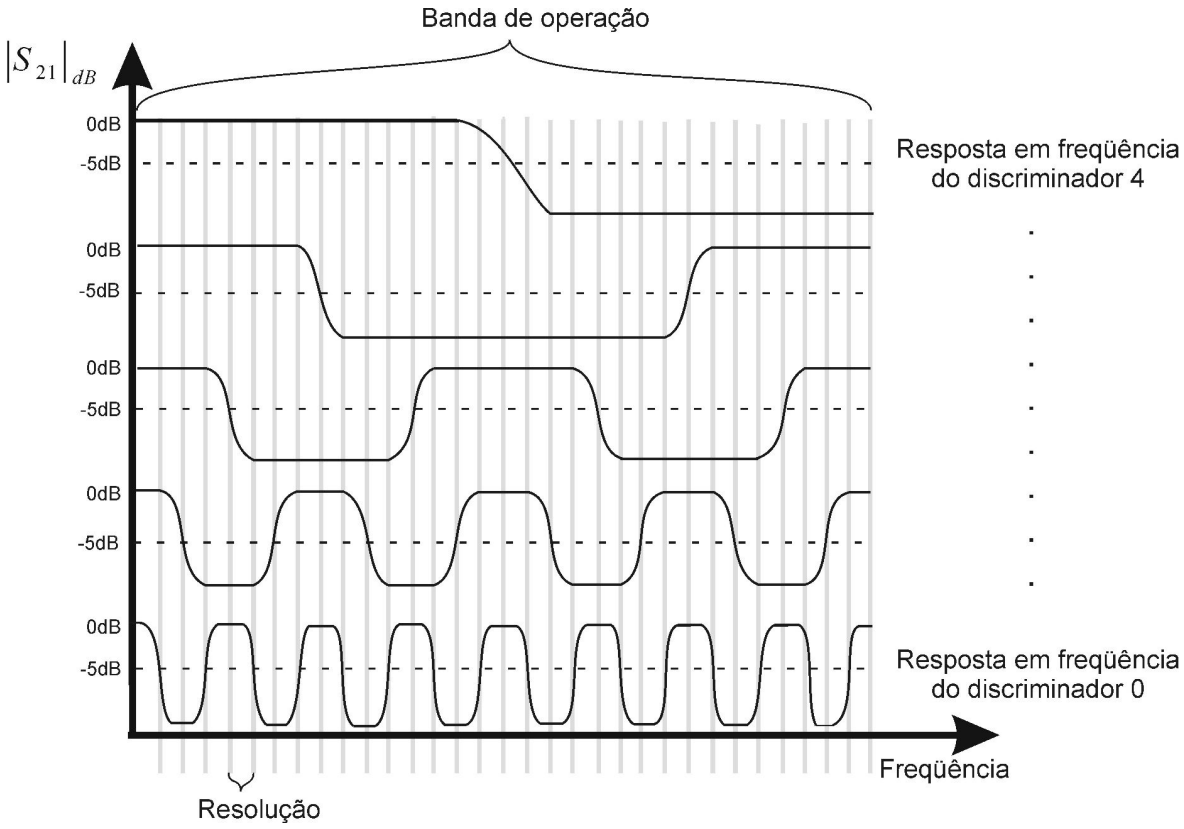
O IFMS divide sua banda de operação em sub-bandas menores. Cada uma dessas sub-bandas é associada a uma e somente uma palavra de um código binário. Para isso, as respostas dos discriminadores são de grande importância. A Figura 4.2 mostra como devem ser as respostas dos discriminadores de um IFMS de 5 bits, em que $|S_{21}|_{dB} = 20\log|S_{21}|$ é o coeficiente de transmissão direto (a Seção 5.1 trata com mais detalhes esse parâmetro).

A saída dos conversores A/D de 1 bit são mostradas na
Figura 4.3. Cada forma de onda binária está associada à resposta em freqüência de um discriminador. Por exemplo, o bit 4 na
Figura 4.3 está associado à resposta do discriminador 4 na Figura 4.2.

Para obter a forma de onda mostrada na
Figura 4.3, o conversor A/D de 1 bit recebe o sinal do amplificador e atribui em sua saída o valor 0 ou 1 para formar a palavra digital para cada sub-faixa de freqüência. Esse valor depende do nível de potência do sinal recebido, e o valor $|S_{21}|_{dB}$ = -5dB será escolhido como limiar para a atriguição de 0 ou 1. Dessa forma cada discriminador é responsável por um bit da palavra binária de saída do IFMS, que é associada a uma determinada sub-banda de freqüência [13].

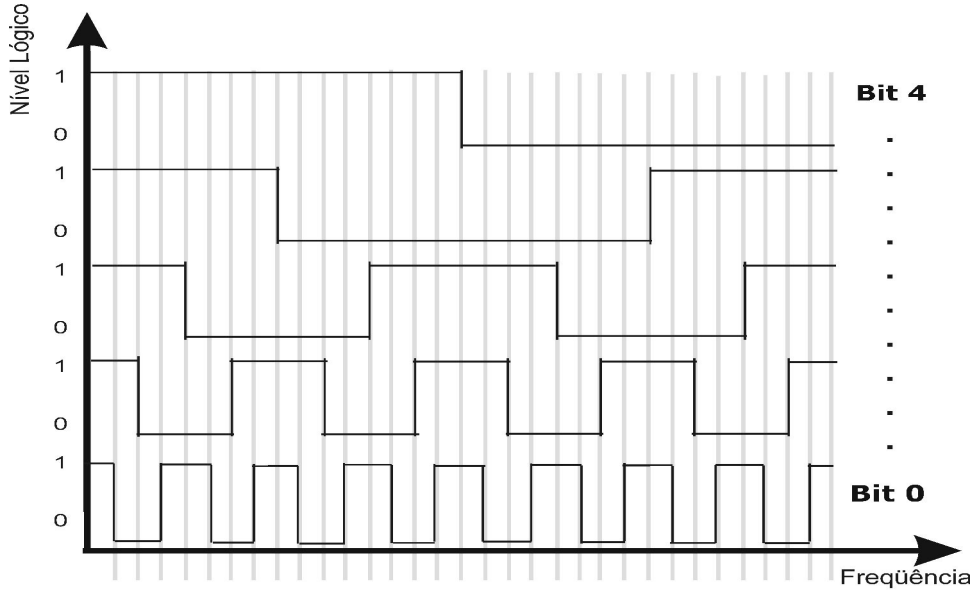
Nota-se que, tanto a Figura 4.2 como a
Figura 4.3 apresentam curvas em função da freqüência. Dessa forma, com a palavra binária resultante na saída do IFMS, consegue-se determinar em que freqüência está sendo irradiada potência. O código resultante está mostrado na Figura 4.4.

Figura 4.2: *Respostas em freqüência dos discriminadores.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 4.3: *Saídas dos conversores A/D, referentes às respostas dos discriminadores.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 4.4: *Código binário*

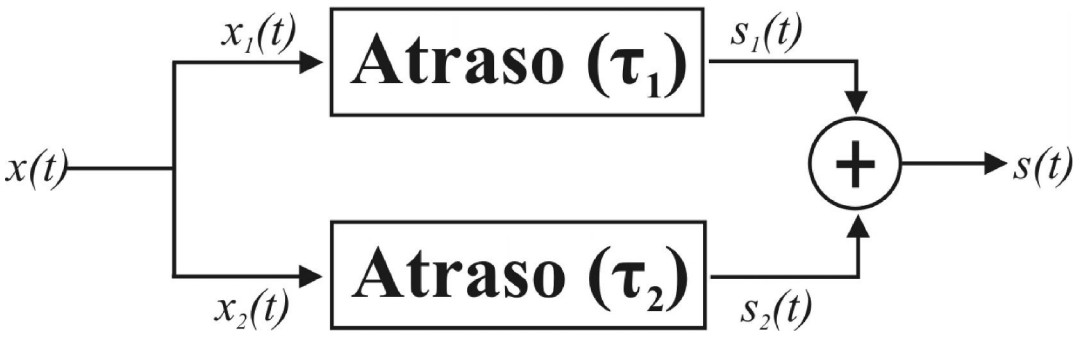
Fonte: *Acervo do autor.*

Da Figura 4.2, Figura 4.3, Figura 4.4, observa-se que em um IFMS de 5 bits sua banda de operação é dividida em 32 sub-bandas, e cada uma dessas está associado a uma palavra de 5 bits de um código binário. Dessa forma, a resolução em freqüência do IFMS é a largura de uma sub-banda Conclui-se que quanto maior o número de bits do IFMS, mantendo-se uma mesma banda de operação, maior será o número de sub-bandas, e consequentemente, melhor será sua resolução.

4.3 IFMS implementado com interferômetros

O princípio de detecção de sinais através interferômetros é antigo dentro do eletromagnetismo [16]. O interferômetro é um dispositivo que contém dois caminhos que causam atrasos de propagação diferentes em um sinal. Esses caminhos são denominados linhas de atraso; ou seja, linhas de transmissão que têm a função de provocar um determinado atraso de propagação no sinal que a atravessa. A Figura 4.5 mostra um interferômetro típico.

Figura 4.5: *Interferômetro*



Fonte: *Acervo do autor.*

O sinal é dividido em dois no início, cada sinal resultante percorre um dos caminhos, e são somados no fim do interferômetro. A diferença de atraso de propagação existente entre os caminhos faz com que os sinais, que são somados no fim do interferômetro, apresentem uma defasagem entre si. Devido a essa defasagem, o sinal resultante na saída do interferômetro possui máximos e mínimos de interferência, que dependem da freqüência do sinal de entrada. O desenvolvimento algébrico a seguir descreve como isso ocorre.

Com base na Figura 4.5, considerando que o sinal $x(t)$ é senoidal, e é dividido em dois idênticos, $x_1(t)$ e $x_2(t)$, tem-se:

$$x_1(t) = x_2(t) = \frac{sen(\omega t)}{2}. \tag{4.1}$$

Devido aos atrasos têm-se:

$$s_1(t) = x_1(t - \tau_1), \tag{4.2}$$

$$s_2(t) = x_2(t - \tau_2). \tag{4.3}$$

O sinal de saída é dado, então, por:

$$s(t) = \frac{1}{2} sen(\omega t - \omega\tau_1) + \frac{1}{2} sen(\omega t - \omega\tau_2). \tag{4.4}$$

Após o uso da identidade trigonométrica

$$\frac{1}{2} sen(a) + \frac{1}{2} sen(b) = sen\left(\frac{a+b}{2}\right) cos\left(\frac{a-b}{2}\right), \tag{4.5}$$

a equação (4.4) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$s(t) = sen\left(\frac{2\omega t - \omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}\right) cos\left(\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right). \tag{4.6}$$

Analisando a equação (4.6), observa-se que o termo em seno corresponde à parte harmônica, enquanto que o termo em cosseno representa a amplitude de $s(t)$. Sendo assim, os máximos da amplitude do sinal de saída do interferômetro, em função da freqüência, ocorrem quando:

$$\frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2} = n\pi, \tag{4.7}$$

para n = 1, 2, 3, 4...; *ou* seja, quando:

$$f_{máx} = \left| \frac{n}{\tau_2 - \tau_1} \right|, \tag{4.8}$$

em que $f_{máx}$ é a freqüência do sinal em que occorre os máximos.

Por outro lado, os mínimos ocorrem em:

$$f_{mín} = \left| \frac{n - 1/2}{\tau_2 - \tau_1} \right|. \tag{4.9}$$

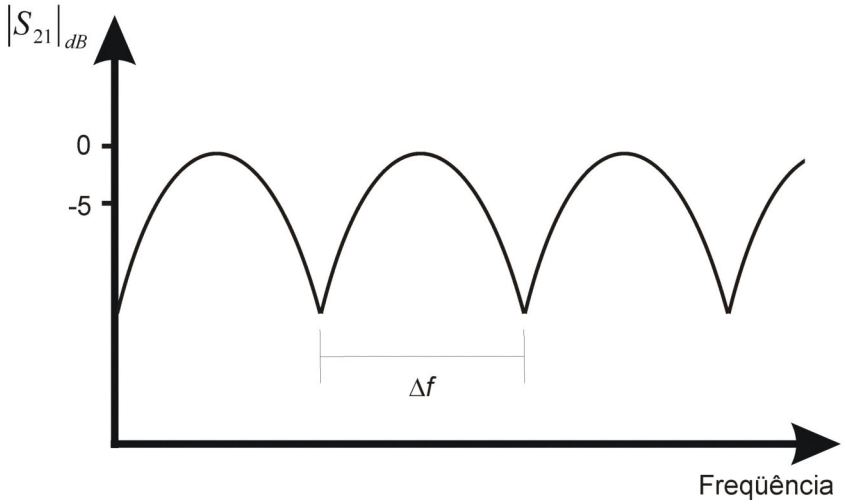
A distância entre dois máximos ou mínimos consecutivos é:

$$\Delta f = \left| \frac{1}{\Delta\tau_{2,1}} \right|, \tag{4.10}$$

em que $\Delta\tau_{2,1} = \tau_2 - \tau_1$.

Da equação (4.10), nota-se que, através de um ajuste dos atrasos, pode-se controlar o intervalo entre as freqüências em que ocorrem os máximos e mínimos de amplitude do sinal. A Figura 4.6 mostra a resposta em freqüência típica de um interferômetro.

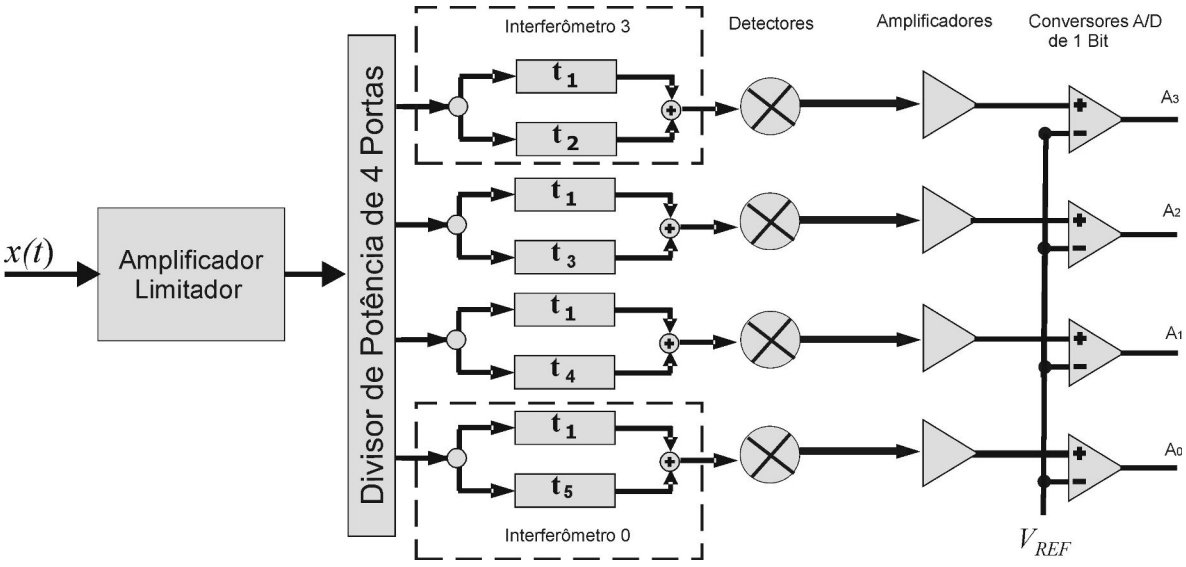
Figura 4.6:*Resposta em freqüência de um interferômetro.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Um IFMS de 4 bits, em que os discriminadores são interferômetros, está mostrado na Figura 4.7.

Figura 4.7: *IFMS de 4 bits com interferômetros.*



Fonte: *Acervo do autor.*

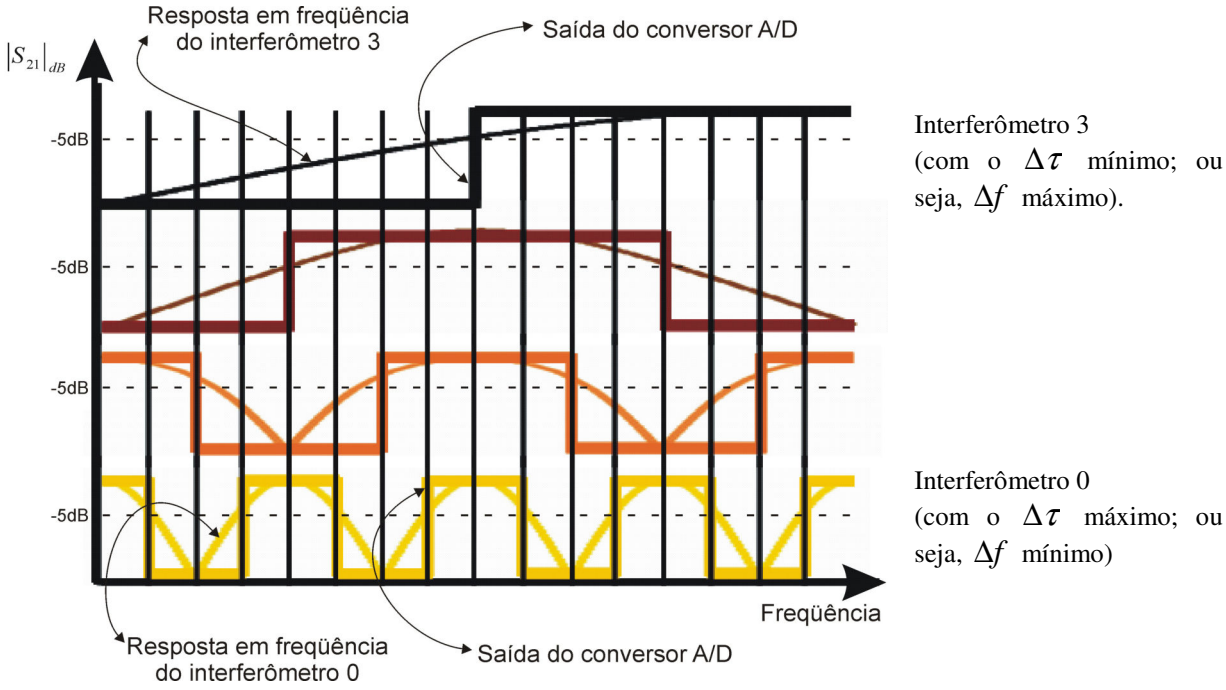
A Figura 4.8 mostra a resposta de cada um dos 4 interferômetros que compõem o IFMS mostrado na Figura 4.7, sobreposta à forma de onda na saída do conversor A/D relacionado. Para as respostas dos interferômetros se mostrem dessa maneira, os atrasos

devem ser ajustados de forma que a diferença de atrasos do intreferômetro n+1 seja a metade da diferença de atraso no interferômetro n [17]; ou seja:

$$\Delta\tau_{n+1} = \frac{\Delta\tau_n}{2}. \tag{4.11}$$

Sendo assim, por exemplo, se o interferômetro 0 apresentar diferença de atrasos de 16ns, então, no interfermeto 3, a diferença de atrasos deverá ser 2ns.

Figura 4.8: *Resposta em freqüência dos interferômetros utilizados em IFMS de 4 bits.*



Fonte: *Acervo do autor.*

O código binário referente à Figura 4.8 está mostrado na Figura 4.9.

Figura 4.9: *Código binário*

0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1

Fonte: *Acervo do autor.*

Analisando cuidadosamente a Figura 4.8 e a Figura 4.9, observa-se que o código contém todas as palavras binárias possíveis. Então, se a faixa de freqüências for estendida para freqüências maiores que as mostradas nessas figuras, o código conterá palavras binárias repetidas, acarretando, assim, uma ambigüidade na identificação da freqüência detectada. Sendo assim, a banda de operação do IFMS é metade do intervalo entre os máximos de freqüência do interferômetro 3. É importante observar que esse é o interferômetro que apresenta a menor diferença de atrasos. De acordo com a equação (4.10), o intervalo entre máximos de freqüências é inversamente proporcional à diferença de atrasos do interferômetro. Sendo assim, pode-se generalizar que a banda de operação de um IFMS é determinada pelo $\Delta\tau$ mínimo; ou seja, a banda de operação deve ser a metade do intervalo entre os máximos de freqüência do interferômetro que apresenta $\Delta\tau$ mínimo [17]:

$$B.O. = \frac{\Delta f_{\max}}{2}, \tag{4.12}$$

que, com o uso da equação (4.10), pode ser reescrita da seguinte forma:

$$B.O. = \frac{1}{2\,\Delta\tau_{\min}}, \tag{4.13}$$

em que *B.O.* é a banda de operação e $\Delta\tau_{\min}$ é a menor diferença de atrasos dos interferômetros .

Ainda observando a Figura 4.8 e a Figura 4.9, nota-se que para o interferômetro 0, existem quatro palavras binárias no intervalo de freqüência entre os pontos de máximos. Sendo assim, a resolução do IFMS é um quarto desse intervalo. Usando a equação (4.10), nota-se que a resolução é determinada pelo $\Delta\tau$ máximo, e é dada por:

$$f_R = \frac{1}{4\,\Delta\tau_{\max}}, \tag{4.14}$$

em que f_R é a resolução e $\Delta\tau_{\max}$ é a máxima diferença de atrasos dos interferômetros.

Da equação (4.11), obtém-se que, para um IFMS de *n* bits, a relação entre $\Delta\tau_{\min}$ e $\Delta\tau_{\max}$ é dada por:

$$\Delta\tau_{\max} = 2^{n-1}\Delta\tau_{\min} . \tag{4.15}$$

Sendo assim, a resolução pode ser reescrita em função de $\Delta\tau_{\min}$:

$$f_R = \frac{1}{2^{n+1}\,\Delta\tau_{\min}} . \tag{4.16}$$

Conclui-se que, para projetar um IFMS através do uso de interferômetros, é preciso definir a freqüência central, largura da banda de operação e a resolução. Esses parâmetros definem o número de bits e os atrasos que devem ser usados no sistema.

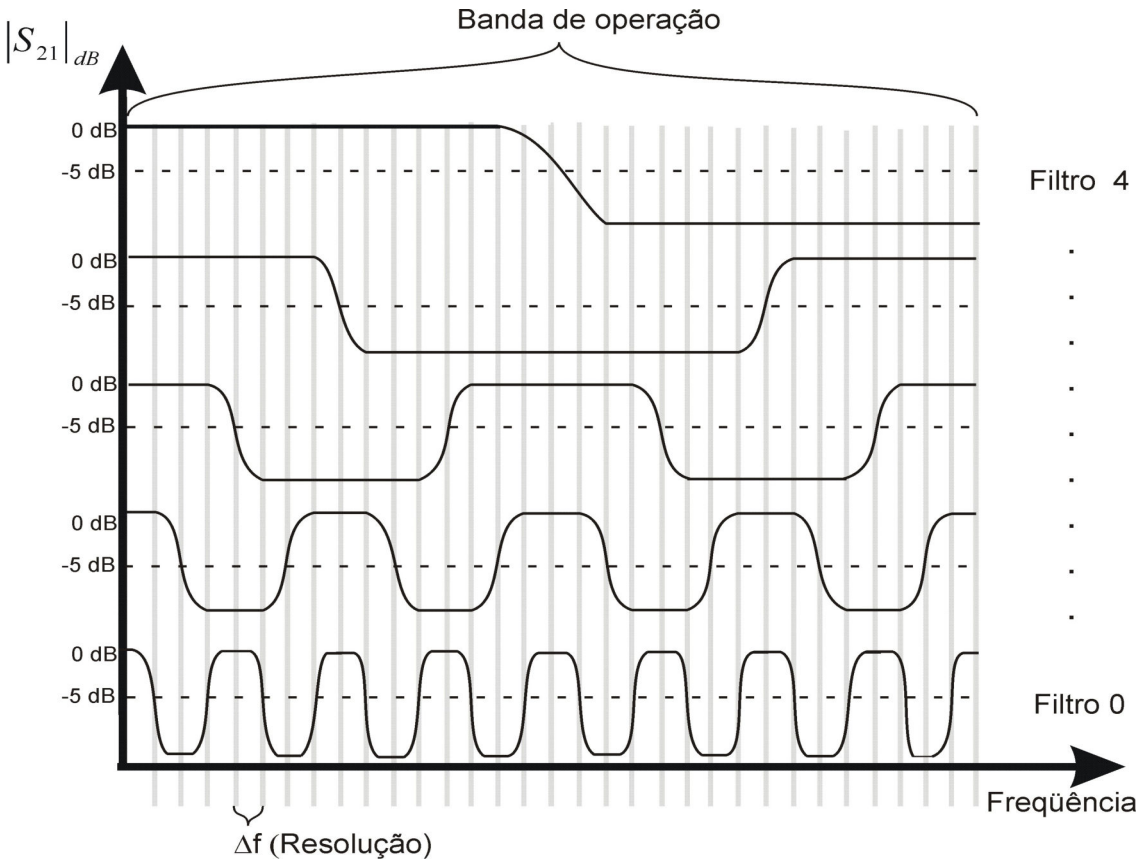
A maior dificuldade em usar interferômetros para implementar IFMS, em freqüências de microondas, está no projeto das linhas de atraso. Como a resolução do sistema está relacionada com o $\Delta\tau_{\max}$, conforme equação (4.14), para obter uma boa resolução, deve-se fazer com que $\Delta\tau_{\max}$ seja o maior possível. E para conseguir isso, as linhas de atraso devem ser projetadas de modo a proporcionar grandes atrasos. Tais linhas são geralmente projetadas com um alto número de curvas, com a finalidade de alcançar a resolução desejada. Entretanto, essas curvas aumentam as reflexões múltiplas ao longo da linha, acarretando em degradação do sinal. Uma alternativa para esse problema é utilizar filtros para obter respostas similares a dos interferômetros. Nesta dissertação, é proposto o projeto de cinco filtros para serem utilizados como discriminadores de um IFMS de 5 bits.

4.4 IFMS implementado com filtros rejeita-bandas

A expansão do uso de dispositivos eletrônicos que operam na faixa de microondas, tais como comunicação via satélite comercial e comunicações móveis, exige um rápido avanço nas técnicas de projeto de filtros. A evolução no projeto de filtros em microondas torna possível realizar filtros com as mais diversas respostas quanto as suas características.

Para implementar o IFMS de 5 bits com filtros, pode-se escolher realizar os discriminadores com filtros passa-bandas ou rejeita-bandas, de forma que as respostas dos filtros sejam como as mostradas na Figura 4.10. Dessa figura, nota-se que todos os filtros devem passar metade das freqüências da banda de operação do IFMS, e rejeitar as outras. Além disso, o Filtro 4 deve apresentar apenas um banda passante e uma rejeitada, enquanto que o Filtro 0 deve possuir bandas rejeitadas alternadas com bandas passantes, e a resolução do IFMS será metade de uma dessas bandas.

Figura 4.10: *Respostas dos filtros utilizados como discriminadores.*

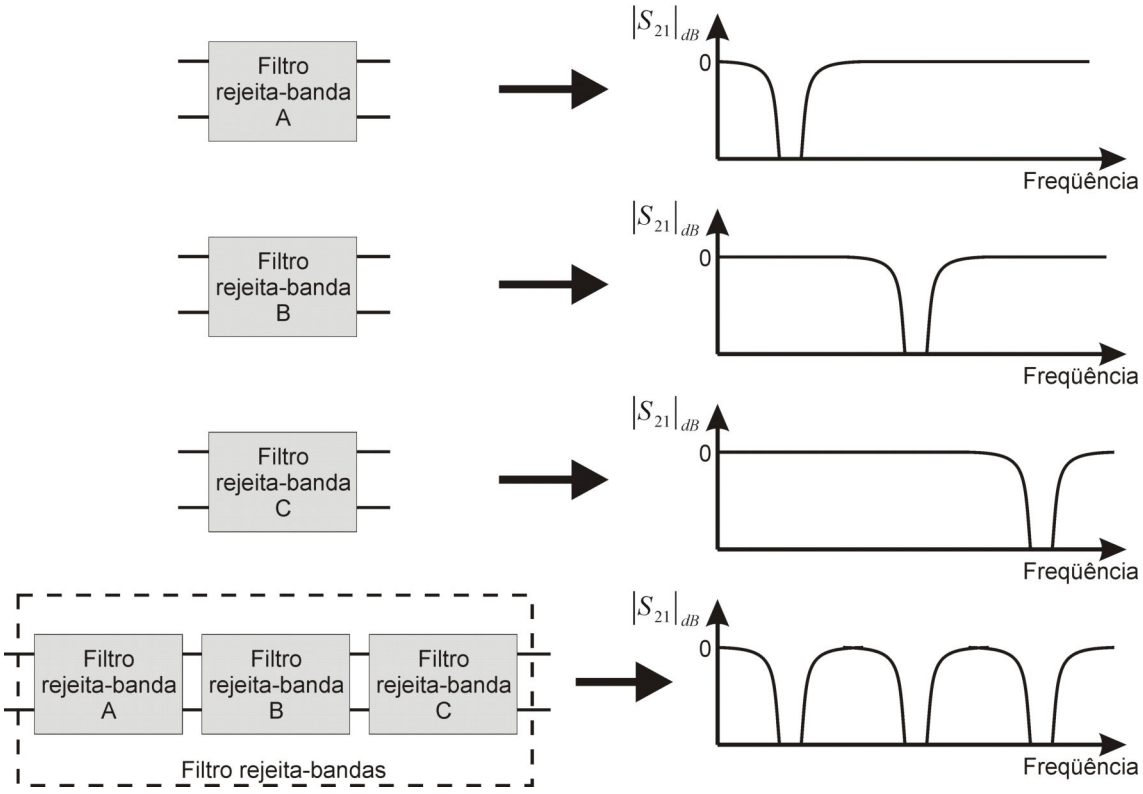


Fonte: *Acervo do autor.*

Para projetar filtros que apresentem bandas passantes e rejeitadas se alternando conforme mostra a Figura 4.10, é mais simples a utilização de filtro rejeita banda, visto que basta projetar um filtro rejeita-banda para cada banda rejeitada, e colocá-los em configuração série. O mesmo não acontece com a utilização de filtro passa-banda, em que um filtro apenas deve ser projetado para se conseguir todas as bandas passantes, o que torna o projeto muito complicado. Escolheu-se, portanto, nesta dissertação, o uso de filtros rejeita-banda no projeto dos discriminadores.

A Figura 4.11 mostra como filtros rejeita-banda são utilizados para formarem um filtro rejeita-bandas que apresente uma banda passante entre duas de suas bandas rejeitadas, com a finalidade de se obter as respostas mostradas na Figura 4.10.

Figura 4.11: *Filtros rejeita-banda formando um filtro rejeita-bandas.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Em microfita, existem várias formas de se projetar um filtro rejeita-banda, dentre as quais a mais usada é a utilização de ressoadores acoplados a linhas de transmissão [18]-[25].

No projeto dos discriminadores, a utilização de filtros em vez de interferômetros, que são compostos por linhas de atraso e divisores de potência, diminui o tempo de simulação da estrutura, torna o projeto menos complexo e não apresenta as curvas que causa reflexões nas linhas de atraso. Além disso, há mais controle sobre a resolução, visto que há um grande desenvolvimento no projeto de filtros que apresentam banda rejeitada cada vez mais estreita [23]-[25], pois resolução está diretamente relacionado com a largura da banda rejeitada dos filtros.

5 Filtros Rejeita-Bandas

Tendo em vista o grande aumento de sistemas irradiantes, a aplicação de filtros de R.F./microondas em sistemas de comunicações é vasta, e de grande importância.

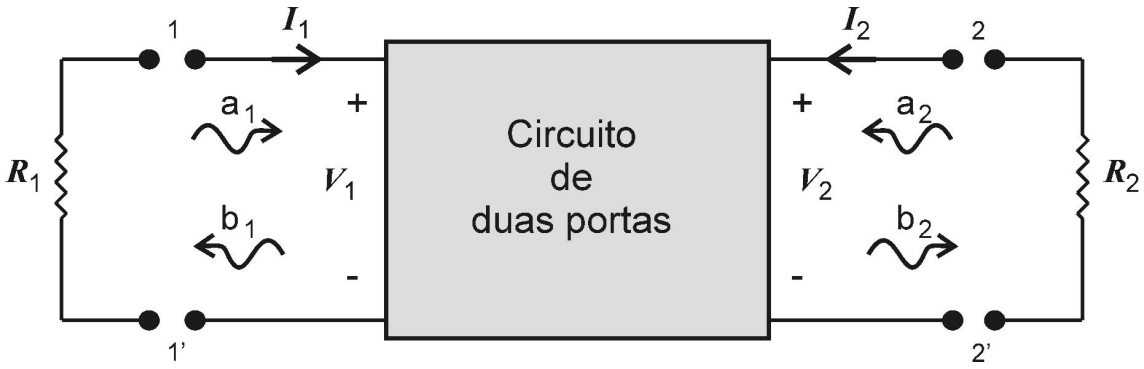
Neste capítulo, será apresentada a teoria sobre: Parâmetros de Espalhamento de um circuito de duas portas; filtro passa-baixas protótipo de Butterworth; Perda por Inserção, Síntese de Darlington para projeto de filtros; e Transformação de Impedância e de Freqüência para filtros rejeita-banda.

5.1 Parâmetros de espalhamento

Em altas freqüências, é impraticável a medição direta de correntes e tensões em linhas de transmissão. A prática comum para caracterizar o comportamento de circuitos multiportas, nesse caso, é usar o conceito de onda incidente e onda refletida em cada porta, e onda transmitida de uma porta para outra [26].

A onda incidente em uma porta é chamada de a_i e a onda refletida de b_i, em que o indexador *i* representa o número da porta. Ambas as ondas, a_i e b_i, são fasores, e possuem, portanto, magnitude e fase. A Figura 5.1 mostra essas ondas em um circuito de duas portas.

Figura 5.1: *Ondas incidente e refletida em uma circuito de duas portas.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Para cada porta, as ondas incidente e refletida são definidas em termos da tensão, da corrente e da impedância de referência da referida porta; ou seja[26]:

$$a_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{V_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \sqrt{Z_{01}}\, I_1 \right), \tag{5.1}$$

$$b_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{V_1}{\sqrt{Z_{01}}} - \sqrt{Z_{01}}\, I_1 \right), \tag{5.2}$$

$$a_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_{02}}} + \sqrt{Z_{02}}\, I_2 \right), \tag{5.3}$$

$$b_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_{02}}} - \sqrt{Z_{02}}\, I_2 \right), \tag{5.4}$$

em que V_i, I_i e Z_{0i} são, respectivamente, a tensão, a corrente e a impedância de referencia na porta *i*.

A impedância de referência da porta, quando o circuito é composto por linhas de transmissão, é a impedância característica da linha que está conectada diretamente à referida porta [26].

Usando-se as ondas a_i e b_i, um circuito linear pode ser caracterizado por um conjunto de equações que descrevem a onda refletida em cada porta em termos das ondas incidentes em todas as portas. Os termos que caracterizam um circuito, com essas condições, são chamados Parâmetro de Espalhamento, S_{ij}, que, para um circuito de duas portas, são dados pelas seguintes equações [26]:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \tag{5.5}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2, \tag{5.6}$$

Escrevendo essas equações na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \tag{5.7}$$

em que a matriz

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \tag{5.8}$$

é chamada Matriz de Espalhamento de um circuito de duas portas. Os elementos dessa matriz são obtidos a partir das ondas incidentes e refletidas nas portas do circuito, da seguinte forma:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0}, \tag{5.9}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0}, \tag{5.10}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0}, \tag{5.11}$$

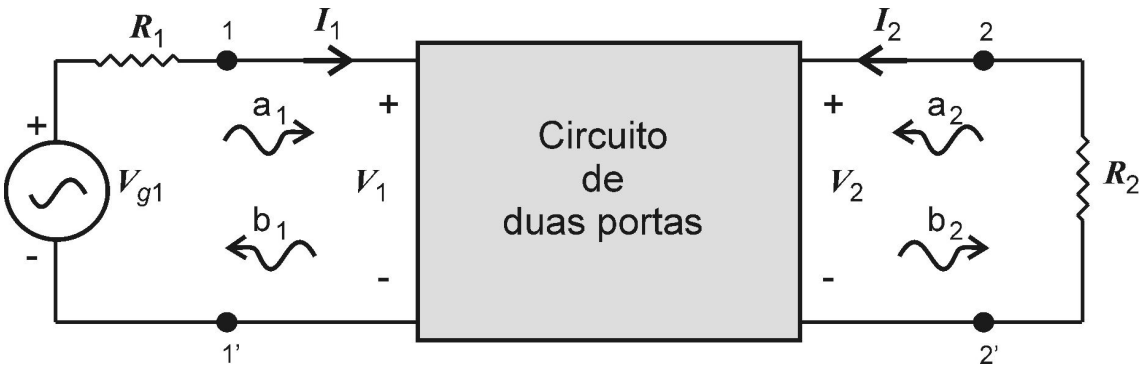
$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0}. \tag{5.12}$$

Nas equações (5.9) à (5.12), o parâmetro S_{11} é chamado de coeficiente de reflexão de entrada; S_{21} é o coeficiente de transmissão direto; S_{12} é o coeficiente de transmissão inverso; e S_{22} é o coeficiente de reflexão de saída [27].

Nas equações (5.9), (5.10), (5.11) e (5.12), pode-se mostrar que para obter $a_i = 0$, basta fazer o casamento de impedância da porta *i*; ou seja, fazer $Z_{0i} = R_i$, em que R_i é a impedância conectada à referida porta [27].

A Figura 5.2 mostra um circuito de duas portas sendo excitada, na porta 1, por uma fonte de tensão V_{g1} com impedância interna R_1; e com uma impedância de carga R_2 conectada à porta 2.

Figura 5.2: *Circuito de duas portas sendo excitada por uma fonte de tensão V_{g1}.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Pode-se mostrar que o coeficiente de transmissão direto é dado por [27].

$$S_{21} = \frac{2V_2}{V_{g1}}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\Bigg|_{R_1=Z_{01},\ R_2=Z_{02}} . \tag{5.13}$$

Nota-se que, S_{21} tem característica de Função Transferência de razão de tensões. A equação (5.13) é importante para a compreensão de como projetar filtros a partir da perda por inserção (isso é melhor explicado na Seção 5.2) .

A utilização de Parâmetros de Espalhamento, para descrever circuitos de duas portas, apresenta algumas vantagens [27].

1. Muitos circuitos não possuem a matriz de impedância nem a de admitância. Sendo assim, o uso da Matriz de Espalhamento é recomendável nesses casos.
2. Em altas freqüências, os parâmetros de incidência e de reflexão exercem um papel de fundamental importância nos problemas de transmissão, pois , nesse caso, já não há interesse em caracterizar um dispositivo através de suas tensões e correntes. A Matriz de Espalhamento é, portanto, a ferramenta mais poderosa para se descrever um circuito em altas freqüências.

3. Em circuitos em que o fluxo de potência é usado como grandeza principal (filtros, por exemplo), a Matriz de espalhamento é muito útil na caracterização da rede. Pode-se mostrar que [27]

$$\left|S_{21}(j\omega)\right|^2 = \frac{P_2}{P_A}. \tag{5.14}$$

em que P_A representa a potência disponível do gerador, e P_2 a potência dissipada pela carga R_2. Da equação (5.14), observa-se que $\left|S_{21}(j\omega)\right|^2$ é a razão entre a potência dissipada em uma dada porta e potência disponível na outra.

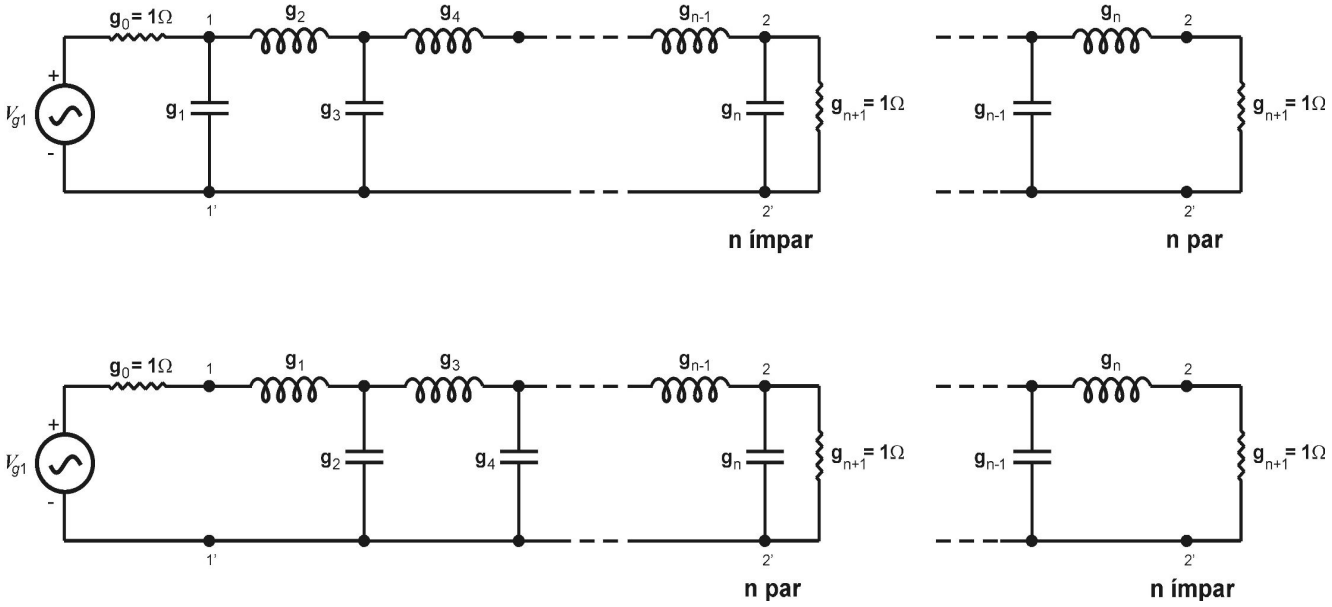
5.2 Teoria básica de filtros

Filtros são uns dos componentes de microondas mais populares, e estão presentes em praticamente todo sistema de comunicação.

O projeto de filtros trata de, dadas características de amplitude e fase, obter uma função realizável adequada para a Função Transferência do sistema. Um filtro, que apresente banda passante sem atenuação ou deslocamento de fase, e atenuação total na banda rejeitada, é irrealizável. Na prática, uma Função Transferência polinomial é usada para modelar a resposta do filtro (por exemplo, Butterworth, Chebyshev e Bessel).

Combinações de indutores e capacitores, como mostra a Figura 5.3, resultam em um filtro passa-baixas, que pode ser desenvolvido como um filtro passa-baixas protótipo normalizado, que possui terminações resistivas de 1 Ω e freqüência de corte de 1 rad/s. A partir do filtro protótipo, para projetar filtros passa-baixas, passa-altas, passa-banda ou rejeita-banda com outras impedâncias e com outras características de resposta em freqüência, basta aplicar as transformações de impedância e freqüência. Nesta dissertação, o tipo de filtro abordado será o de Butterworth.

Figura 5.3: *Configurações do filtro passa-baixas protótipo.*



Fonte: *Acervo do autor.*

5.2.1 Filtro protótipo de Butterworth

Um filtro passa-baixas ideal é irrealizável. Usa-se, portanto, aproximações para obter filtros com característica bem similares às de um filtro ideal. O filtro de Butterworth é um tipo de aproximação usada para o projeto de filtros que apresentem características próximas às dos filtros ideais.

No projeto de um filtro passa-baixas protótipo, se for assumido que todos os zeros de transmissão ocorrem no infinito; ou seja, quando ω tende a infinito, o módulo da Função Transferência é da seguinte forma [27]:

$$\left|H(j\omega)\right| = \frac{1}{\left[1+\xi^2\left[F_n(\omega)\right]^2\right]^{\frac{1}{2}}}, \tag{5.15}$$

em que o numerador igual a 1 significa constante de ganho unitária; ξ é constante de *ripple*; e $F_n(\omega)$ um polinômio a ser escolhido de acordo com as características desejadas para o filtro.

Em filtros de Butterworth, a constante de riplle é unitária, e $\left[F_n(\omega)\right]^2$ é da forma:

$$\left[F_n(\omega)\right]^2 = \omega^{2n}, \tag{5.16}$$

sendo assim, tem-se:

$$\left|H(j\omega)\right| = \frac{1}{\left[1+\omega^{2n}\right]^{\frac{1}{2}}}, \tag{5.17}$$

em que *n* é a ordem do filtro.

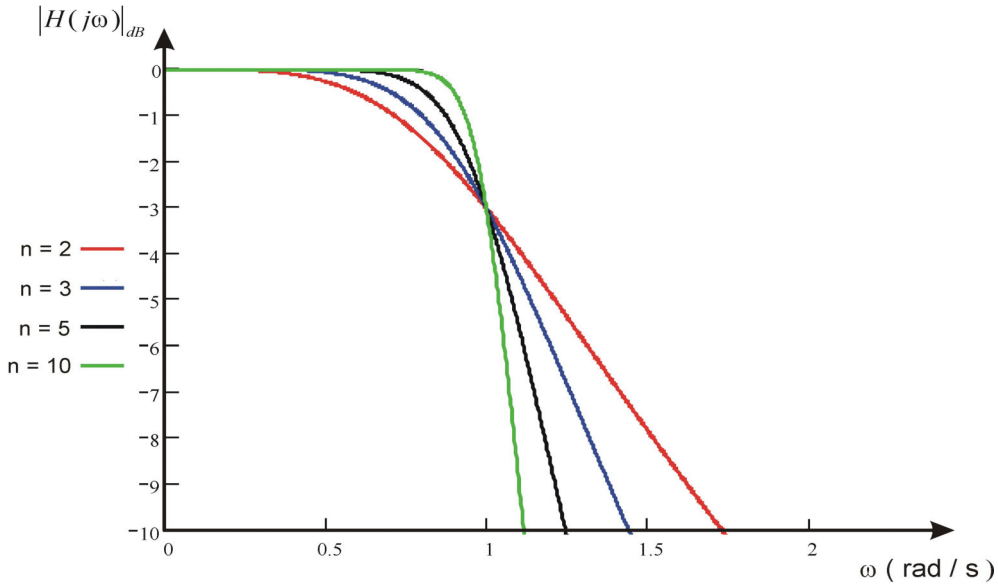
Observando a equação (5.17) em decibéis, tem-se:

$$\left|H(j\omega)\right|_{dB} = 20\log\left[\frac{1}{\left[1+\omega^{2n}\right]^{\frac{1}{2}}}\right]. \tag{5.18}$$

Nota-se que $\left|H(j\omega)\right|_{dB}$ decresce com ω, e o ponto de 3dB ocorre em $\omega = 1$ rad/seg, qualquer valor de *n*; ou seja, a freqüência de corte é 1 rad/seg.

Pode-se mostrar que o filtro de Butterworth possui máxima planura na banda passante; e que fora dessa, decai assintoticamente a uma taxa de $20n$ dB/década [27]. Para se obterem, portanto, filtros com melhor seletividade, deve-se aumentar a ordem do filtro. A Figura 5.4 mostra a resposta em freqüência do filtro de Butterworth para vários valores de *n*.

Figura 5.4: *Resposta em freqüência de filtros de Butterwoth.*



Fonte: *Acervo do autor.*

A Função Transferência pode ser reescrita da seguinte forma:

$$H(s) = \frac{1}{(s-p_1)(s-p_2)\ \ldots\ (s-p_{n-1})(s-p_n)}, \tag{5.19}$$

em que $p_1, p_2, \ldots, p_n$ são os pólos de $H(s)$.

A próxima questão é como obter a Função Transferência $H(j\omega)$ a partir de $|H(j\omega)|$. Sabe-se que:

$$|H(j\omega)|^2 = H(s)\cdot H^*(s), \tag{5.20}$$

em que $s = j\omega$.

A partir da equação (5.20), obtêm-se os pólos de $H(s)\cdot H^*(s)$, e esses são dados por [27]:

$$s_k = e^{\frac{j(2k+n-1)\pi}{2n}}, \tag{5.21}$$

para $k = 1, 2, 3, ..., 2n$.

Analisando a equação (5.21), nota-se que os pólos, s_k, estão localizados no circulo unitário no plano *s* e estão arranjados simetricamente em relação a ambos os eixos, real e imaginário. Para que o filtro seja realizável, $H(s)$ deve ser associada aos pólos presentes no semi-plano esquerdo do plano *s*, ou seja, aos pólos que apresentam parte real negativa [27].

Após a determinação dos seus pólos, a Função Transferência é facilmente obtida a partir da equação (5.19).

Como foi visto na Seção 5.1, S_{21} tem característica de Função Transferência de razão de tensões, e $|S_{21}(j\omega)|^2$ é a razão entre a potência dissipada em uma porta e a potência disponível na outra de um circuito. O coeficiente de transmissão direto pode, portanto, ser usado para projeto de filtros. Isso é feito através da definição de perda por inserção e da síntese de Darlington.

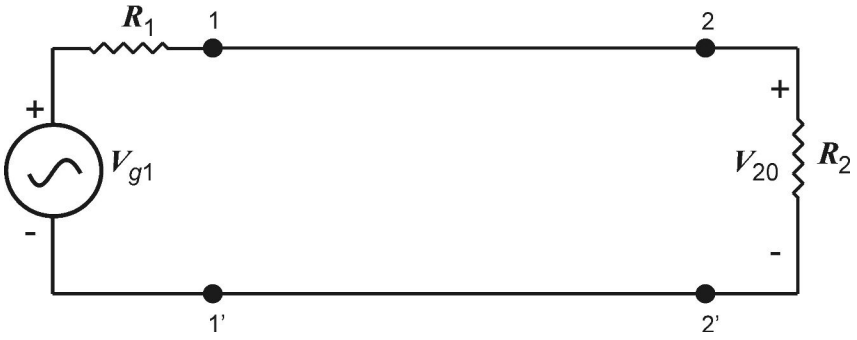
5.2.2 Perda por inserção e síntese de Darlington

Para entender o significado de Perda por Inserção (*Insertion Loss*, em inglês) de um determinado circuito , considere a Figura 5.5 e a Figura 5.6. Nota-se que, na Figura 5.5, o circuito de interesse ainda não está introduzido entre o gerador, que é formado por V_{g1} e R_1, e a resistência de carga R_2. Na Figura 5.6, o circuito de interesse é introduzido entre os terminais 1-1' e 2-2'. A Perda por Inserção, *IL*, é definida da seguinte forma[27]:

$$IL = 10\log\left(\frac{P_{20}}{P_2}\right), \tag{5.22}$$

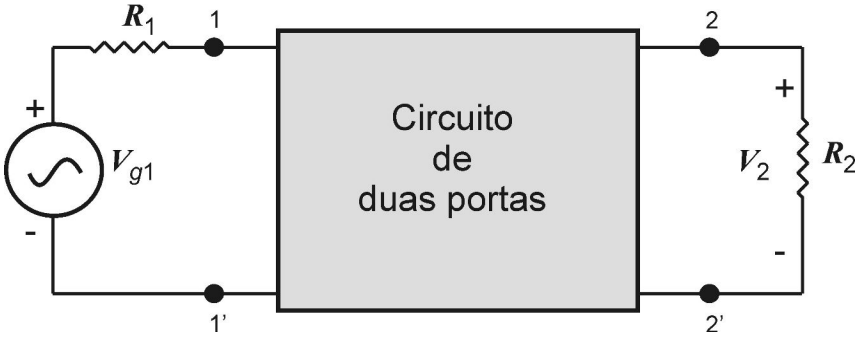
em que P_{20} é a potência dissipada no resistor R_2 antes da introdução do circuito, e P_2 é a potência dissipada no mesmo resistor após introdução.

Figura 5.5: *Configuração antes da introdução do circuito de interesse.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 5.6: *Configuração após a introdução do circuito de interesse.*



Fonte: *Acervo do autor.*

A partir da Figura 5.5 e da Figura 5.6, chega-se a:

$$P_{20} = \frac{R_2 \left|V_{g1}\right|^2}{2\,(R_1 + R_2)^2}, \tag{5.23}$$

$$P_2 = \frac{\left|V_2\right|^2}{2\,R_2}. \tag{5.24}$$

Substituindo as equações (5.23) e (5.24) na (5.22), obtém-se:

$$IL = 10\log\left(\frac{\left|V_{g1}\right|^2 \; {R_2}^2}{\left|V_2\right|^2 \; (R_1 + R_2)^2}\right). \tag{5.25}$$

No caso em que a resistência de carga é igual à resistência da fonte, então a Perda por Inserção é dada por:

$$IL = 10\log\left(\frac{\left|V_{g1}\right|^2}{4\left|V_2\right|^2}\right). \tag{5.26}$$

Combinando a equação (5.26) com (5.13), quando R_1 for igual a R_2, tem-se:

$$IL = -10\log\left|S_{21}\right|^2 \tag{5.27}$$

Já foi visto que S_{21} tem característica de Função Transferência de razão de tensões. Sendo assim, pode-se projetar filtros a partir da Perda por Inserção.

O Método de Síntese de Darlington consiste em, a partir da Perda por Inserção, obter os valores dos elementos reativos do filtro protótipo mostrado na Figura 5.3. Nesse método, determinada a especificação da Perda por Inserção do filtro, que equivale à especificação do $\left|S_{21}\right|^2$, obtém-se o coeficiente de reflexão S_{11}. Então, a partir desse, chega-se à impedância de entrada do filtro. Conhecendo a impedância de entrada, utiliza-se a Síntese de Cauer para determinar os valores dos elementos reativos do filtro protótipo [27]. O desenvolvimento a seguir mostra como obter a impedância de entrada do filtro a partir da Perda por inserção.

A Função Transferência de um filtro é a descrição matemática das características de sua resposta em freqüência; e, em muitos casos, pode ser definida por [6]:

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right|^2 = \frac{1}{1+\xi^2\left[F_n(\Omega)\right]^2} \tag{5.28}$$

em que ξ é constante de *ripple*; $F_n(\Omega)$ representa a função que caracteriza o filtro; e Ω é a variável de freqüência angular normalizada.

Nesta dissertação, será abordado, apenas, o filtro de Butterworth. Para esse tipo de filtro, tem-se:

$$\left|S_{21}(j\Omega)\right| = \frac{1}{1+\Omega^{2n}} \tag{5.29}$$

Pode-se mostrar que [27]:

$$\left|S_{11}(j\Omega)\right|^2 = 1 - \left|S_{21}(j\Omega)\right|^2, \tag{5.30}$$

que pode ser reescrita da seguinte forma:

$$S_{11}(s)\, S^{*}{}_{11}(s) = 1 - \left|S_{21}(s)\right|^2. \tag{5.31}$$

em que $s = j\Omega$.

Da (5.31), obtém-se o coeficiente de reflexão S_{11}. Mas, sabe-se que esse é dado por:

$$S_{11}(s) = \frac{Z_1(s) - R_1}{Z_1(s) + R_1}\ , \tag{5.32}$$

em que $Z_1(s)$ é a impedância de entrada do filtro protótipo, e R_1 é a resistência da fonte.

Da (5.32), chega-se a:

$$Z_1(s) = R_1 \frac{1 + S_{11}(s)}{1 - S_{11}(s)} \tag{5.33}$$

Determinada a impedância de entrada do filtro protótipo, utiliza-se a Síntese de Cauer para determinar os valores dos seus elementos reativos [27]. Vale lembrar que, no filtro protótipo, tanto a resistência de carga como a resistência interna do gerador são unitárias. A Tabela 5.1 mostra os valores dos elementos reativos, obtidos a partir do

Método de Darlington, para o filtro passa-baixas protótipo de Butterworth. Esses elementos são dispostos conforme mostrado na Figura 5.3.

Tabela 5.1: *Valores dos componentes reativos do filtro passa-baixas protótipo de Butterworth*

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1	2,0000				
2	1,4142	1,4142			
3	1,0000	2,0000	1,0000		
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180

5.2.3 Transformação de impedância

O filtro passa-baixas protótipo, discutido nas seções anteriores, foi sintetizado de forma normalizada para resistência da fonte e de carga unitárias. Para obter filtros com resistências arbitrárias, aplica-se a transformação de impedância.

Na transformação de impedância, a impedância desnormalizada Z está relacionada com a normalizada Z_n da seguinte forma [21]:

$$Z = K_0 Z_n , \tag{5.34}$$

em que K_0 é o fator de transformação, e é adimensional.

Para desnormalizar o circuito, a equação (5.34) deve ser aplicada em todos os seus elementos. Dessa forma, para um resistor, indutor e capacitor, respectivamente, têm-se:

$$R = K_0 R_n , \tag{5.35}$$

$$L = K_0 L_n , \tag{5.36}$$

$$C = \frac{C_n}{K_0}, \tag{5.37}$$

em que R_n é a resistência normalizada, L_n é a indutância normalizada e C_n capacitância normalizada.

A transformação de impedância não altera a resposta em freqüência do filtro protótipo. Para isso, aplica-se a transformação de freqüência.

5.2.4 Transformação de frequência para o filtro rejeita-banda

Visto que a freqüência de corte do filtro passa-baixas protótipo, Ω_C, é 1 rad/s, a transformação de freqüência é utilizada para, a partir desse filtro, obter filtros com outras características de resposta em freqüência.

A transformação de freqüência utilizada para se obter um filtro rejeita-banda, a partir de um passa-baixa protótipo, é dada por [6]:

$$\Omega = \frac{\Omega_C \ FBW}{\left(\dfrac{\omega_0}{\omega} - \dfrac{\omega}{\omega_0} \right)}, \tag{5.38}$$

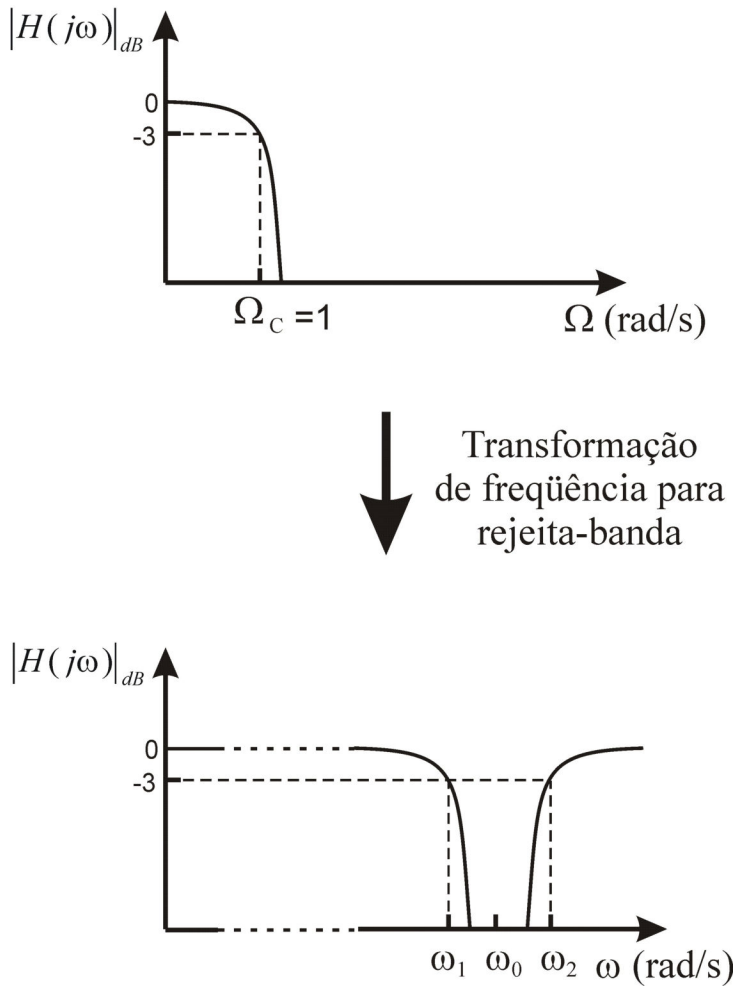
com

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \ \omega_2}, \tag{5.39}$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \tag{5.40}$$

em que Ω é a variável de freqüência angular do filtro passa-baixas protótipo; ω é a variável de freqüência angular do filtro rejeita-banda que se deseja projetar; ω_0 é a freqüência angular central da banda rejeitada; ω_1 e ω_2 são, respectivamente, as freqüências angulares de borda inferior e superior da banda rejeitada; e FBW é largura de banda fracional do filtro. A Figura 5.7 ilustra esse tipo de transformação.

Figura 5.7: *Reposta em freqüência na transformação para filtro rejeita-banda.*



Fonte: *Acervo do autor.*

A transformação de freqüência atua apenas nos elementos reativos do circuito. Antes da transformação para o filtro rejeita-banda, a reatância de um capacitor do filtro passa-baixas protótipo é dada por

$$X_{C\,n} = -\frac{1}{\Omega\, g_n}, \tag{5.41}$$

em que g_n representa a capacitância.

Aplicando a transformação em freqüência, ou seja, substituindo a equação (5.38) na (5.41), obtém-se:

$$X_{C\,n} = -\frac{1}{\omega\left(\frac{FBW\ \Omega_C\ g_n}{\omega_0}\right)} + \frac{\omega}{FBW\ \Omega_C\ \omega_0\ g_n} \tag{5.42}$$

Na equação (5.42), o primeiro termo representa a reatância de um capacitor dado por:

$$C_s = \frac{FBW\ \Omega_C\ g_n}{\omega_0} \tag{5.43}$$

enquanto que o segundo termo equivale à reatância do seguinte indutor:

$$L_s = \frac{1}{FBW\ \Omega_C\ \omega_0\ g_n} \tag{5.44}$$

Ainda da equação(5.42), nota-se que o capacitor e o indutor estão em configuração série.

Já a susceptância do indutor do filtro passa-baixas protótipo, na transformação para filtro rejeita-banda, que antes era dada por

$$B_{L\,n} = -\frac{1}{\Omega\, g_n}, \tag{5.45}$$

em que g_n representa a indutância , passa a ser

$$B_{L\,n} = -\frac{1}{\omega\left(\frac{FBW\ \Omega_C\ g_n}{\omega_0}\right)} + \frac{\omega}{FBW\ \Omega_C\ \omega_0\ g_n} \tag{5.46}$$

Na equação (5.46), o primeiro termo representa a susceptância de um indutor dado por:

(5.47)

$$L_p = \frac{FBW\ \Omega_C\ g_n}{\omega_0}$$

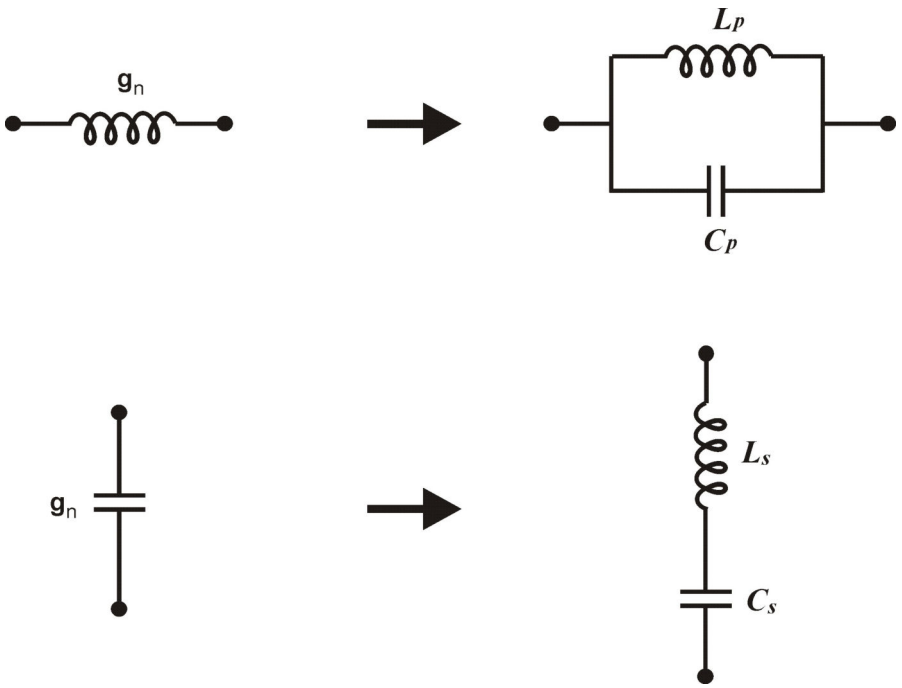
enquanto que o segundo termo equivale à susceptância do seguinte capacitor:

$$C_p = \frac{1}{FBW\ \Omega_C\ \omega_0\ g_n} \tag{5.48}$$

Ainda da equação (5.46), nota-se que o indutor e o capacitor estão em configuração paralelo.

Conclui-se, portanto, que, após a utilização da transformação de freqüência para um filtro rejeita-banda, o capacitor do filtro passa-baixas protótipo dá origem a um indutor em série com um capacitor; enquanto que o indutor se transforma em um capacitor em paralelo com um indutor. A Figura 5.8 mostra os efeitos desse tipo de transformação.

Figura 5.8: *Transformação de freqüência para filtro rejeita-banda.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Aplicando a transformação de freqüência para o filtro rejeita-banda em conjunto com transformação de impedância, obtêm-se:

$$C_s = \frac{FBW\ \Omega_C\ g_n}{\omega_0 K_0} \tag{5.49}$$

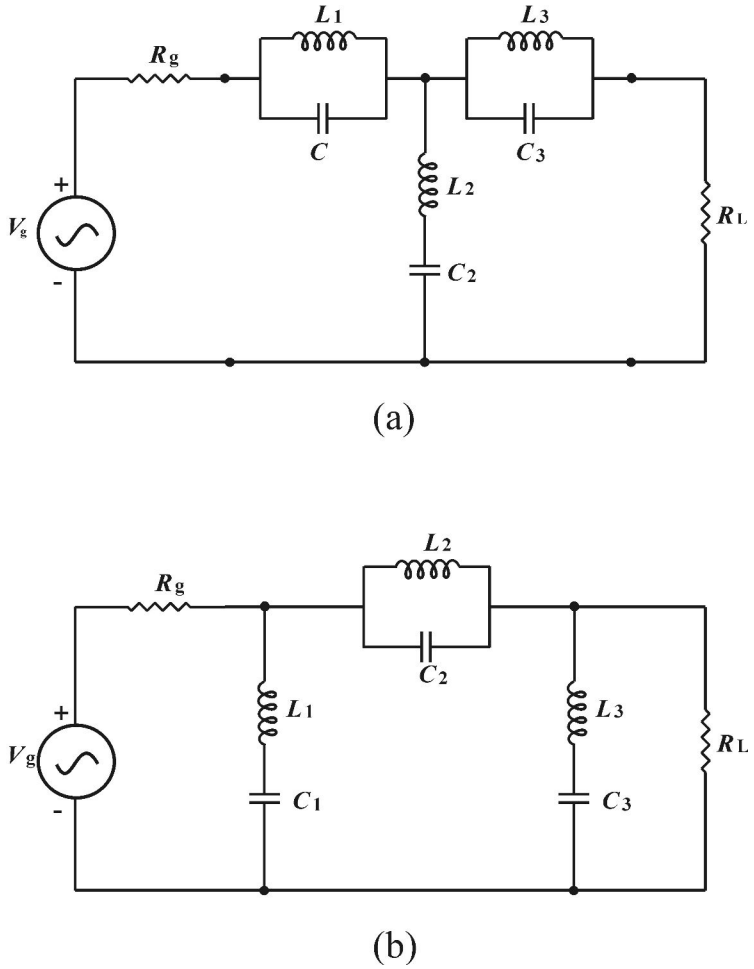
$$L_s = \frac{K_0}{FBW\ \Omega_C\ \omega_0\ g_n} \tag{5.50}$$

$$L_p = \frac{FBW\ \Omega_C\ g_n\ K_0}{\omega_0} \tag{5.51}$$

$$C_p = \frac{K_0}{FBW\ \Omega_C\ \omega_0\ g_n} \tag{5.52}$$

Sendo assim, em um filtro rejeita-banda com três pólos, por exemplo, possui seus indutores e capacitores configurados conforme a Figura 5.9.

Figura 5.9: *Filtro rejeita-banda. (a) configuração T. (b) configuração π.*



Fonte: *Acervo do autor.*

6 Projetos de Filtros Rejeita-Bandas em Microfitas

Neste capítulo, será feito um estudo sobre o ressoador retangular de *loop*-aberto acoplado a uma linha de transmissão em microfita, e se mostrará que ele pode ser modelado por um circuito ressonante série LC com componentes discretos. Além disso, apresentar-se-á como esses ressoadores são utilizados no projeto dos filtros rejeita-bandas que serão usados como discriminadores em um IFMS de 5 bits.

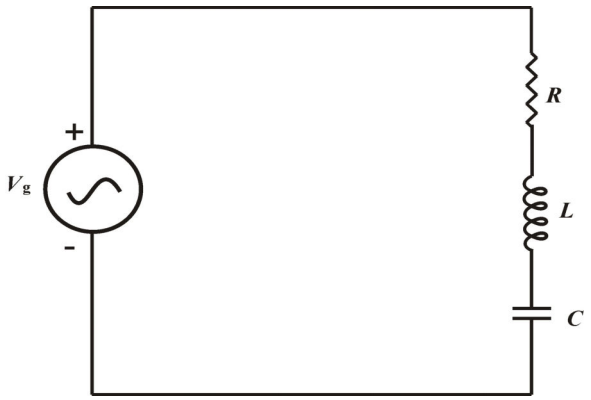
6.1 Ressoadores

Ressoadores, em microondas, são muito usados em projetos de diversos tipos de filtros; e, quando estão próximos da freqüência de ressonância, apresentam comportamento similar àqueles por elementos discretos da teoria básica de circuitos. Por isso, será feita uma abordagem sobre circuitos ressonantes *RLC* série [15], que é o tipo de ressoador que será utilizado nos projetos dos filtros nessa dissertação.

6.1.1 Circuito ressonante série

A Figura 6.1 mostra um circuito ressonante série.

Figura 6.1: *Circuito ressonante série.*



Fonte: *Acervo do autor.*

A impedância de entrada desse circuito é

$$Z_{in} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right), \tag{6.1}$$

que pode ser reescrita da seguinte forma [15]:

$$Z_{in} = \frac{2P_l + 4j\omega(W_m - W_e)}{|I|^2}, \tag{6.2}$$

com

$$P_l = \frac{|I|^2 R}{2}, \tag{6.3}$$

$$W_m = \frac{|I|^2 L}{4}, \tag{6.4}$$

$$W_e = \frac{|I|^2}{4\omega^2 C}, \tag{6.5}$$

em que P_l é a potência dissipada no resistor *R*; W_m é a energia magnética média armazenada no indutor *L*; e W_e é a energia elétrica média armazenada no capacitor *C*.

A ressonância ocorre quando $W_m = W_e$. Então, analisando a equação (6.2) em conjunto com a (6.3), nota-se que a impedância de entrada, na ressonância, é dada por:

$$Z_{in} = R, \tag{6.6}$$

que é puramente real.

A condição de ressonância, $W_m = W_e$, implica que a freqüência de ressonância, ω_0, é dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \tag{6.7}$$

Pode-se mostrar que a potencia média real entregue ao circuito da Figura 6.1 é dada por:

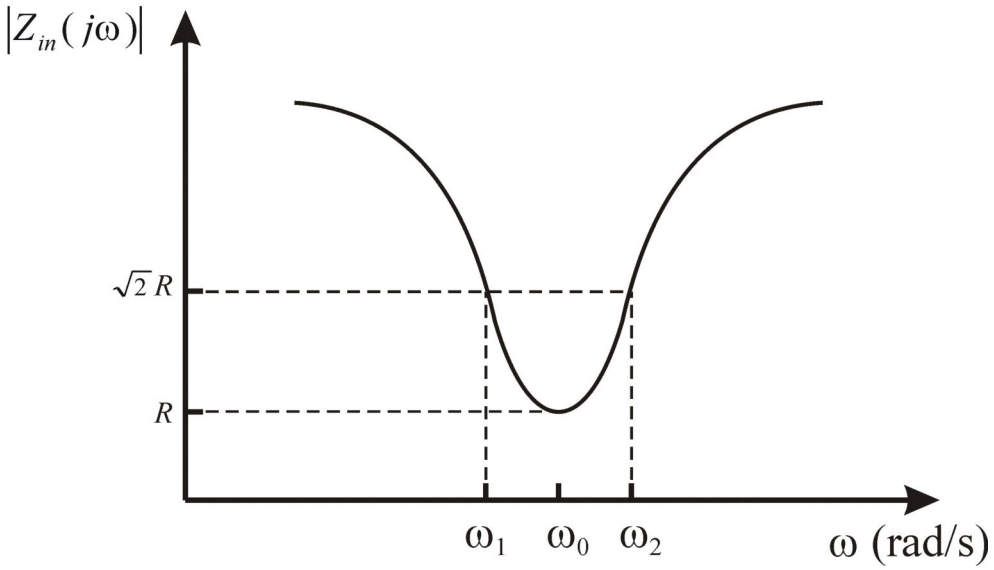
$$P_l = \frac{R}{2}\left|\frac{V}{Z_{in}}\right|^2 . \tag{6.8}$$

Da equação (6.8), nota-se que, quando $|Z_{in}| = \sqrt{2}R$, a potencia média real entregue ao circuito é metade da entregue na ressonância. A

Figura 6.2 mostra o comportamento da magnitude da impedância de entrada ao longo da freqüência angular. Nota-se que em $\omega = \omega_0$ a impedância de entrada tem valor igual a *R*. Além disso, em $\omega = \omega_1$ e em $\omega = \omega_2$, apenas metade da potência real média máxima é entregue ao circuito. Um aspecto bastante observado em circuitos ressonantes é a largura de banda fracional, que é definida por:

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} . \tag{6.9}$$

Figura 6.2: *Magnitude da impedância de entrada de um circuito ressonante série.*



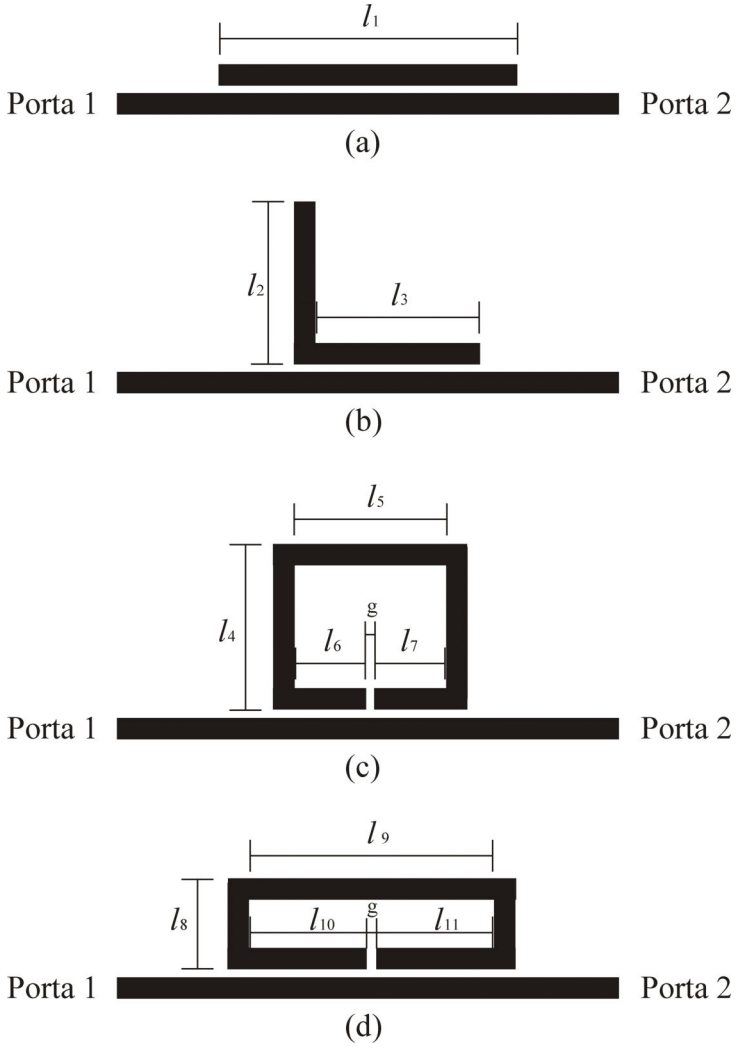
Fonte: *Acervo do autor.*

6.1.2 Ressaodor de $\lambda_{g0}/2$ acoplado em microfita

Em microfita, qualquer estrutura que é capaz de conter, pelo menos, uma oscilação do campo eletromagnético, é considerado um ressoador [6]. Existem vários tipos de ressoadores, dentre os quais estão os acoplados de meio comprimento de onda, que é chamado assim porque seu comprimento linear, *l*, é metade do comprimento de onda guidado na freqüência de ressonância fundamental f_0; ou seja, $l = \lambda_{g0}/2$. Além disso, os outros modos de ressonância ocorrem em $f \approx nf_0$, para n = 2, 3, 4, ... [6].

A Figura 6.3 mostra alguns ressaodores de $\lambda_{g0}/2$ acoplados em uma linha de transmissão principal.

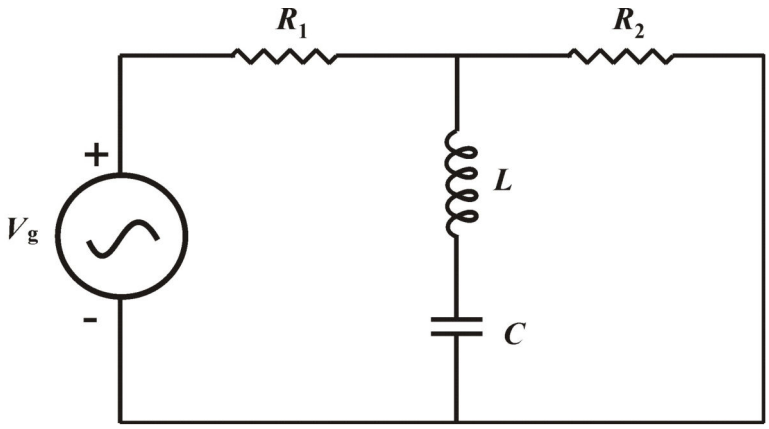
Figura 6.3: *Ressoadores de meio comprimento de onda acoplados a uma linha de transmissão em microfita. (a) ressoador linear. (b) ressoador L. (c) ressoador quadrado de loop-aberto. (d) ressoador retangular de loop-aberto.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Cada uma das configurações mostradas na Figura 6.3 pode ser modelada por um ressoador LC série com componentes discretos conectado em paralelo [6] e [28] (isso está mostrado mais adiante, através de simulações, no decorrer desta seção). A Figura 6.4 mostra esse circuito equivalente, em que R_1 e R_2 são as resistências dos acessos (portas 1 e 2).

Figura 6.4: *Circuito equivalente dos ressoadores de meio comprimento de onda acoplados.*



Fonte: *Acervo do autor.*

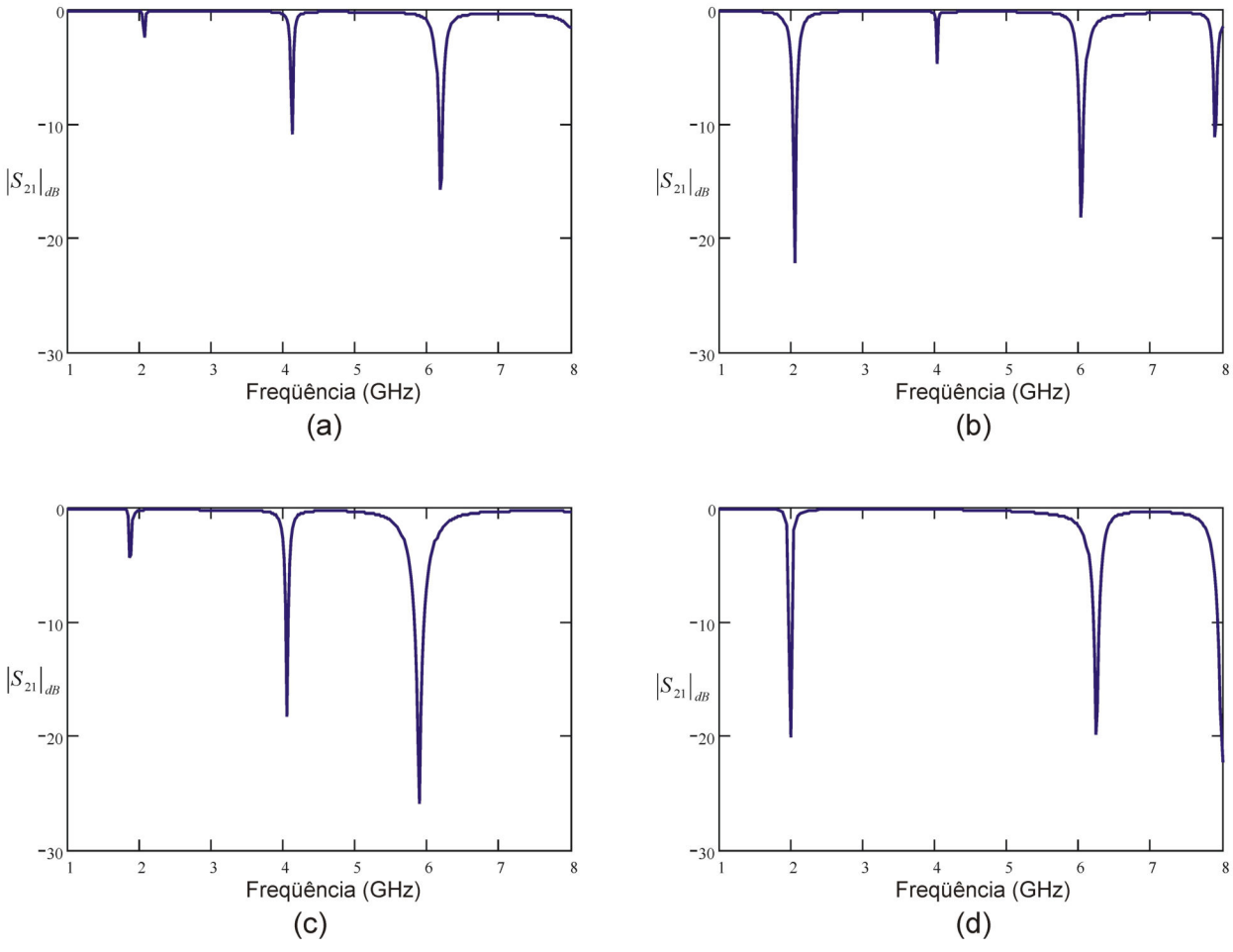
De acordo com o que foi visto na Seção 0, o circuito da Figura 6.4 equivale ao circuito de um filtro rejeita-banda com um pólo, pois possui um zero de transmissão na freqüência de ressonância.

Para verificar as características dos ressoadores acoplados à linha de transmissão mostrados na Figura 6.3, eles foram projetados com $f_0 = 2{,}0\,GHz$. Utilizou-se um substrato com $\varepsilon_r = 10{,}8$ e espessura *h* = 1,27 mm. Pelas equações obtidas na Seção 3.3, chega-se que para a linha de transmissão principal possuir impedância característica $Z_0 = 50\ \Omega$, então a espessura de linha, *W*, deve ser 1,2 mm. A espessura da linha dos ressoadores foi fixada em 0,5 mm, e estes foram mantidos a uma distância de acoplamento da linha de transmissão principal, *d*, igual a 0,1mm. O comprimento de onda guiado nas linhas dos ressoadores é obtido pela equação (3.27), e vale 58,9 mm para $f_0 = 2{,}0\,GHz$. Dessa forma, o comprimento linear dos ressoadores, *l*, deve ser 29,45 mm. Sendo assim, a Tabela 6.1 contém os valores das dimensões mostradas na Figura 6.3. Foi utilizado um simulador de onda completa para obter a resposta em freqüência dos ressoadores [29]. A Figura 6.5 mostra os resultados simulados.

Tabela 6.1: *Dimensões dos ressoadores mostrados na Figura 6.3.*

Tipo de Ressoador	Dimensões (mm)
Linear	$l_1 = 29{,}5$
L	$l_2 = 14{,}7$; $l_3 = 14{,}8$
Quadrado de *loop* aberto	$l_4 = 7{,}5$; $l_5 = 7{,}3$; $l_6 = 3{,}6$; $l_7 = 3{,}6$; g = 0,1
Retangular de *loop* aberto	$L_8 = 2{,}0$; $l_9 = 12{,}8$; $l_{10} = 6{,}3$ $l_{11} = 6{,}4$; g = 0,1

Figura 6.5: *Resposta em freqüência de ressoadores acoplados a uma linha de transmissão em microfita: (a) ressoador linear. (b) ressoador L. (c) ressoador quadrado de loop-aberto. (d) ressoador retangular de loop-aberto.*



Fonte: *Acervo do autor.*

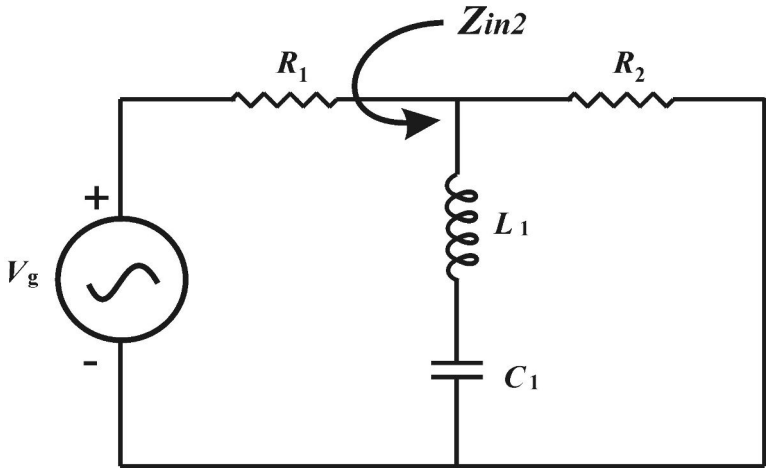
No projeto dos filtros rejeita-bandas, que será detalhado nas próximas seções, é interessante que apenas o modo de ressonância fundamental esteja dentro da banda de operação do IFMS, que vai de 1,9375 GHz a 3,9375 GHz. Analisando a Figura 6.5, nota-se que a resposta em freqüência do ressoador retangular de *loop*-aberto apresenta uma estreita banda rejeitada e uma larga banda passante [5]. Outro fator que contribuiu para a escolha desse ressoador, foi o comportamento de sua resposta com relação aos modos de ressonância. Isso possibilitou que todos os ressoadores utilizados para realização dos filtros apresentassem segundo modo de ressonância fora da banda em questão. Por apresentar essas características, escolheu-se, nesta dissertação, utilizar o ressoador retangular de *loop*-aberto no projeto dos filtros rejeita-bandas.

Será mostrado, agora, que a estrutura em microfita da Figura 6.6 possui um circuito equivalente de componentes discretos conforme o mostrado na Figura 6.7.

Figura 6.6: *Ressoador retangular de loop-aberto com freqüência de ressonância em 2,00 GHz acoplado a uma linha de transmissão de 50 Ω.*

Fonte: *Acervo do autor.*

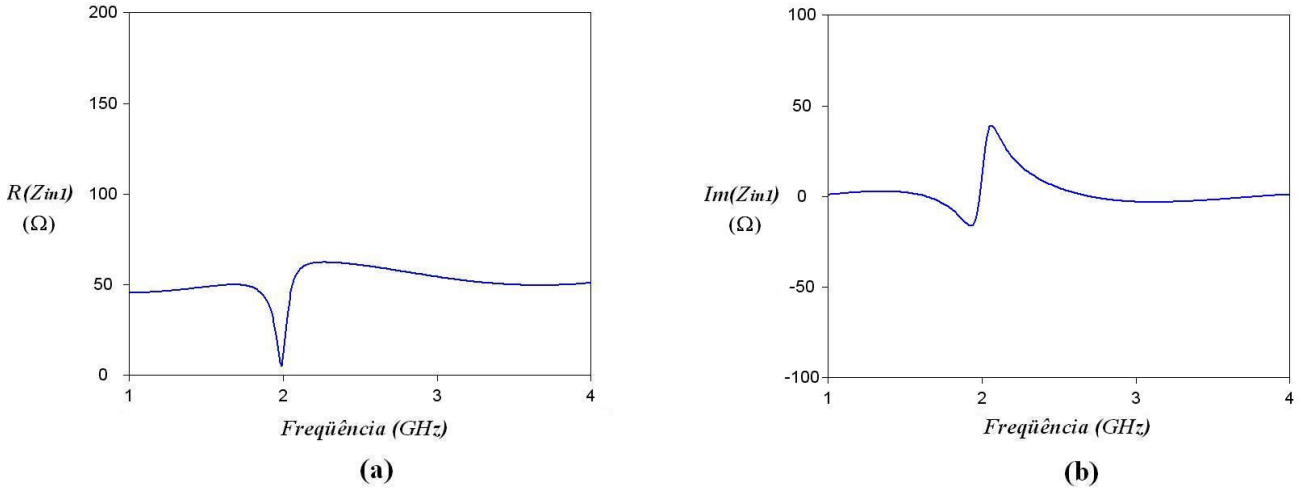
Figura 6.7: *Ciruito equivalente da estrutura mostrada na Figura 6.6.*



Fonte: *Acervo do autor.*

A Figura 6.6 representa a estrutura projeta anteriormente. Suas dimensões estão presentes na Tabela 6.1 e indicadas na Figura 6.3(d). Utilizando o simulador eletromagnético de onda completa, SONNET [29], obteve-se a curva da parte real e a imaginária da impedância de entrada na porta 1, Z_{in1}, que estão mostradas na Figura 6.8.

Figura 6.8: *Impedância de entrada da estrutura mostrada na Figura 6.6: (a) parte real. (b) parte imaginária.*

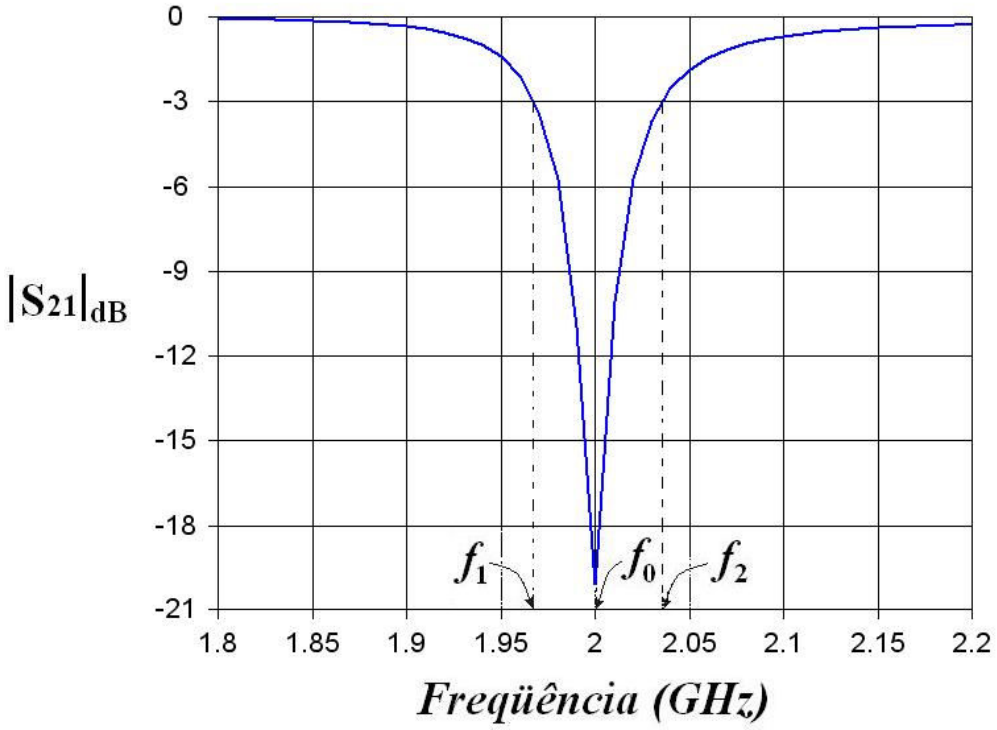


Fonte: *Acervo do autor.*

Analisando a Figura 6.8, nota-se que, fora da região de ressonância, a parte real da impedância de entrada é aproximadamente 50 Ω, enquanto que a imaginária é praticamente nula. Já na freqüência de ressonância, 2,00 GHz, tanto a parte real quanto a imaginária tendem a zerar. Isso indica que, a estrutura da Figura 6.6 equivale ao circuito mostrado na Figura 6.7. Para comprovar isso, será projetado um circuito com elementos discretos, C_1 e L_1, conforme a Figura 6.7, que apresente as mesmas características na resposta em freqüência daquela da estrutura da Figura 6.6. Após isso, obter-se-á a curva da parte real e da parte imaginária da impedância desse circuito, com a finalidade de fazer uma comparação com as curvas mostradas na Figura 6.8.

A Figura 6.9 mostra a resposta em freqüência da estrutura mostra na Figura 6.6. Ela será útil na obtenção de algumas variáveis necessárias para determinar o valor de C_1 e o de L_1.

Figura 6.9: *Resposta em freqüência da estrutura mostrada na Figura 6.6.*



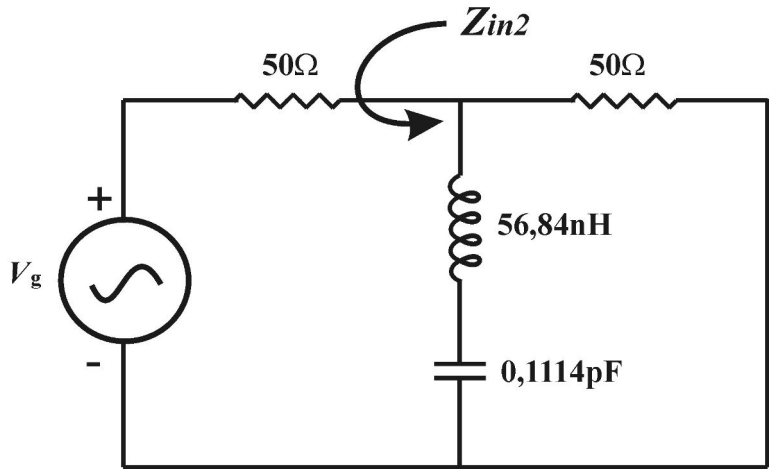
Fonte: *Acervo do autor.*

De acordo com o que foi visto na Seção 5.2, os valores de C_1 e L_1 podem ser obtidos, respectivamente, das equações (5.49) e (5.50). Os valores de cada variável nessas equações são:

- $g_n = 2$, pois se considerou, para esse projeto, um filtro de Buttterworth de 1 pólo (ver Tabela 5.1 na Seção 0).
- $\Omega_C = 1$, pois a freqüência de corte angular normalizada no filtro protótipo é 1 rad/s.
- $K_0 = 50$, pois a impedância dos acessos é 50Ω.
- $\omega_0 = 2\pi f_0$, em que f_0 é obtida da Figura 6.9, e vale 2,00GHz. Sendo assim, $\omega_0 = 12{,}566 \cdot 10^9$ rad/s.
- $FBW = \dfrac{f_2 - f_1}{f_0}$, em que f_1 e f_2 são, respectivamente, as freqüência de meia potência inferior e superior. Sendo assim, através da Figura 6.9, obtém-se $FBW = 0{,}035$.

Obtém-se, portanto, $C_1 = 0{,}1114$ pF e $L_1 = 56{,}84$ nH. Isso resulta no seguinte circuito:

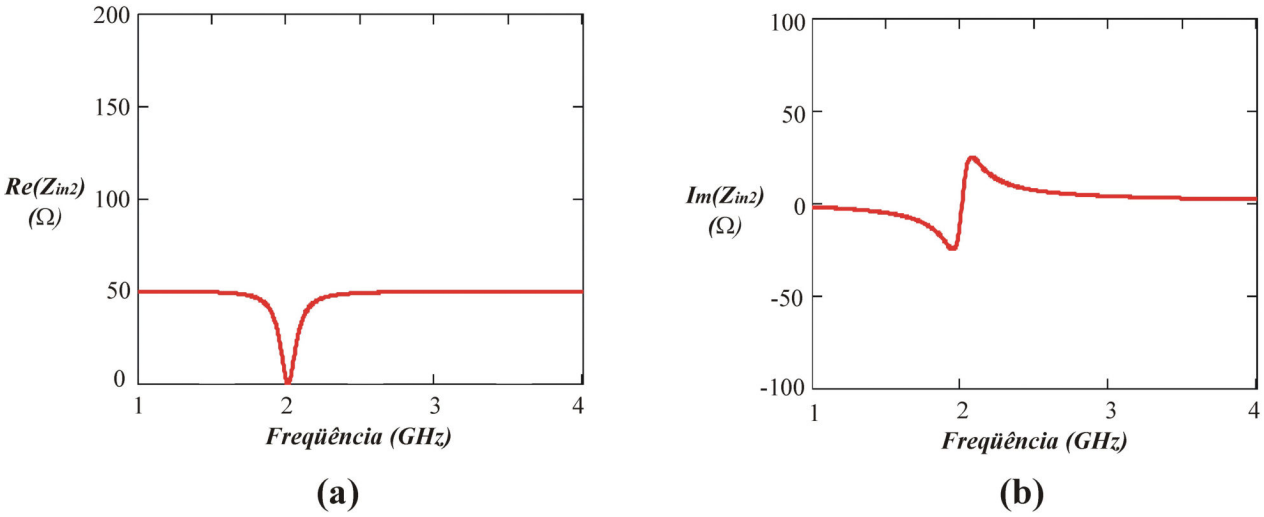
Figura 6.10: *Circuito resultante equivalente da estrutura mostrada na Figura 6.6.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Utilizando o software Mathcad, obteve-se a curva da parte real e da parte imaginária da impedância de entrada, Z_{in2}, do circuito mostrado na Figura 6.10. Essas curvas estão mostradas na Figura 6.11.

Figura 6.11: *Impedância de entrada do circuito mostrado na Figura 6.10: (a) Parte real. (b) parte imaginária.*

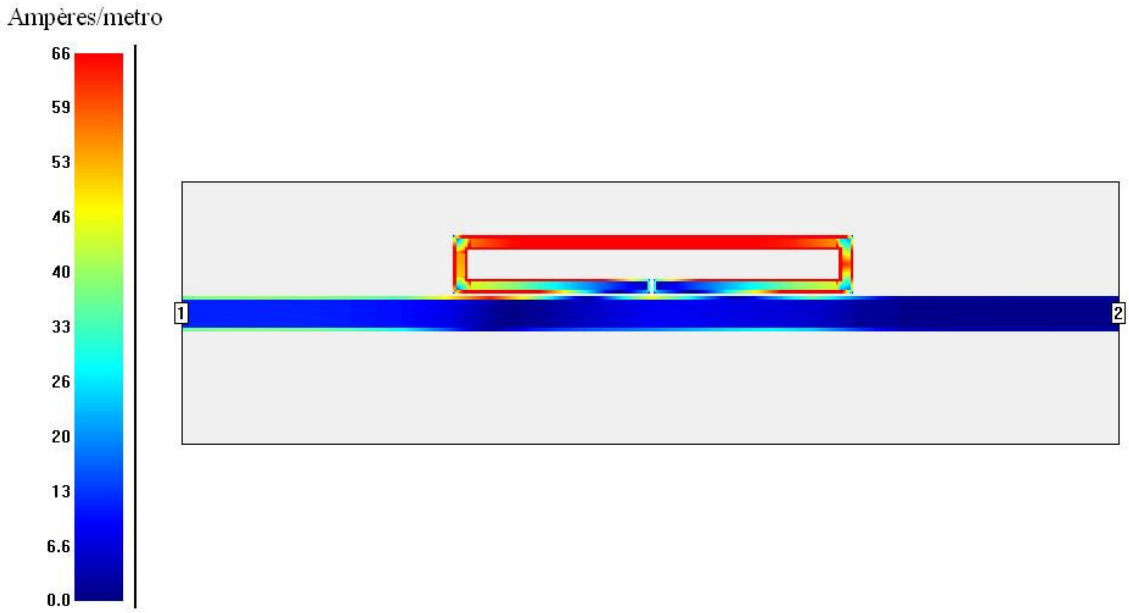


Fonte: *Acervo do autor.*

Comparando as curvas da Figura 6.11 com as da Figura 6.8, nota-se grande concordância. Sendo assim, conclui-se que um ressoador, quando acoplado a uma linha de transmissão de 50 Ω, conforme mostra a Figura 6.6, pode ser modelado por um circuito de elementos discretos, conforme aquele mostrado na Figura 6.7, que represente um filtro rejeita-banda de Butterworth de 1 pólo.

Será feita, agora, uma análise da distribuição de corrente na estrutura da Figura 6.6, dentro e fora da região de ressonância. A Figura 6.12 mostra a distribuição de corrente, na região de ressonância, nesse tipo de ressoador acoplado a uma linha de transmissão principal de 50 Ω com impedâncias de acessos, também, de 50 Ω. Esse ressoador foi projetado para ressoar em 2,00 GHz, conforme visto anteriormente. Verifica-se que, na ressonância, na parte do ressoador mais próxima da linha principal, há tanto concentração de corrente como de cargas acumuladas; existindo, portanto, um acoplamento misto (elétrico e magnético) entre o ressoador e a linha de transmissão. Além disso, nota-se que, nesse caso, a linha de transmissão principal apresenta baixa concentração de corrente ao longo de seu comprimento; isso mostra que pouca potência é transmitida da porta 1 para a 2.

Figura 6.12: *Distribuição de corrente na ressonância.*

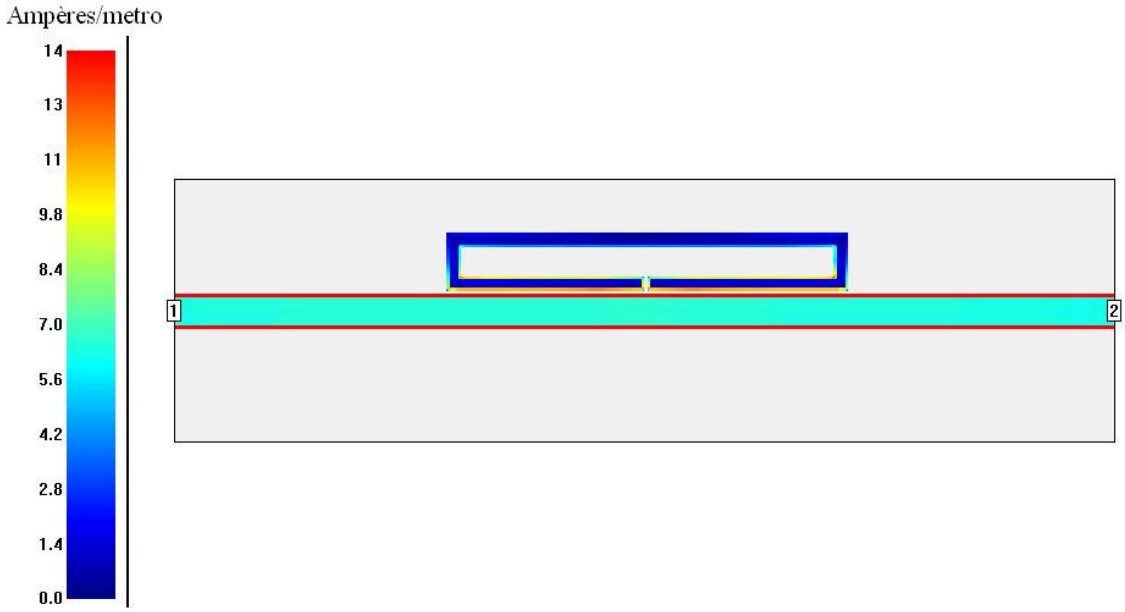


Fonte: *Acervo do autor.*

Por outro lado, conforme mostrado na Figura 6.13, fora da ressonância, quase não há corrente no ressoador; e na linha de transmissão principal, encontra-se

praticamente toda a corrente, indicando que quase toda potência é transmitida da porta 1 para a 2.

Figura 6.13: *Distribuição de corrente fora da ressonância.*



Fonte: *Acervo do autor.*

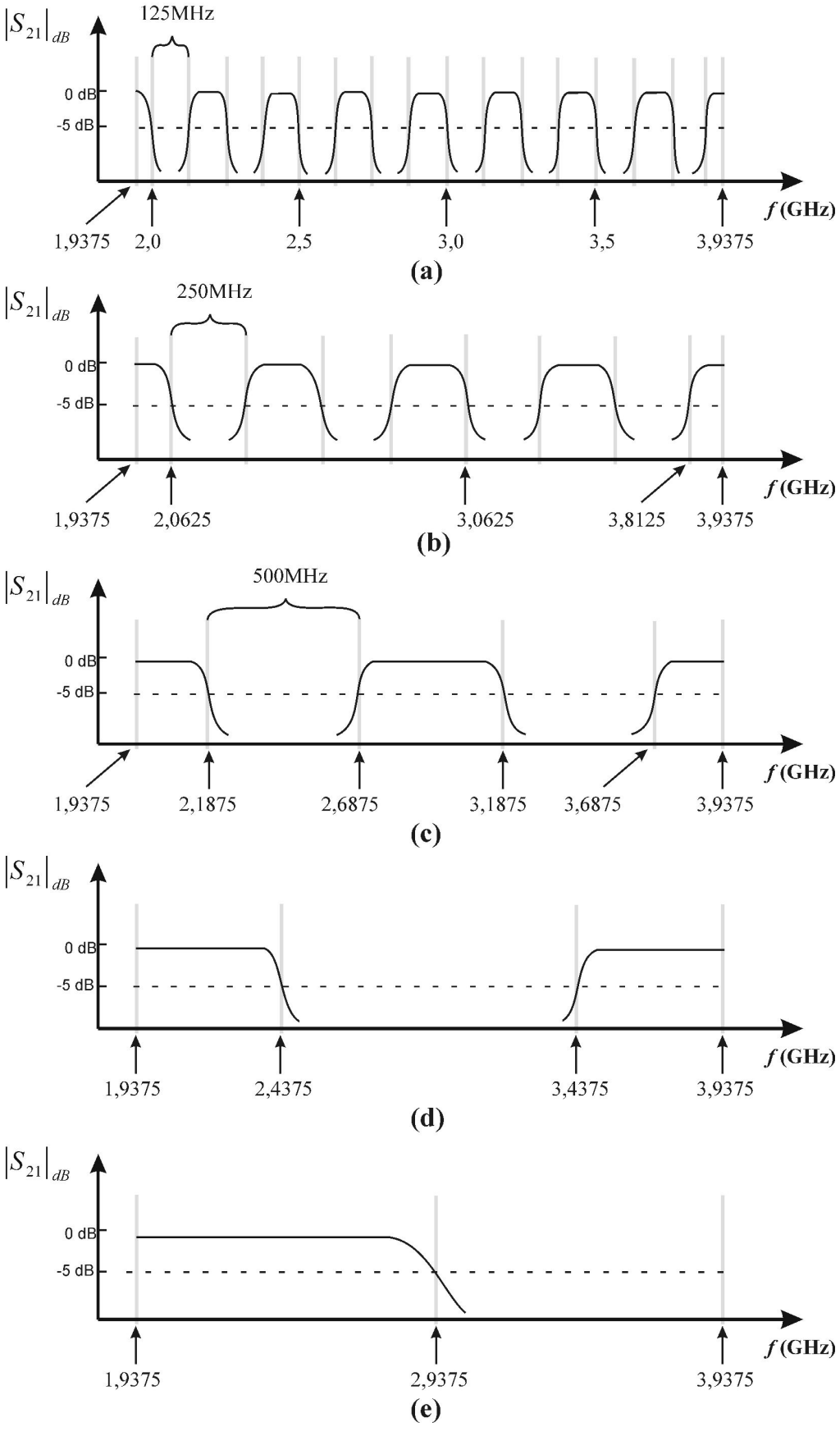
Conclui-se, portanto, que:

- Fora da região de ressonância: o ressoador não interfere na impedância de entrada vista da porta 1 ou da 2; e toda potência é transmitida de uma porta para outra, já que a impedância característica da linha de transmissão principal, assim como a das portas, é 50Ω; ou seja, tem-se uma linha casada. É como se o ressoador não existisse no circuito.
- Na região de ressonância: o ressoador entra em ação, causando uma alteração na impedância de entrada. Isso implica um descasamento de impedância, e consequentemente, na baixa transmissão de potência de uma porta para outra.

6.2 Projeto de filtros rejeita-bandas para IFMS

A banda de operação do IFM de 5 bits foi escolhida de 1,9375 GHz a 3,9375 GHz, que dividida em 32 intervalos, resulta numa resolução de 62,50 MHz. Sendo assim, os cinco filtros deverão apresentar resposta em freqüência mostrada na Figura 6.14, de modo a gerar um código binário conforme foi discutido na Seção 4.2.

Figura 6.14: *Resposta em freqüência: (a) Filtro 0. (b) Filtro 1. (c) Filtro 2. (d) Filtro 3. (e) Filtro 4.*



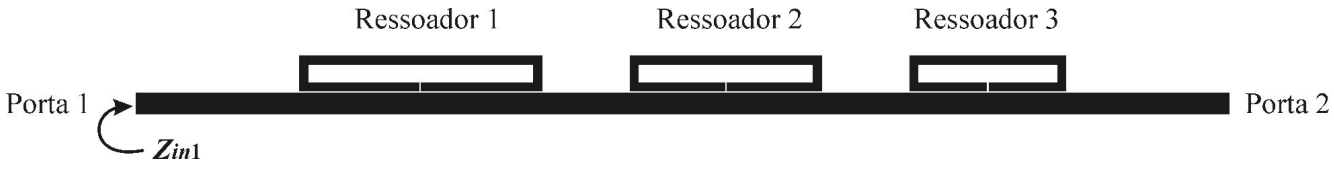
Fonte: *Acervo do autor.*

O projeto de cada filtro consiste em associar ressoadores retangulares de *loop*-aberto acoplados a uma linha de transmissão de 50 Ω para formar as bandas rejeitadas. Nota-se que os filtros devem apresentar uma alternância entre bandas passantes e rejeitadas; e, além disso, a largura da banda rejeitada varia de 250 MHz a 1,0 GHz, dependendo do filtro.

6.2.1 Filtros rejeita-bandas banda estreita

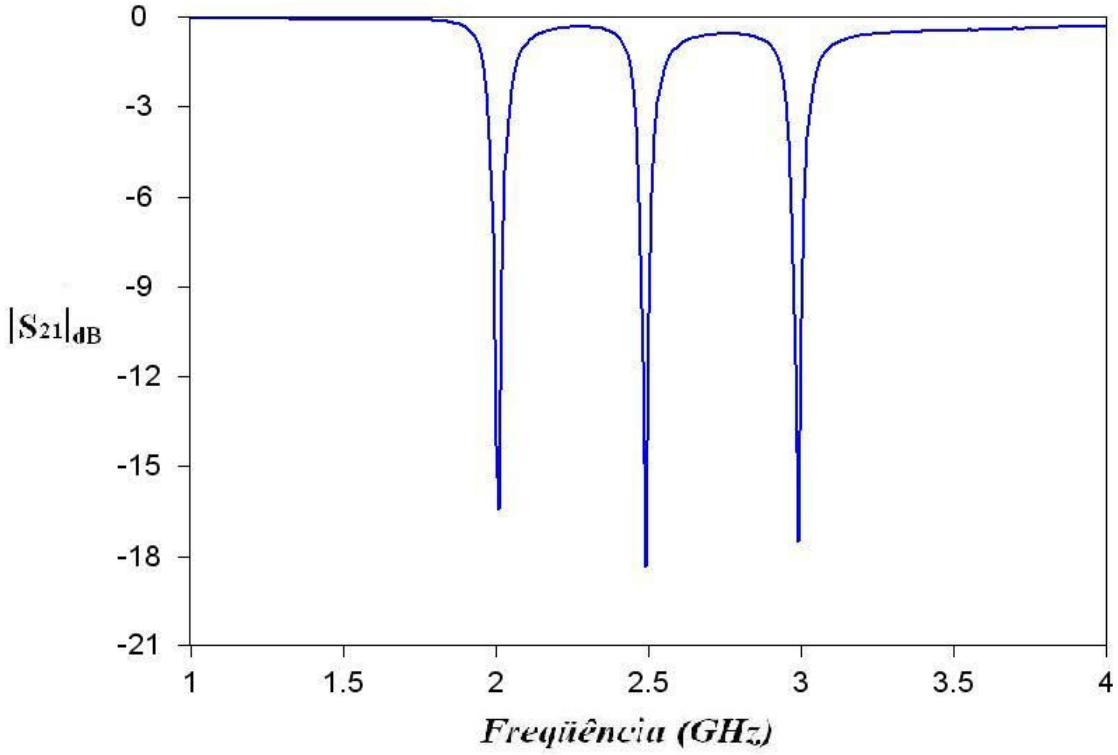
Utilizando o princípio que, dois filtros rejeita-banda, colocados em série, resultam em um filtro rejeita-bandas, cujas bandas rejeitadas são as bandas dos filtros individuais. Por exemplo, considere a estrutura da Figura 6.15, em que os Ressoadores 1, 2 e 3 foram projetados para ressoar, respectivamente, em 2,0 GHz, 2,5 GHz e 3,00 GHz. A Figura 6.16 mostra a resposta em freqüência dessa estrutura. Nota-se que esse filtro apresenta três bandas rejeitadas, em que cada uma corresponde à banda rejeitada por um dos ressoadores, quando esse está acoplada individualmente à linha principal.

Figura 6.15: *Filtro rejeita-bandas com três bandas rejeitadas.*



Fonte: *Acervo do autor.*

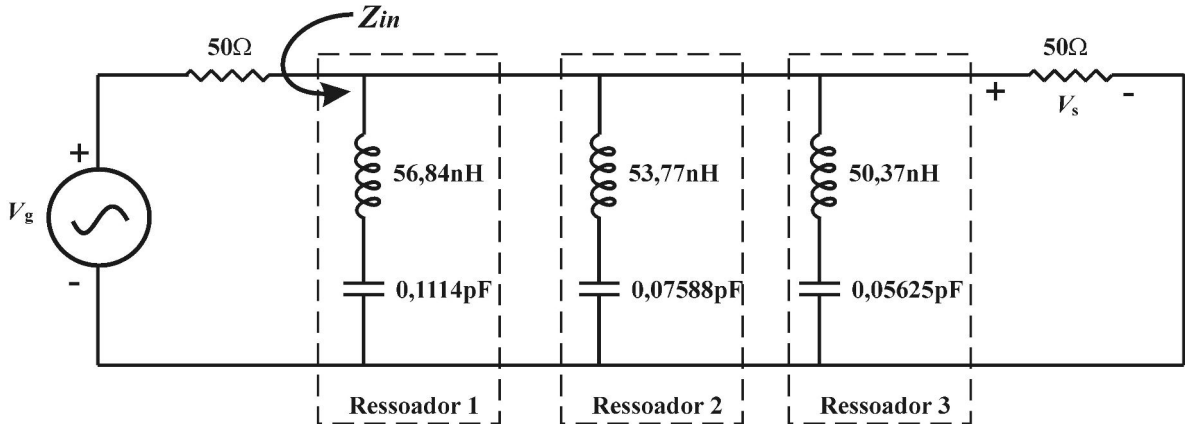
Figura 6.16: *Resposta em freqüência do filtro mostrado na Figura 6.15.*



Fonte: *Acervo do autor.*

O circuito com elementos discretos equivalente para a estrutura da Figura 6.15 está mostrado na Figura 6.17. Esse foi obtido utilizando-se do mesmo procedimento que foi usado para determinar o circuito da Figura 6.10. Ele é formado por três filtros rejeita-banda de Butterworth, cada um com um pólo, colocados em configuração série.

Figura 6.17: *Circuito equivalente da estrutura da Figura 6.15.*



Fonte: *Acervo do autor.*

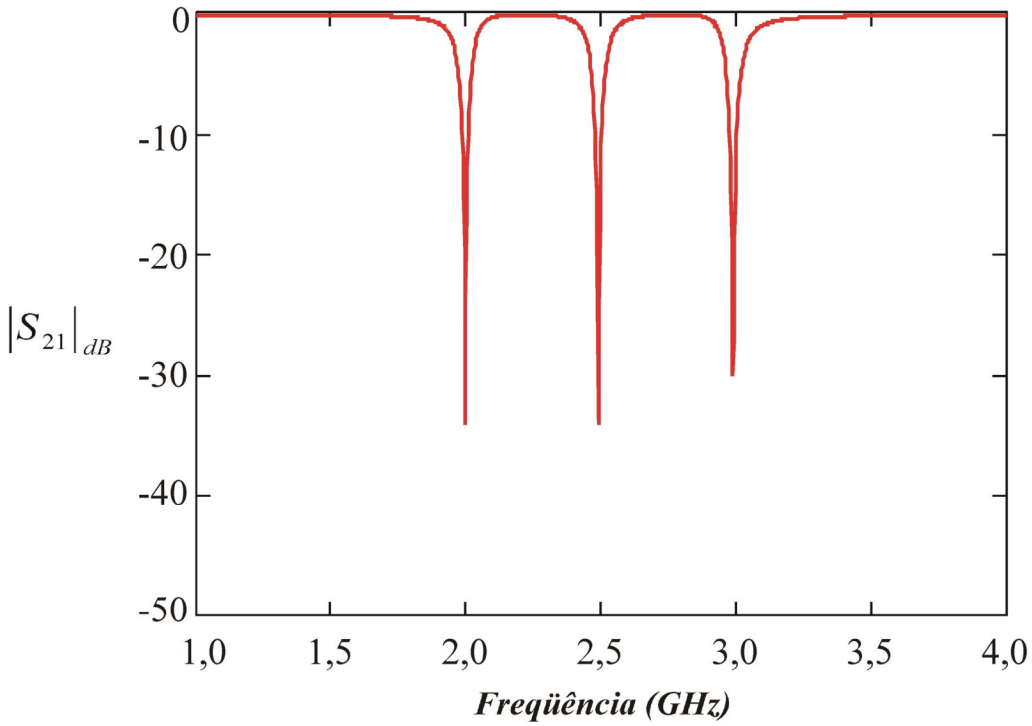
A resposta em freqüência do circuito da Figura 6.17, que foi obtida com o auxílio do software Mathcad, está mostrada na Figura 6.18, em que $|S_{21}|_{dB}$ é dado por:

$$|S_{21}|_{dB} = 20\log|S_{21}| \tag{6.10}$$

em que, de acordo com a equação (5.13), para este caso:

$$S_{21} = \frac{2V_s}{V_g} \tag{6.11}$$

Figura 6.18: *Resposta em freqüência do circuito mostrado na Figura 6.17.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Dada a grande concordância entre a curva da Figura 6.16 com a daFigura 6.18, conclui-se que a estrutura da Figura 6.15 e o circuito da Figura 6.17 são, realmente, equivalentes. Sendo assim, para projetar um filtro que apresente n bandas rejeitadas, é necessário acoplar n ressoadores a linha de transmissão principal, cada um com sua freqüência de ressonância.

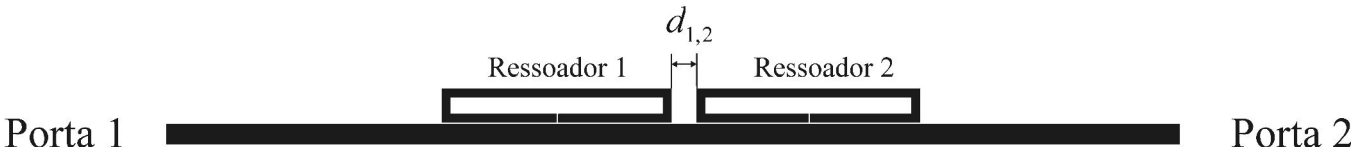
O Filtro 0, que deve apresentar resposta em freqüência conforme mostra a Figura 6.14(a), possui oito bandas rejeitadas, cada uma com largura de banda de 125 MHz que apresenta $|S_{21}| \leq$ -5dB. Sendo assim, de acordo com o que foi visto, é necessário acoplar oito ressoadores retangulares de *loop*-aberto a uma linha de transmissão de 50 Ω. Porém, esse tipo de ressoador, quando acoplado a uma linha de transmissão, resulta em um filtro rejeita-banda com banda estreita. Por simulações, pode-se verificar que, para ressoadores retangulares de *loop*-aberto cuja freqüência de ressonância esteja entre 1,9375 GHz e 3,9375 GHz, a largura da banda rejeitada que apresenta $|S_{21}| \leq$ -5dB é de aproximadamente 50 MHz. Sendo assim, para projetar o Filtro 0, é preciso encontrar uma maneira de obter bandas rejeitadas de 125 MHz, ou seja, maiores que 50 MHz. Sendo assim, na próxima seção, é desenvolvida uma técnica que permite o projeto de filtros com a largura de banda rejeitada que se deseje, que nos filtros projetados nesya dissertação, variam de 125 MHz a 1,0 GHz.

6.2.2 Técnica para aumentar a largura da banda rejeitada

Para obter filtros rejeita-bandas com bandas rejeitadas maiores que 50 MHz, será feito um estudo sobre a associação de dois ressoadores com freqüências de ressonância bem próximas. Considere, então, a estrutura mostrada na Figura 6.19, em que o ressoador 1 e o ressoador 2 ressoam, respectivamente, em 2,01 GHz e 2,06 GHz. Será feita, agora, uma análise de como a distância de acoplamento entre os ressoadores, $d_{1,2}$, interfere na banda total rejeitada por eles. A Figura 6.20 mostra a resposta em freqüência da estrutura para alguns valores de $d_{1,2}$. Nota-se que, com o aumento da distância, a largura da banda rejeitada aumenta, mas o pico existente no meio dessa banda também aumenta. No projeto dos filtros, nesta dissertação, adotou-se que os picos nas bandas rejeitadas devem apresentar valores por volta de -15dB. Esse critério foi escolhido para se ter uma margem de segurança, pois, como foi visto na Seção 4.2, basta que o valor do $|S_{21}|_{dB}$ seja menor que -5dB, para que o IFMS atribua valor lógico 0 na saída correspondente. Sendo assim, é preciso encontrar um distância de acoplamento adequada, que apresente maior banda rejeitada possível com pico abaixo

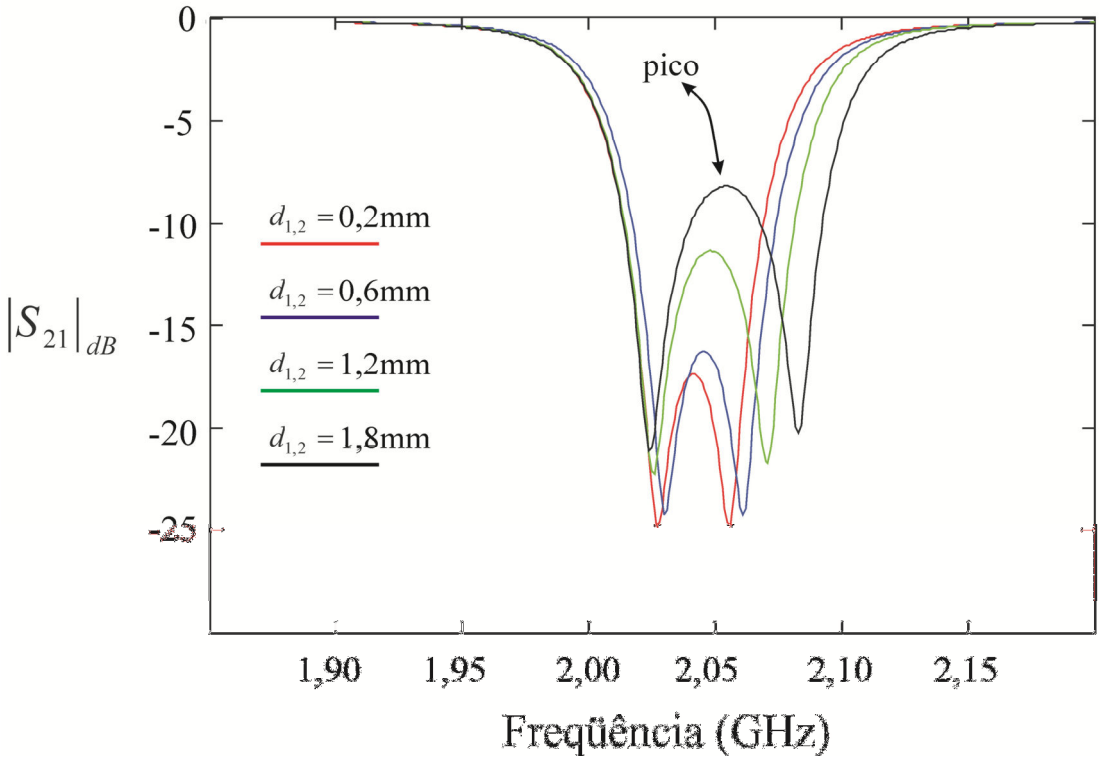
aproximadamente de -15dB. Sendo assim, de acordo com a Figura 6.20, a distância de acoplamento adequada, nesse caso, é 0,6mm.

Figura 6.19: *Estrutura com dois ressoadores com freqüências de ressonância próximas.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.20: *Resposta em freqüência da estrutura da Figura 6.19, para alguns valores de* $d_{1,2}$.

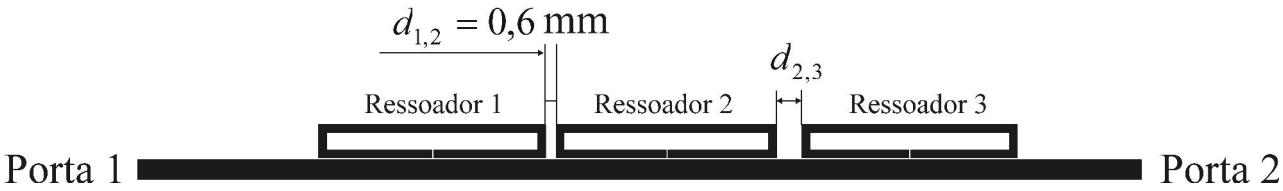


Fonte: *Acervo do autor.*

Considere, agora, a adição de um terceiro ressoador com freqüência de ressonância em 2,11 GHz, como o mostra a Figura 6.21. A resposta em freqüência para essa estrutura está mostrada na Figura 6.22, para alguns valores de $d_{2,3}$. Nota-se, que a

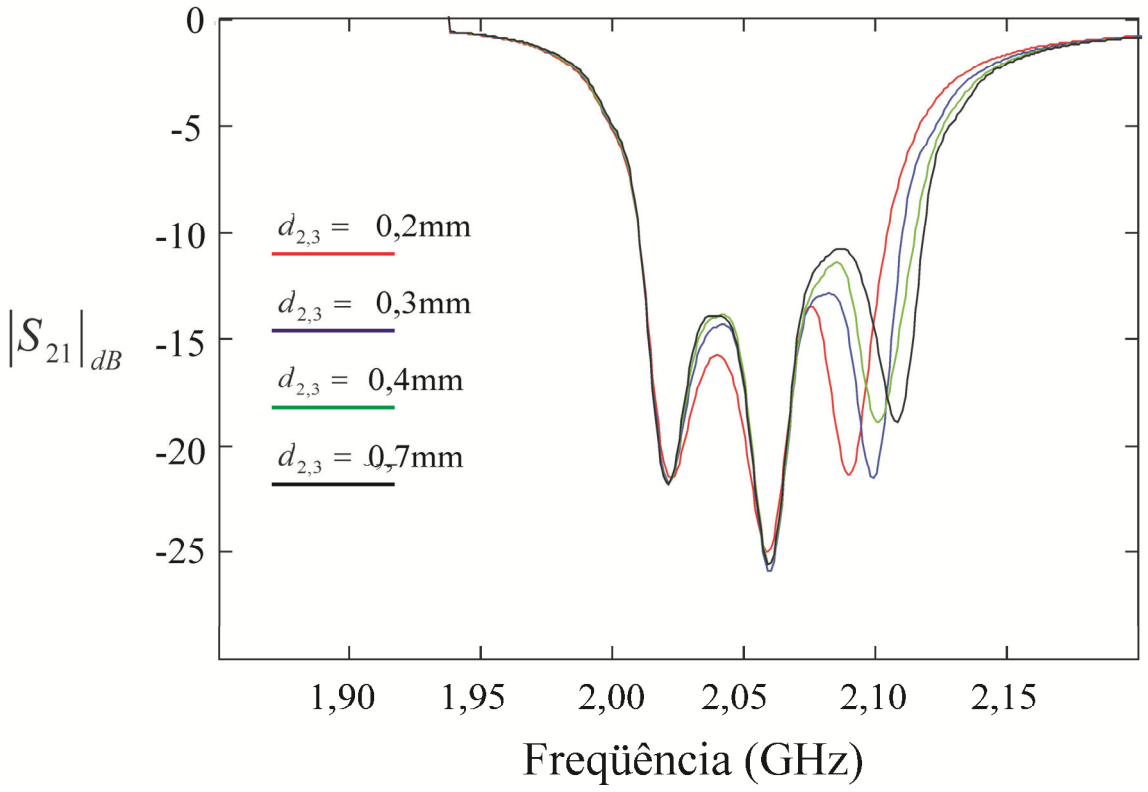
distancia de acoplamento adequada entre o ressoador 2 e o 3, nesse caso, é $d_{2,3} = 0{,}3\text{mm}$.

Figura 6.21: *Estrutura com três ressoadores com freqüências de ressonância próximas.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.22: *Resposta em freqüência da estrutura da Figura 6.21, para alguns valores de* $d_{2,3}$.

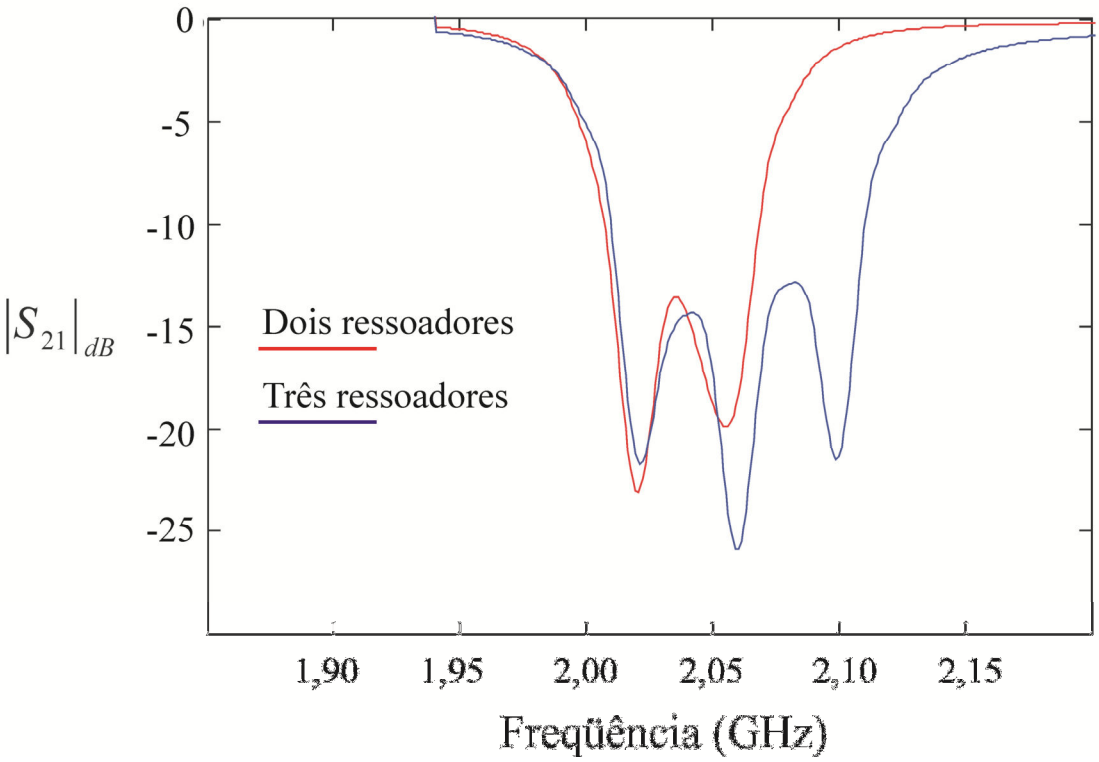


Fonte: *Acervo do autor.*

A Figura 6.23 mostra as curvas da resposta em freqüência da estrutura com distâncias de acoplamento adequadas, antes e depois da adição do terceiro ressoador. Observa-se que a adição do terceiro ressoador interfere muito pouco no pico da banda rejeitada pelos outros dois. Isso ocorre devido ao fraco acoplamento entre o primeiro e o

terceiro ressoador, visto que, além de suas freqüências de ressonância não serem tão próximas, eles estão bem distantes um do outro. Sendo assim, a inserção de um novo ressoador não implica a alteração da posição dos demais já inseridos.

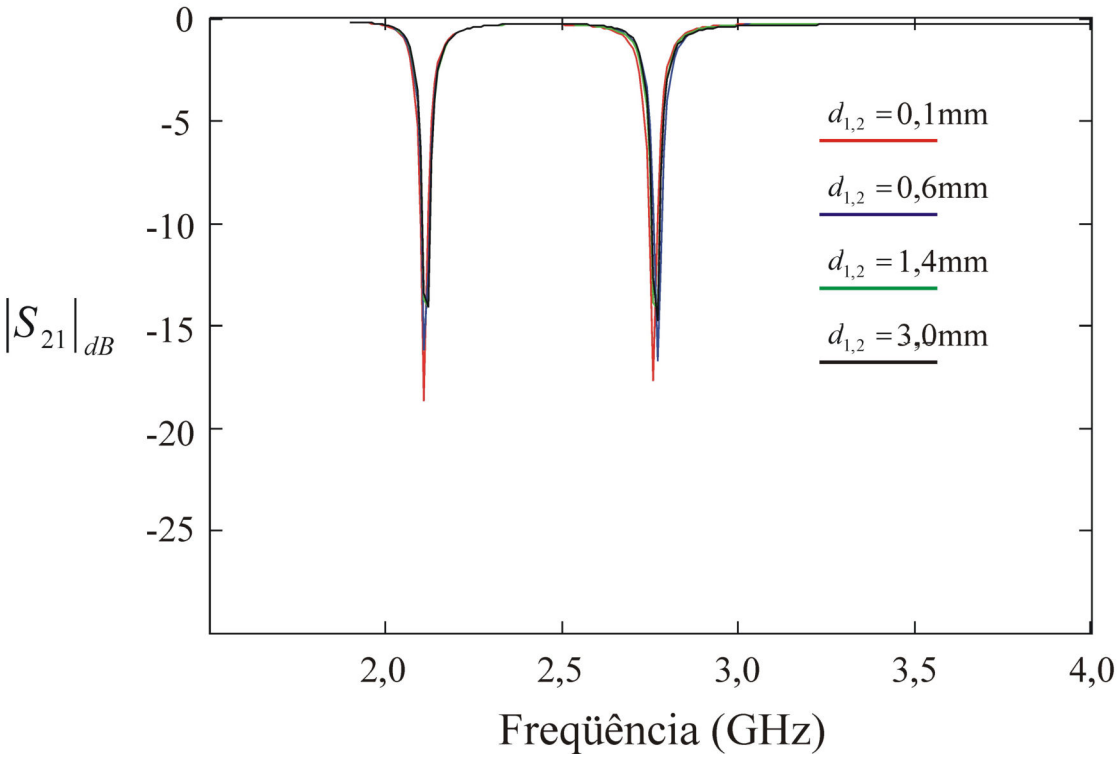
Figura 6.23: *Resposta em freqüência da estrutura com dois e três ressoadores.*



Fonte: *Acervo do autor.*

A Figura 6.24 mostra a resposta em freqüência da associação de dois ressoadores com freqüências de ressonância distantes, cada curva representa uma distância, $d_{1,2}$, entre eles. Um ressoa em 2,11 GHz e o outro em 2,77 GHz. Nota-se que, como as freqüências de ressonância são distantes, um ressoador não interfere na resposta do outro, independentemente da distância entre eles.

Figura 6.24: *Resposta em freqüência da associação de dois ressoadores com freqüências de ressonâncias distantes.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Conclui-se, portanto, que, para projetar um filtro rejeita-bandas com largura das bandas rejeitadas quaisquer, basta acoplar ressoadores, a uma linha de transmissão principal. Os ressoadores que formam uma determinada banda rejeitada devem apresentar freqüências de ressonância próximas (verificou-se, por simulações, que para um bom acoplamento a diferença deve ser aproximadamente 45 MHz), e devem ser adicionados um a um à linha, com a finalidade de encontrar a distância de acoplamento adequada entre eles. Além disso, os ressoadores utilizados para formar uma dessas bandas não interferem nas outras bandas rejeitadas.

6.2.3 Projetos dos filtros e resultados simulados

No projeto dos filtros rejeita-bandas que serão utilizados como discriminadores no IFMS, utilizaram-se ressoadores retangulares de *loop*-aberto acoplados a uma linha de transmissão principal de 50Ω em micofita.

Os fundamentos discutidos nas seções 0 e 0, foram utilizados para obter a quantidade desejada de bandas rejeitadas, e a largura dessas bandas.

Em todos os filtros, utilizou-se um substrato com constante dielétrica $\varepsilon_r = 10{,}8$ e espessura h = 1,27 mm. Além disso, a espessura da linha de todos os ressoadores foi fixada em 0,5 mm, e estes foram mantidos a uma distância de acoplamento da linha de transmissão principal, *d*, igual a 0,1 mm. Sendo assim, pelas equações obtidas na Seção 3.3, conclui-se que, para a linha de transmissão principal possuir impedância característica $Z_0 = 50\ \Omega$, então a espessura da linha, *W*, deve ser 1,2 mm.

Vale lembrar, também, que a freqüência de ressonância dos ressoadores é ajustada pelo seu comprimento linear, que deve ser metade do comprimento de onda guiado, conforme foi visto na Seção 0

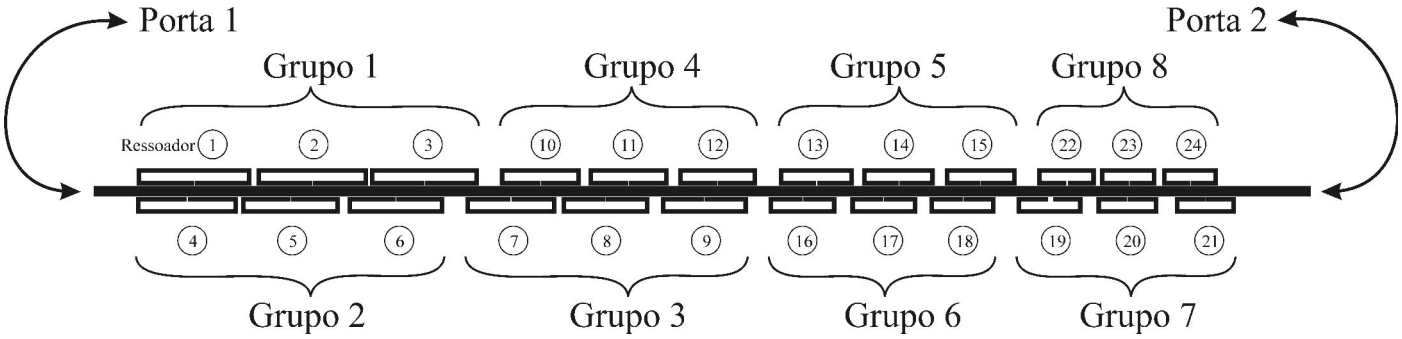
- **Filtro 0**

No projeto do Filtro 0, cuja resposta em freqüência deve ser como aquela mostrada na Figura 6.14(a), para obter cada banda rejeitada de 125 MHz, três ressoadores foram necessários. Sendo assim, como esse filtro deve possuir 8 dessas bandas, ele será formado por 24 ressoadores no total.

O primeiro passo, no projeto desse filtro, é projetar a linha de 50 Ω, a que os ressoadores serão acoplados. Essa linha deve ser suficientemente longa para abrigar todos os 24 ressoadores. Estimou-se, pelo tamanho médio dos ressoadores, que o comprimento da linha deveria ser 145 mm.

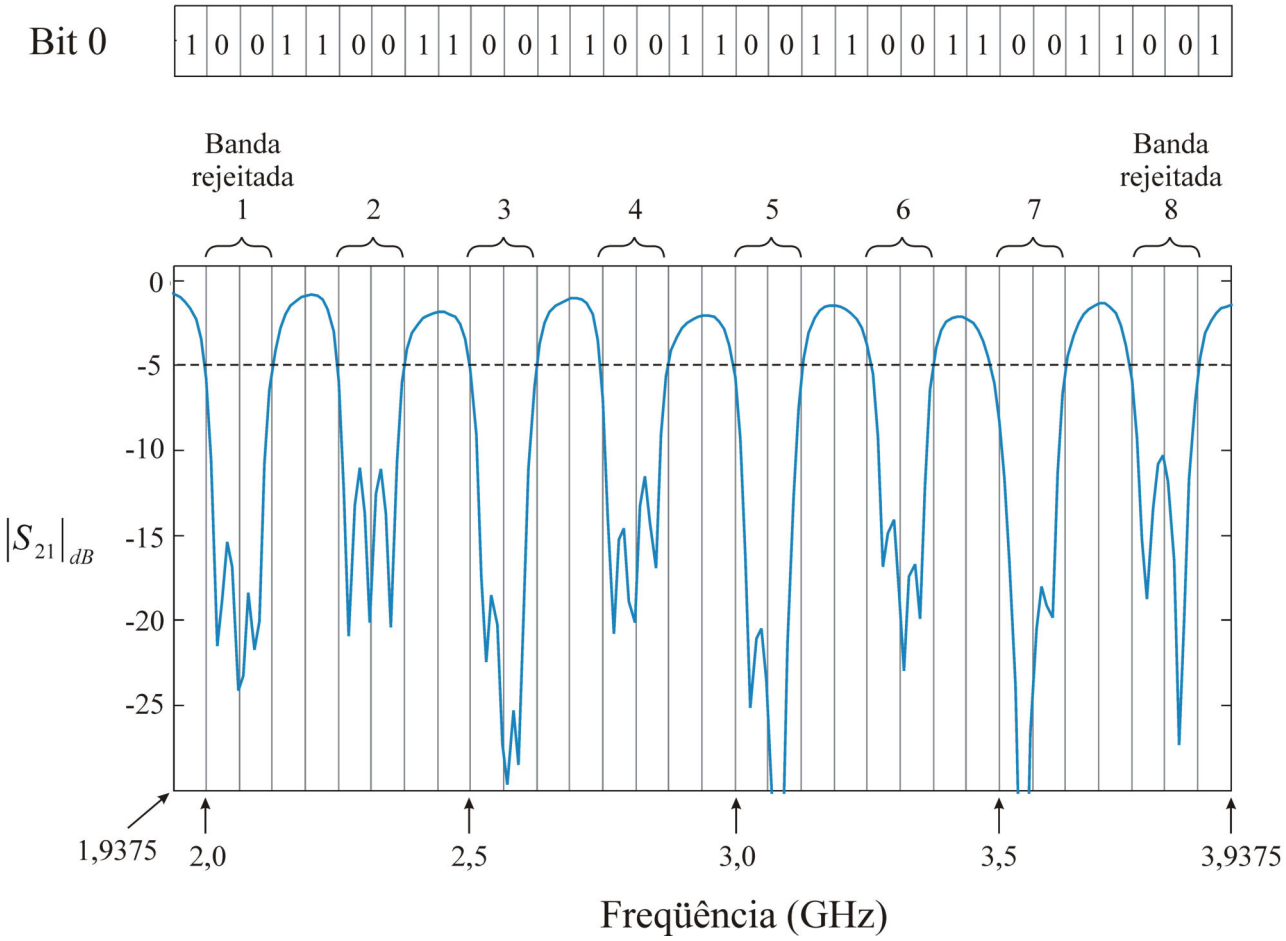
A Figura 6.25 mostra a estrutura final do Filtro 0. Nela, os ressoadores estão numerados. O resultado simulado de sua resposta em freqüência e o valor lógico do bit 0 da saída do IFMS estão mostrados na Figura 6.26. Nessas figuras, o grupo de ressoadores n é responsável pela formação da banda rejeitada n. A Tabela 6.2 mostra as distâncias de acoplamento adequadas entre os ressoadores que formam uma mesma banda rejeitada, que foram obtidas aplicando a técnica desenvolvida na Seção 0. Além disso, a Tabela 6.3 contém as dimensões de cada ressoador, que para não carregar muito a Figura 6.25, estão indicadas no ressoador padrão na Figura 6.27. O tamanho final da estrutura desse filtro é 144,4 mm x 5,4 mm.

Figura 6.25: *Estrutura do Filtro 0.*



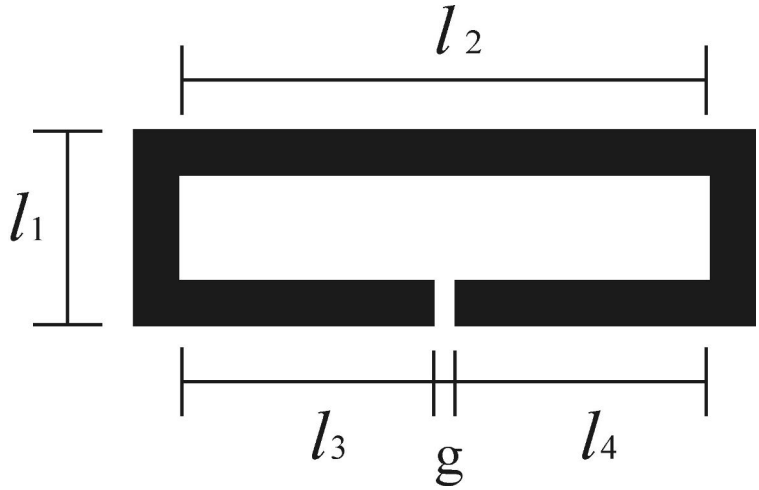
Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.26: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 0.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.27: *Ressoador padrão para indicação das dimensões.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Tabela 6.2: *Distâncias de acoplamentono Filtro 0.*

Distância, $d_{i,j}$, entre o i-ésimo e o j-ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2}$ = 0,6	$d_{13,14}$ = 1,0
$d_{2,3}$ = 0,3	$d_{14,15}$ = 1,2
$d_{4,5}$ = 0,4	$d_{16,17}$ = 1,7
$d_{5,6}$ = 0,9	$d_{17,18}$ = 1,5
$d_{7,8}$ = 0,6	$d_{19,20}$ =1,7
$d_{8,9}$ = 1,4	$d_{20,21}$ =2,0
$d_{10,11}$ = 0,9	$d_{22,23}$ = 0,5
$d_{11,12}$ = 1,2	$d_{23,24}$ =0,7

Tabela 6.3: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 0.*

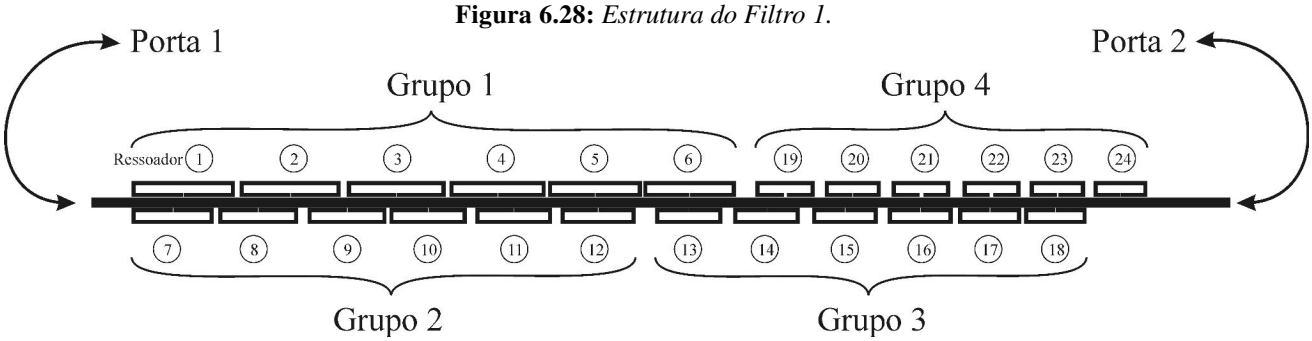
Número do Ressoador	**Dimensões (mm)**
1	l_1 = 2,0; l_2 = 12,6; l_3 = 6,3; l_4 = 6,2; g = 0,1
2	l_1 = 2,0; l_2 = 12,2; l_3 = 6,1; l_4 =6,0 ; g = 0,1
3	l_1 = 2,0; l_2 = 11,9; l_3 = 5,9; l_4 = 5,9; g = 0,1
4	l_1 = 2,0; l_2 = 11,1; l_3 = 5,5; l_4 = 5,4; g = 0,2
5	l_1 = 2,0; l_2 = 10,7; l_3 = 5.3; l_4 = 5,3; g = 0,1
6	l_1 = 2,0; l_2 = 10,5; l_3 = 5,2; l_4 = 5,2; g = 0,1
7	l_1 = 2,0; l_2 = 9,8; l_3 = 4,8; l_4 = 4,8; g = 0,2
8	l_1 = 2,0; l_2 = 9,4; l_3 = 4,7; l_4 = 4,6; g = 0,1
9	l_1 = 2,0; l_2 = 9,3; l_3 = 4,6; l_4 = 4,6; g = 0,1
10	l_1 = 2,0; l_2 = 8,6; l_3 = 4,3; l_4 = 4,2; g = 0,1
11	l_1 = 2,0; l_2 = 8,5; l_3 = 4,2; l_4 = 4,2; g = 0,1
12	l_1 = 2,0; l_2 = 8,3; l_3 = 4,1; l_4 = 4,1; g = 0,1
13	l_1 = 2,0; l_2 = 7,9; l_3 = 3,9; l_4 = 3,8; g = 0,2
14	l_1 = 2,0; l_2 = 7,6; l_3 = 3,8; l_4 = 3,7; g = 0,1
15	l_1 = 2,0; l_2 = 7,5; l_3 = 3,7; l_4 = 3,7; g = 0,1
16	l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1
17	l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,1
18	l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,4; l_4 = 3,3; g = 0,1
19	l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,2; l_4 = 2,9; g = 0,7
20	l_1 = 2,0; l_2 = 6,3; l_3 = 3,1; l_4 = 3,1; g = 0,1
21	l_1 = 2,0; l_2 = 6,2; l_3 = 3,1; l_4 = 3,0; g = 0,1
22	l_1 = 2,0; l_2 = 5,9; l_3 = 2,9; l_4 = 2,8; g = 0,2
23	l_1 = 2,0; l_2 = 5,7; l_3 = 2,9; l_4 = 2,7; g = 0,1
24	l_1 = 2,0; l_2 = 5,6; l_3 = 2,8; l_4 = 2,7; g = 0,1

Os outros quatro filtros foram projetados utilizando os mesmos fundamentos usados no projeto do Filtro 0.

- **Filtro 1**

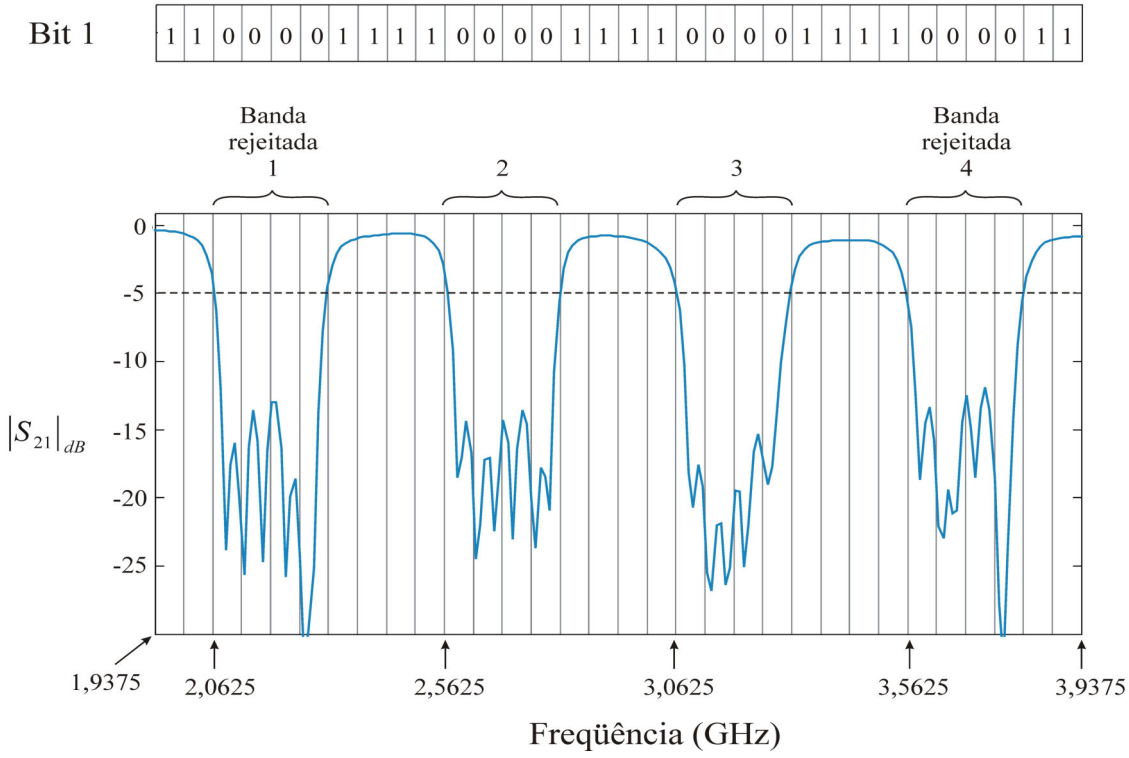
A Figura 6.28 mostra a estrutura final do Filtro 1, cuja resposta em freqüência deve ser como aquela mostrada na Figura 6.14(b). O resultado simulado de sua resposta em freqüência e o valor lógico do bit 1 da saída do IFMS estão mostrados na Figura 6.29. A Tabela 6.4 contém as dimensões de cada ressoador, enquanto que a Tabela 6.5 mostra as distâncias de acoplamento adequadas entre os ressoadores que formam uma mesma banda rejeitada. O tamanho final da estrutura desse filtro é 144,4 mm x 5,4 mm. Nota-se que, para formar cada banda rejeitada, utilizaram-se seis ressoadores.

Figura 6.28: *Estrutura do Filtro 1.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.29: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 1.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Tabela 6.4: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 1*

Número do Ressoador	**Dimensões (mm)**
1	l_1 = 2,0; l_2 = 12,1; l_3 = 6,0; l_4 = 6,0; g = 0,1
2	l_1 = 2,0; l_2 = 11,8; l_3 = 5,9; l_4 = 5,8; g = 0,1
3	l_1 = 2,0; l_2 = 11,5; l_3 = 5,7; l_4 = 5,7; g = 0,1
4	l_1 = 2,0; l_2 = 11,2; l_3 = 5,6; l_4 = 5,5; g = 0,1
5	l_1 = 2,0; l_2 = 10,9; l_3 = 5,4; l_4 = 5,4; g = 0,1
6	l_1 = 2,0; l_2 = 10,7; l_3 = 5,3; l_4 = 5,3; g = 0,1
7	l_1 = 2,0; l_2 = 9,4; l_3 = 4,7; l_4 = 4,6; g = 0,1
8	l_1 = 2,0; l_2 = 9,1; l_3 = 4,5; l_4 = 4,5; g = 0,1
9	l_1 = 2,0; l_2 = 9,0; l_3 = 4,5; l_4 = 4,4; g = 0,1
10	l_1 = 2,0; l_2 = 8,8; l_3 = 4,4; l_4 = 4,3; g = 0,1
11	l_1 = 2,0; l_2 = 8,7; l_3 = 4,3; l_4 = 4,3; g = 0,1
12	l_1 = 2,0; l_2 = 8,5; l_3 = 4,2; l_4 = 4,2; g = 0,1
13	l_1 = 2,0; l_2 = 7,5; l_3 = 3,7; l_4 = 3,7; g = 0,1
14	l_1 = 2,0; l_2 = 7,4; l_3 = 3,7; l_4 = 3,6; g = 0,1
15	l_1 = 2,0; l_2 = 7,3; l_3 = 3,6; l_4 = 3,6; g = 0,1
16	l_1 = 2,0; l_2 = 7,2; l_3 = 3,6; l_4 = 3,5; g = 0,1
17	l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1
18	l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,1
19	l_1 = 2,0; l_2 = 6,5; l_3 = 3,1; l_4 = 3,0; g = 0,4
20	l_1 = 2,0; l_2 = 6,1; l_3 = 3,0; l_4 = 3,0; g = 0,1
21	l_1 = 2,0; l_2 = 6,4; l_3 = 3,0; l_4 = 2,9; g = 0,5
22	l_1 = 2,0; l_2 = 6,3; l_3 = 2,9; l_4 = 2,9; g = 0,5
23	l_1 = 2,0; l_2 = 6,0; l_3 = 2,9; l_4 = 2,9; g = 0,2
24	l_1 = 2,0; l_2 = 5,8; l_3 = 2,9; l_4 = 2,8; g = 0,1

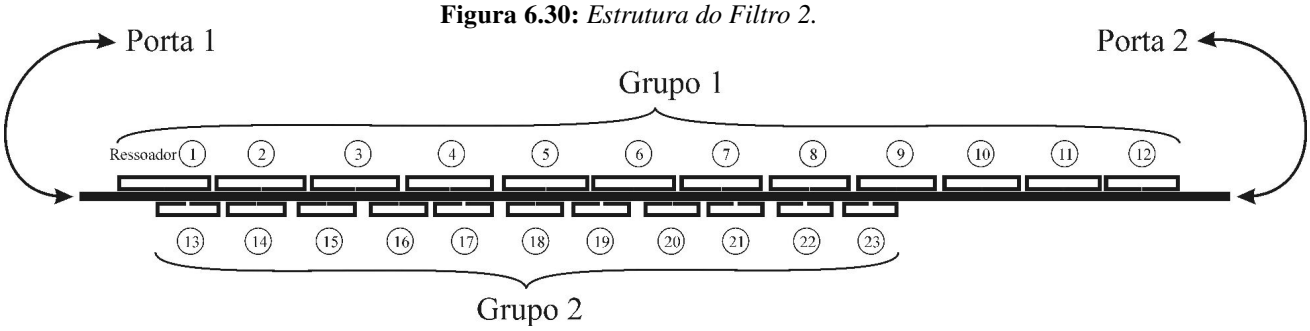
Tabela 6.5: *Distâncias de acoplamento.no Filtro 1.*

Distância, $d_{i,j}$, entre o i-ésimo e o j-ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2}$ = 0,6	$d_{13,14}$ = 1,4
$d_{2,3}$ = 0,8	$d_{14,15}$ = 1,6
$d_{3,4}$ = 0,5	$d_{15,16}$ =1,3
$d_{4,5}$ = 0,3	$d_{16,17}$ =0,7
$d_{5,6}$ = 0,2	$d_{17,18}$ = 0,4
$d_{7,8}$ = 0,6	$d_{19,20}$ =1,3
$d_{8,9}$ = 1,2	$d_{20,21}$ = 1,4
$d_{9,10}$ = 0,4	$d_{21,22}$ =1,6
$d_{10,11}$ = 1,1	$d_{22,23}$ = 1,2
$d_{11,12}$ = 1,1	$d_{23,24}$ =1,1

- **Filtro 2**

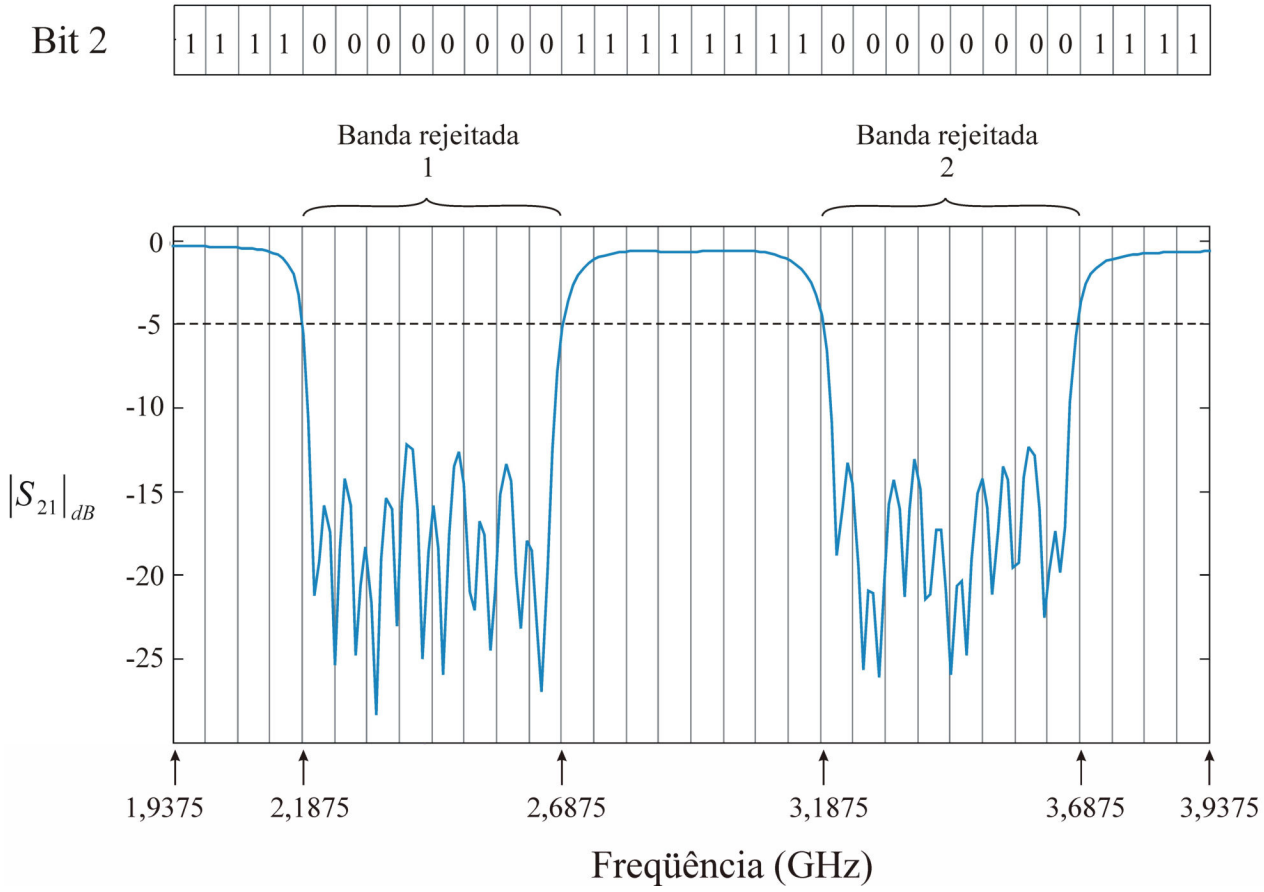
A Figura 6.30 mostra a estrutura final do Filtro 2, cuja resposta em freqüência deve ser como aquela mostrada na Figura 6.14(c). O resultado simulado de sua resposta em freqüência e o valor lógico do bit 2 da saída do IFMS estão mostrados na Figura 6.31. A Tabela 6.6 mostra as distâncias de acoplamento adequadass entre os ressoadores que formam uma mesma banda rejeitada, enquanto que a Tabela 6.7 contém as dimensões de cada ressoador. O tamanho final da estrutura desse filtro é 151,0 mm x 5,4 mm. Nesse filtro, a largura de cada banda rejeitada é 500 MHz.

Figura 6.30: *Estrutura do Filtro 2.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.31: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 2.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Tabela 6.6: *Distâncias de acoplamento.no Filtro 2.*

Distância, $d_{i,j}$, entre o i-ésimo e o j-ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2} = 0,5$	$d_{13,14} = 0,7$
$d_{2,3} = 0,5$	$d_{14,15} = 1,3$
$d_{3,4} = 0,7$	$d_{15,16} = 1,6$
$d_{4,5} = 1,1$	$d_{16,17} = 0,6$
$d_{5,6} = 0,3$	$d_{17,18} = 1,6$
$d_{6,7} = 0,5$	$d_{18,19} = 1,0$
$d_{7,8} = 0,8$	$d_{19,20} = 1,7$
$d_{8,9} = 0,8$	$d_{20,21} = 0,8$
$d_{9,10} = 0,9$	$d_{21,22} = 1,6$
$d_{10,11} = 0,5$	$d_{22,23} = 1,1$
$d_{11,12} = 0,3$	

Tabela 6.7: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 2.*

Número do Ressoador	**Dimensões (mm)**
1	l_1 = 2,0; l_2 = 11,3; l_3 = 5,6; l_4 = 5,6; g = 0,1
2	l_1 = 2,0; l_2 = 11,0; l_3 = 5,5; l_4 =5,4 ; g = 0,1
3	l_1 = 2,0; l_2 = 10,8; l_3 = 5,4; l_4 = 5,3; g = 0,1
4	l_1 = 2,0; l_2 = 10,6; l_3 = 5,3; l_4 = 5,2; g = 0,1
5	l_1 = 2,0; l_2 = 10,4; l_3 = 5,2; l_4 = 5,1; g = 0,1
6	l_1 = 2,0; l_2 = 10,1; l_3 = 5,0; l_4 = 5,0; g = 0,1
7	l_1 = 2,0; l_2 = 9,9; l_3 = 4,9; l_4 = 4,8; g = 0,1
8	l_1 = 2,0; l_2 = 9,7; l_3 = 4,8; l_4 = 4,8; g = 0,1
9	l_1 = 2,0; l_2 = 9,5; l_3 = 4,7; l_4 = 4,7; g = 0,1
10	l_1 = 2,0; l_2 = 9,3; l_3 = 4,6; l_4 = 4,6; g = 0,1
11	l_1 = 2,0; l_2 = 9,1; l_3 = 4,5; l_4 = 4,5; g = 0,1
12	l_1 = 2,0; l_2 = 8,9; l_3 = 4,4; l_4 = 4,4; g = 0,1
13	l_1 = 2,0; l_2 = 7,5; l_3 = 3,5; l_4 = 3,5; g = 0,5
14	l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1
15	l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,1
16	l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,4; l_4 = 3,3; g = 0,1
17	l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,5
18	l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,1
19	l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,2; l_4 = 3,1; g = 0,5
20	l_1 = 2,0; l_2 = 6,4; l_3 = 3,2; l_4 = 3,1; g = 0,1
21	l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,1; l_4 = 3,0; g = 0,5
22	l_1 = 2,0; l_2 = 6,5; l_3 = 3,0; l_4 = 3,0; g = 0,5
23	l_1 = 2,0; l_2 = 6,4; l_3 = 3,0; l_4 = 2,9; g = 0,1

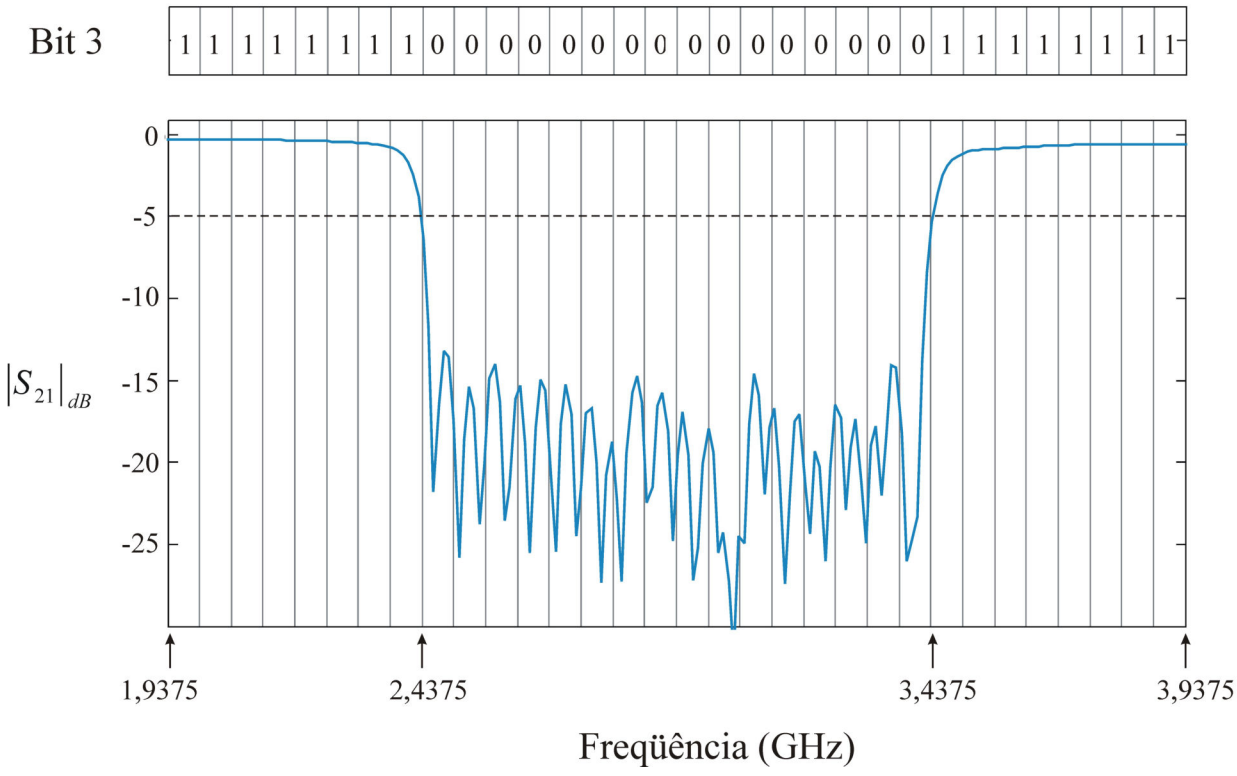
- **Filtro 3**

A Figura 6.32 mostra a estrutura final do Filtro 3, cuja resposta em freqüência deve ser como aquela mostrada na Figura 6.14(d). O resultado simulado de sua resposta em freqüência e o valor lógico do bit 3 da saída do IFMS estão mostrados na Figura 6.33. A Tabela 6.8 contém as dimensões de cada ressoador, enquanto que a Tabela 6.9 mostra as distâncias de acoplamento adequadas entre os ressoadores que formam uma mesma banda rejeitada. O tamanho final da estrutura desse filtro é 151,0 mm x 5,4 mm. Nesse filtro, todos os ressoadores foram usados para formar uma única banda rejeitada de 1,0 GHz.

Figura 6.32: *Estrutura do Filtro 3.*

Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.33: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 3.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Tabela 6.8: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 3.*

Número do Ressoador	**Dimensões (mm)**
1	l_1 = 2,0; l_2 = 10,0; l_3 = 5,0; l_4 = 4,9; g = 0,1
2	l_1 = 2,0; l_2 = 9,7; l_3 = 4,8; l_4 = 4,8; g = 0,1
3	l_1 = 2,0; l_2 = 9,5; l_3 = 4,7; l_4 = 4,7; g = 0,1
4	l_1 = 2,0; l_2 = 9,3; l_3 = 4,6; l_4 = 4,6; g = 0,1
5	l_1 = 2,0; l_2 = 9,1; l_3 = 4,5; l_4 = 4,5; g = 0,1
6	l_1 = 2,0; l_2 = 8,9; l_3 = 4,4; l_4 = 4,4; g = 0,1
7	l_1 = 2,0; l_2 = 8,7; l_3 = 4,3; l_4 = 4,3; g = 0,1
8	l_1 = 2,0; l_2 = 8,5; l_3 = 4,2; l_4 = 4,2; g = 0,1
9	l_1 = 2,0; l_2 = 8,4; l_3 = 4,2; l_4 = 4,1; g = 0,1
10	l_1 = 2,0; l_2 = 8,2; l_3 = 4,1; l_4 = 4,0; g = 0,1
11	l_1 = 2,0; l_2 = 8,0; l_3 = 4,0; l_4 = 3,9; g = 0,1
12	l_1 = 2,0; l_2 = 7,8; l_3 = 3,9; l_4 = 3,8; g = 0,1
13	l_1 = 2,0; l_2 = 7,7; l_3 = 3,8; l_4 = 3,8; g = 0,1
14	l_1 = 2,0; l_2 = 7,7; l_3 = 3,8; l_4 = 3,8; g = 0,1
15	l_1 = 2,0; l_2 = 7,6; l_3 = 3,8; l_4 = 3,7; g = 0,1
16	l_1 = 2,0; l_2 = 7,4; l_3 = 3,7; l_4 = 3,6; g = 0,1
17	l_1 = 2,0; l_2 = 7,3; l_3 = 3,6; l_4 = 3,6; g = 0,1
18	l_1 = 2,0; l_2 = 7,2; l_3 = 3,6; l_4 = 3,5; g = 0,1
19	l_1 = 2,0; l_2 = 7,1; l_3 = 3,5; l_4 = 3,5; g = 0,4
20	l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1
21	l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,5
22	l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,4; l_4 = 3,3; g = 0,5
23	l_1 = 2,0; l_2 = 6,7; l_3 = 3,3; l_4 = 3,3; g = 0,2
24	l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,1

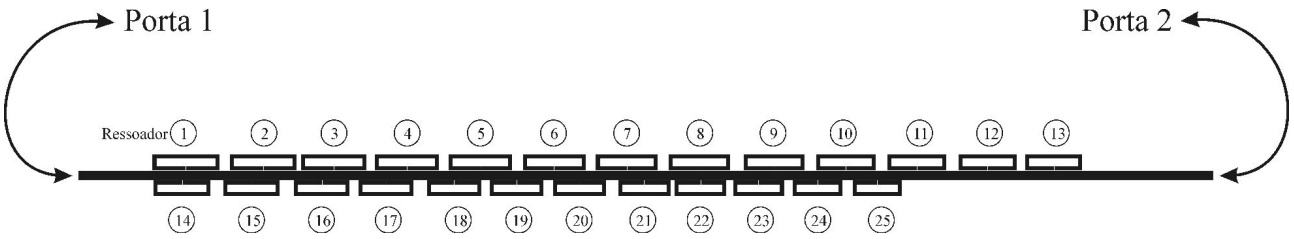
Tabela 6.9: *Distâncias de acoplamento.no Filtro 3.*

Distância, $d_{i,j}$, entre o i-ésimo e o j-ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2} = 0,5$	$d_{12,13} = 1,0$
$d_{2,3} = 0,6$	$d_{14,15} = 1,4$
$d_{3,4} = 0,7$	$d_{15,16} = 0,4$
$d_{4,5} = 0,8$	$d_{16,17} = 1,1$
$d_{5,6} = 1,0$	$d_{17,18} = 1,4$
$d_{6,7} = 0,5$	$d_{18,19} = 1,5$
$d_{7,8} = 0,5$	$d_{19,20} = 1,9$
$d_{8,9} = 0,8$	$d_{20,21} = 1,6$
$d_{9,10} = 1,3$	$d_{21,22} = 1,6$
$d_{10,11} = 0,6$	$d_{22,23} = 1,7$
$d_{11,12} = 0,5$	$d_{23,24} = 0,7$

- **Filtro 4**

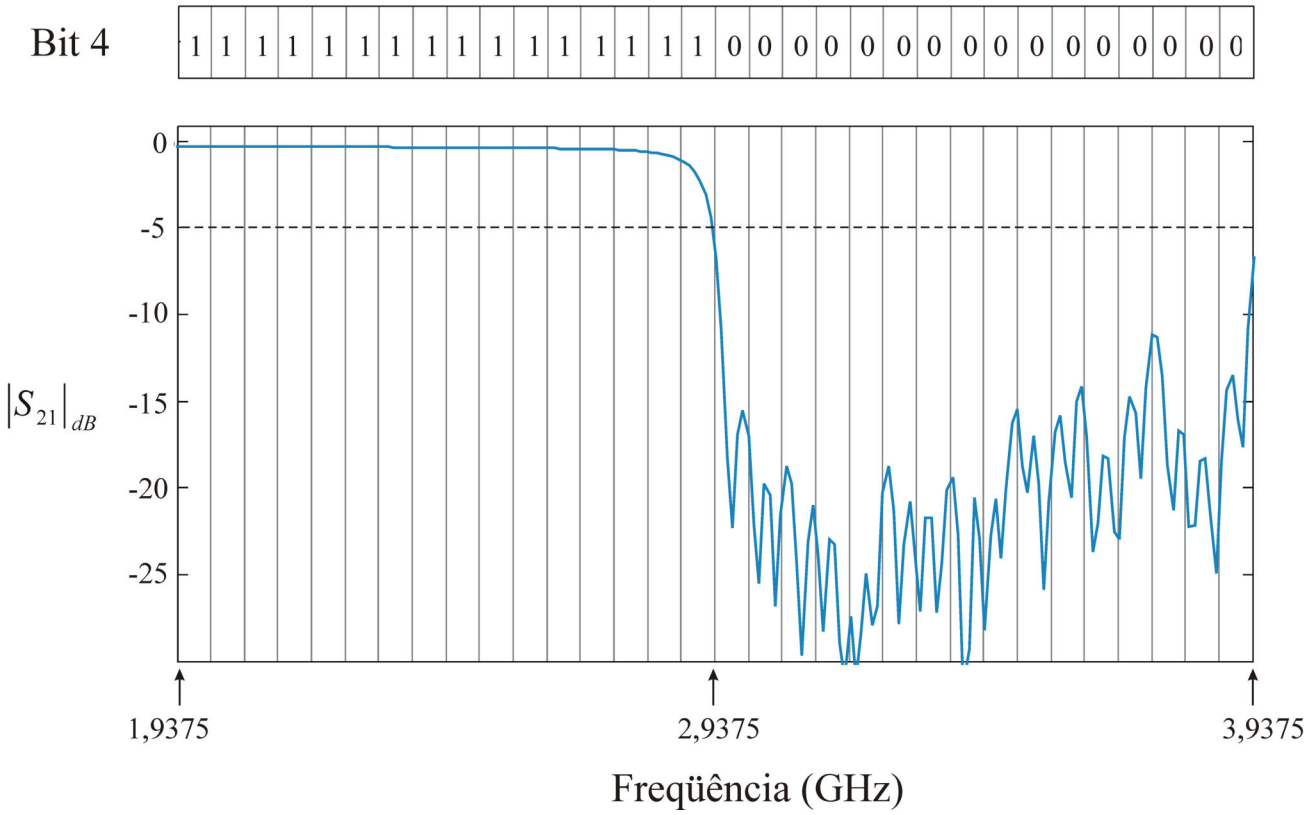
A Figura 6.34 mostra a estrutura final do Filtro 4, cuja resposta em freqüência deve ser como aquela mostrada na Figura 6.14(e). O resultado simulado de sua resposta em freqüência e o valor lógico do bit 4 da saída do IFMS estão mostrados na Figura 6.35. A Tabela 6.10 mostra as distâncias de acoplamento adequadas entre os ressoadores que formam uma mesma banda rejeitada, enquanto que a Tabela 6.11 contém as dimensões de cada ressoador. O tamanho final da estrutura desse filtro é 151 mm x 5,4 mm. Nesse filtro, todos os ressoadores foram usados para formar uma única banda rejeitada de 1,0 GHz.

Figura 6.34: *Estrutura do Filtro 4.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.35: *Resposta em freqüência simulada do Filtro 4.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Tabela 6.10: *Distâncias de acoplamento.no Filtro 4.*

Distância, $d_{i,j}$, entre o i-ésimo e o j-ésimo ressoador (mm)	
$d_{1,2}$ = 1,4	$d_{14,15}$ = 1,7
$d_{2,3}$ = 0,7	$d_{15,16}$ = 1,9
$d_{3,4}$ = 1,2	$d_{16,17}$ = 1,2
$d_{4,5}$ = 1,3	$d_{17,18}$ = 1,8
$d_{5,6}$ = 1,5	$d_{18,19}$ = 1,2
$d_{6,7}$ = 1,4	$d_{19,20}$ = 1,3
$d_{7,8}$ = 1,5	$d_{20,21}$ = 1,7
$d_{8,9}$ = 1,9	$d_{21,22}$ = 0,6
$d_{9,10}$ = 1,6	$d_{22,23}$ = 1,0
$d_{10,11}$ = 1,6	$d_{23,24}$ = 1,2
$d_{11,12}$ = 1,7	$d_{24,25}$ = 1,4
$d_{12,13}$ = 1,1	

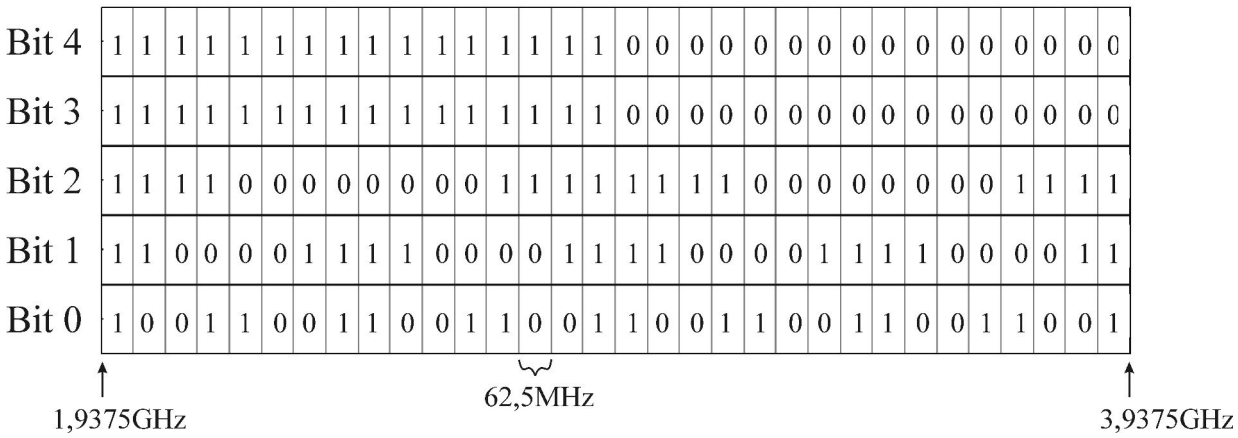
Tabela 6.11: *Dimensões dos ressoadores utilizados no Filtro 4.*

Número do Ressoador	**Dimensões (mm)**
1	l_1 = 2,0; l_2 = 7,9; l_3 = 3,9; l_4 = 3,9; g = 0,1
2	l_1 = 2,0; l_2 = 7,8; l_3 = 3,9; l_4 = 3,8; g = 0,1
3	l_1 = 2,0; l_2 = 7,6; l_3 = 3,8; l_4 = 3,7; g = 0,1
4	l_1 = 2,0; l_2 = 7,5; l_3 = 3,7; l_4 = 3,7; g = 0,1
5	l_1 = 2,0; l_2 = 7,4; l_3 = 3,7; l_4 = 3,6; g = 0,1
6	l_1 = 2,0; l_2 = 7,3; l_3 = 3,6; l_4 = 3,6; g = 0,1
7	l_1 = 2,0; l_2 = 7,2; l_3 = 3,6; l_4 = 3,5; g = 0,1
8	l_1 = 2,0; l_2 = 7,1; l_3 = 3,5; l_4 = 3,5; g = 0,1
9	l_1 = 2,0; l_2 = 7,0; l_3 = 3,5; l_4 = 3,4; g = 0,1
10	l_1 = 2,0; l_2 = 6,9; l_3 = 3,4; l_4 = 3,4; g = 0,1
11	l_1 = 2,0; l_2 = 6,8; l_3 = 3,4; l_4 = 3,3; g = 0,1
12	l_1 = 2,0; l_2 = 6,7; l_3 = 3,3; l_4 = 3,3; g = 0,1
13	l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,1
14	l_1 = 2,0; l_2 = 6,6; l_3 = 3,3; l_4 = 3,2; g = 0,1
15	l_1 = 2,0; l_2 = 6,5; l_3 = 3,2; l_4 = 3,2; g = 0,1
16	l_1 = 2,0; l_2 = 6,4; l_3 = 3,2; l_4 = 3,1; g = 0,1
17	l_1 = 2,0; l_2 = 6,3; l_3 = 3,1; l_4 = 3,1; g = 0,1
18	l_1 = 2,0; l_2 = 6,2; l_3 = 3,1; l_4 = 3,0; g = 0,1
19	l_1 = 2,0; l_2 = 6,1; l_3 = 3,0; l_4 = 3,0; g = 0,1
20	l_1 = 2,0; l_2 = 6,0; l_3 = 3,0; l_4 = 2,9; g = 0,1
21	l_1 = 2,0; l_2 = 5,9; l_3 = 2,9; l_4 = 2,9; g = 0,1
22	l_1 = 2,0; l_2 = 5,8; l_3 = 2,9; l_4 = 2,8; g = 0,1
23	l_1 = 2,0; l_2 = 5,7; l_3 = 2,8; l_4 = 2,8; g = 0,1
24	l_1 = 2,0; l_2 = 5,6; l_3 = 2,8; l_4 = 2,7; g = 0,1
25	l_1 = 2,0; l_2 = 5,5; l_3 = 2,7; l_4 = 2,7; g = 0,1

Como pode ser observado, todos os filtros projetados apresentam resposta em freqüência que estão em grande concordância com os resultados desejados mostrados na Figura 6.14.

Sendo assim, um IFMS de cinco bits, que utilize esses filtros como discriminadores, apresentará um código em sua saída, em que cada palavra binária estará associada a uma sub-banda de freqüência de 62,5 MHz de largura. Esse código está mostrado na Figura 6.36.

Figura 6.36: *Código binário na saída do IFMS.*

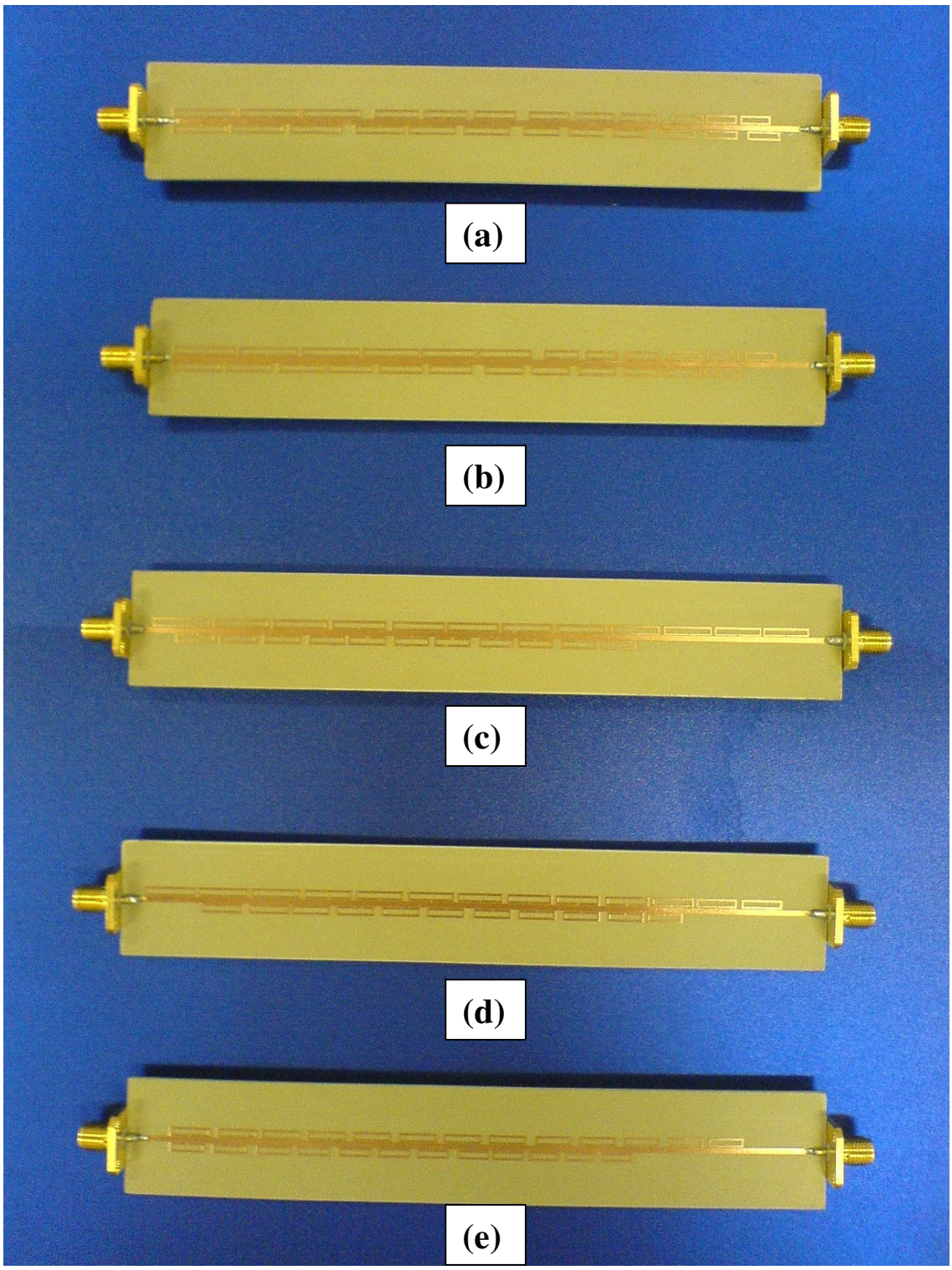


Fonte: *Acervo do autor.*

6.2.4 Resultados experimentais

Tendo o objetivo de comprovar experimentalmente os resultados simulados mostrados na Seção 0, os filtros foram fabricados. A Figura 6.37 mostra esses filtros.

Figura 6.37: *Fotografia dos filtros fabricados. (a) Filtro 0. (b) Filtro 1. (c) Filtro 2. (d) Filtro 3. (e) Filtro 4.*

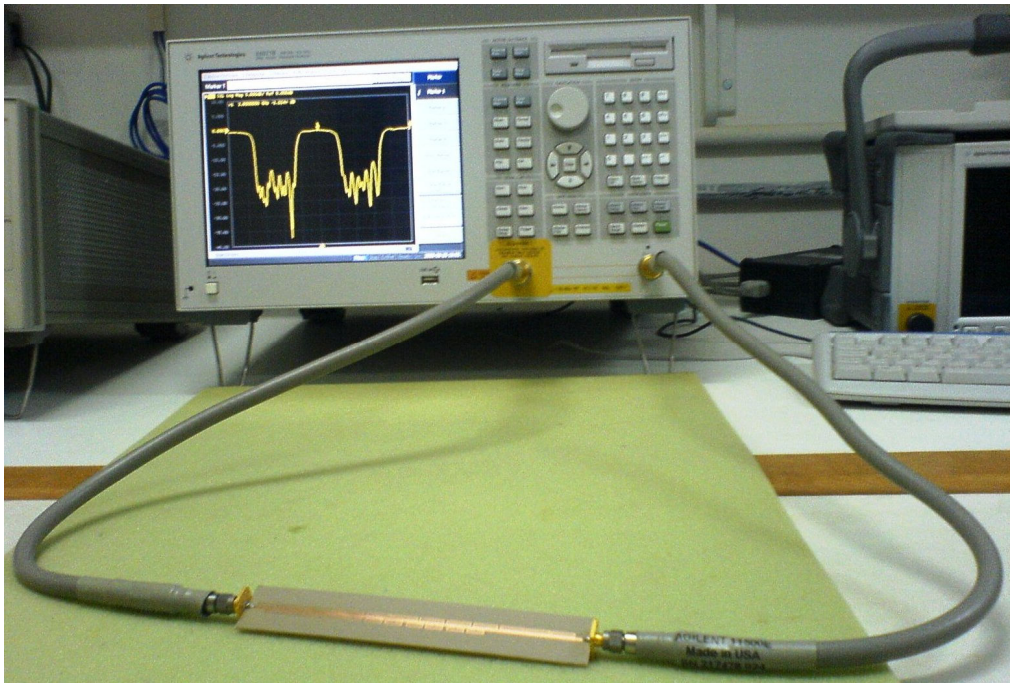


Fonte: *Acervo do autor.*

Para a obtenção do coeficiente de transmissão direto, S_{21}, utilizou-se o analisador de redes vetorial Agilent E5071B, que antes da realização das medições, foi

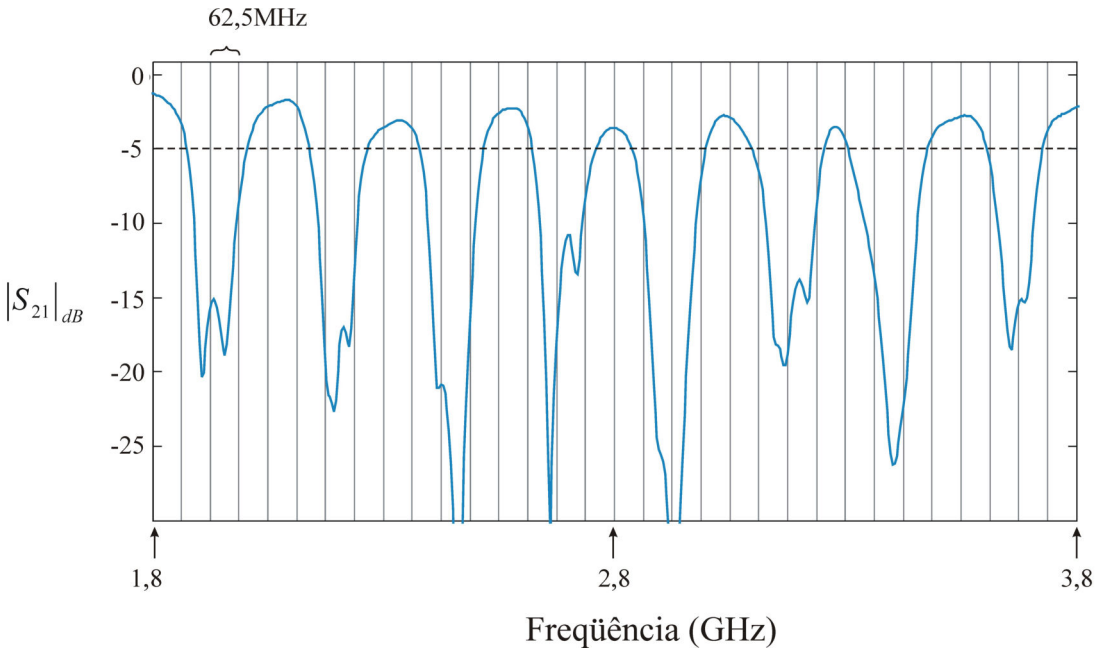
devidamente calibrado. A Figura 6.38 mostra uma fotografia da medição realizada com o Filtro 2. Os resultados experimentais estão mostrados da Figura 6.39 à Figura 6.43.

Figura 6.38: *Processo de medição.*



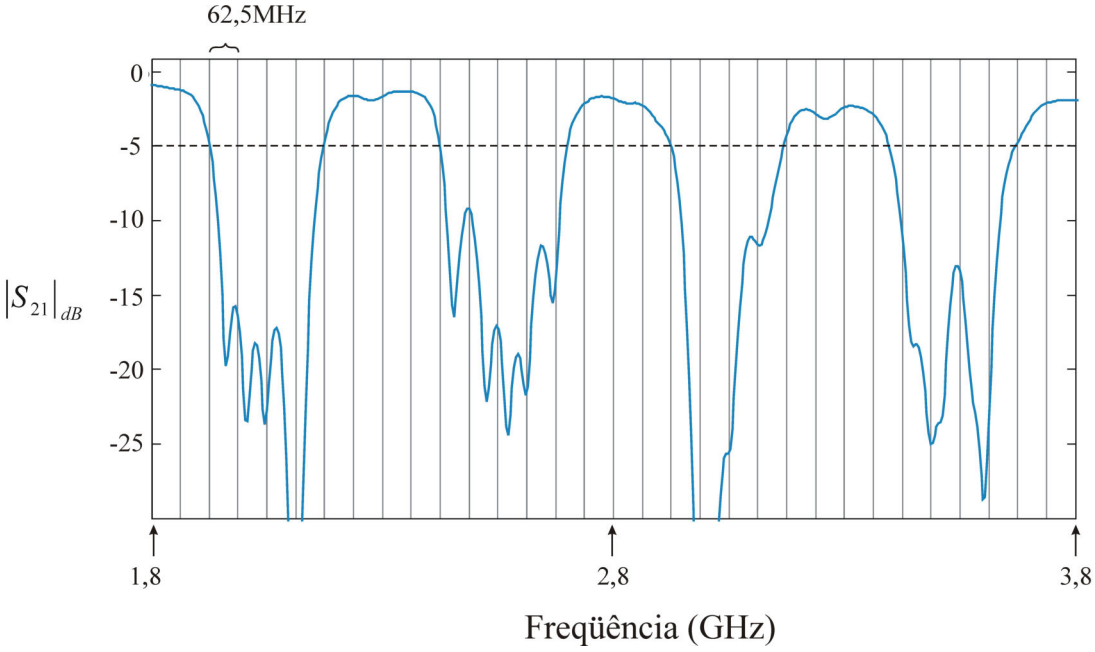
Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.39: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 0.*



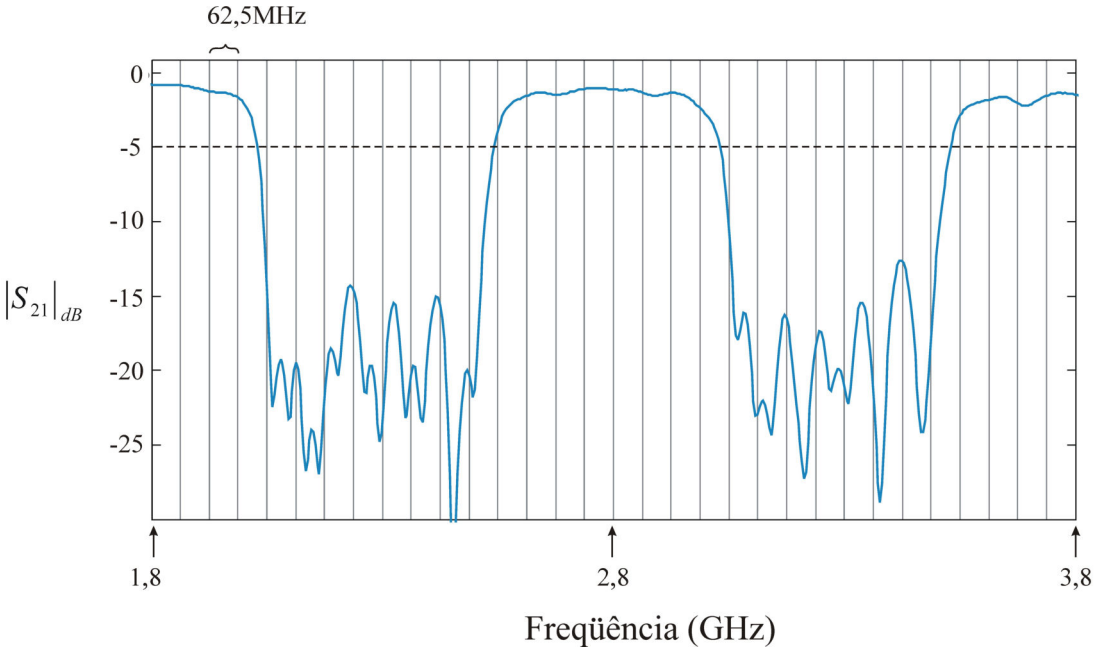
Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.40: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 1.*



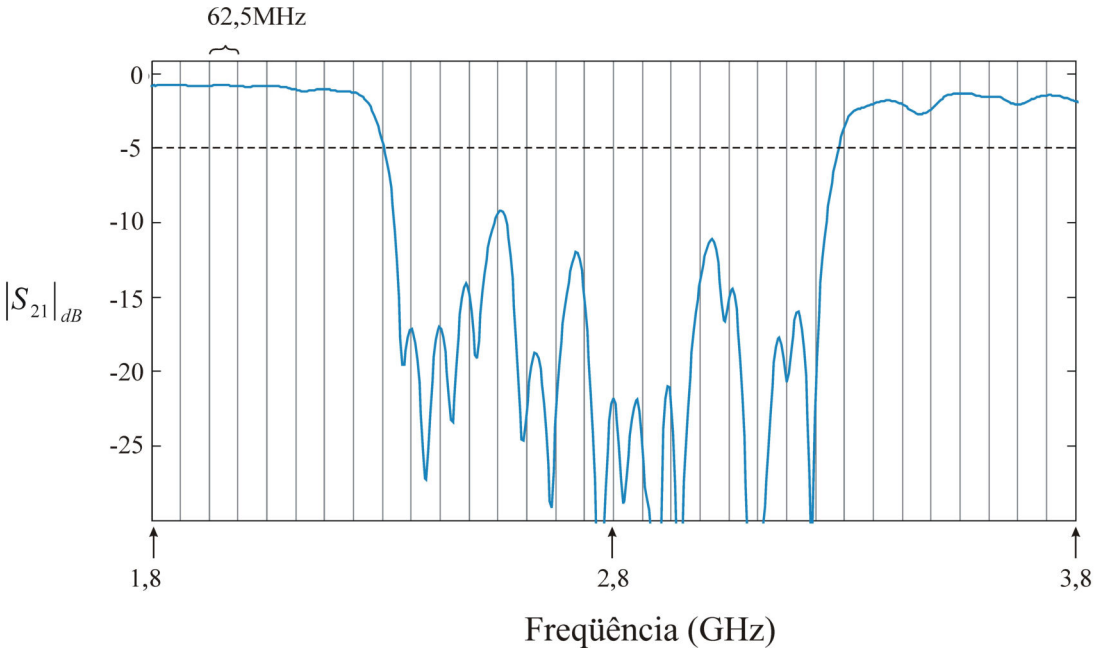
Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.41: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 2.*



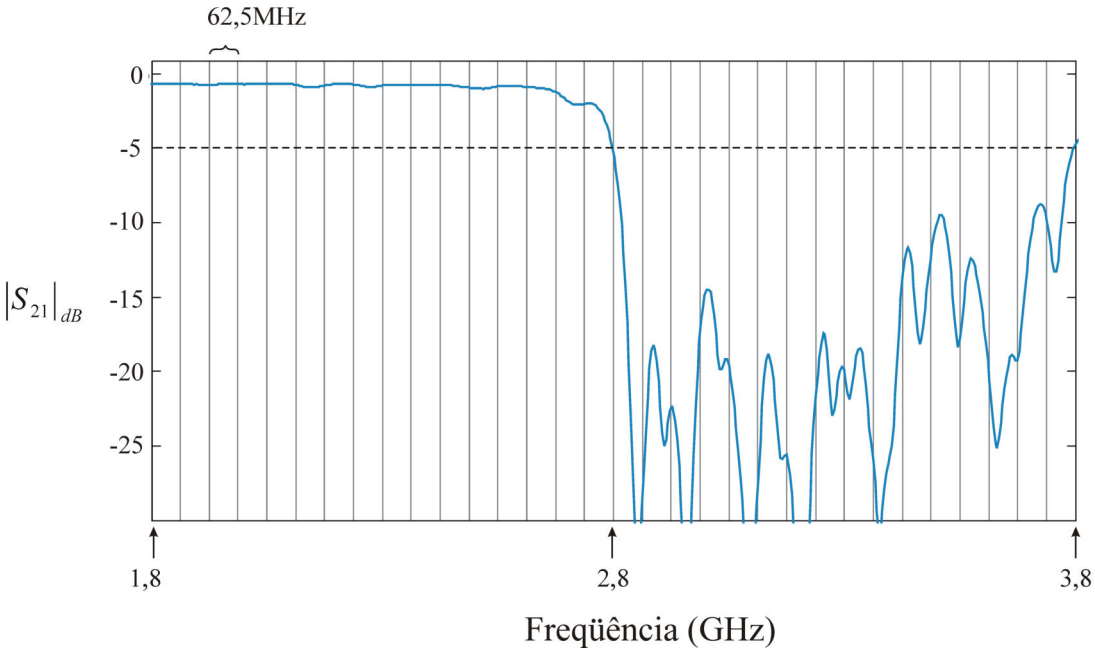
Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.42: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 3.*



Fonte: *Acervo do autor.*

Figura 6.43: *Resultados experimentais da resposta em freqüência do Filtro 4.*



Fonte: *Acervo do autor.*

7 Conclusão

Com o amento da quantidade de sistemas irradiantes, cresce a utilidade de sistemas inteligentes para a identificação de sinais desconhecidos. O IFMS (*Instantaneous Frequency Measurement Subsystem*) é um sistema que monitora, de forma simultânea, todas as freqüências da banda para a qual foi projetado, sem a necessidade de se fazer uma varredura de espectro, detectando instantaneamente os sinais. Nessa dissertação, foram explicadas as duas maneiras de se implementar um IFMS, uma utilizando linhas de atraso e interferômetros para formar os discriminadores; e outra utilizando filtros rejeita-bandas.

Para o projeto dos filtros, que foi realizado em microfita, foi feita uma análise de alguns tipos de ressoadores $\lambda_{g0}/2$ acoplados. Devido a sua característica de resposta em freqüência, que apresenta banda rejeitada estreita no primeiro modo ressonante e larga banda passante entre o primeiro e o segundo modo, o ressoador retangular de *loop*-aberto foi escolhido. Foi mostrado que esse ressoador pode ser modelado por um filtro rejeita-banda de Butteworth de um pólo. Para isso, foi realizada uma comparação entre a impedância de entrada da estrutura do ressoador em microfita e a de um filtro rejeita-banda de Butterworth de um pólo formado por elementos discretos; e verificou-se que elas são praticamente idênticas.

Mostrou-se que, na existência de dois ou mais ressoadores acoplados à linha de transmissão principal, cujas freqüências de ressonância fundamentais não são muito próximas, não há influencia de uns nas respostas dos outros; ou seja, a resposta da estrutura formada por todos ressoadores, nesse caso, é a superposição das respostas individuais de cada um desses ressoadores, sendo viável, portanto, a utilização de ressoadores acoplados no projeto de filtro com várias bandas rejeitadas; ou seja, o projeto de filtros rejeita-bandas.

Foi desenvolvida uma técnica para aumentar a largura da banda rejeitada de forma a se obter a largura desejada, visto que os filtros utilizados como discriminadores apresentam larguras de bandas rejeitadas que variam de 125 MHz a 1,0 GHz. Essa técnica consiste em encontrar a distância de acoplamento adequada entre ressoadores que apresentem freqüências de ressonância fundamentais bem próximas. (cerca de

45 MHz de diferença). Sendo assim, para projetar cada um dos cinco filtros rejeita-bandas com largura das bandas rejeitadas que se deseje, verificou-se que os ressoadores que formam uma determinada banda rejeitada devem apresentar freqüências de ressonância próximas, e devem ser adicionados um a um à linha, com a finalidade de encontrar a distância de acoplamento adequada entre eles. Além disso, os ressoadores utilizados para formar uma dessas bandas não interferem nas outras bandas rejeitadas.

Os filtros foram fabricados e foi realizada uma comparação entre os resultados simulados e experimentais de suas respostas em freqüência. Verificou-se que, para todos os filtros, houve um deslocamento constante de aproximadamente 140 MHz da resposta medida em relação à resposta simulada. Concluiu-se que podem existir duas explicações para esse fato:

- Os conectores e soldas utilizados estão introduzindo certa capacitância na entrada e saída do circuito.
- O truncamento da convergência na resolução do problema realizada pelo software de simulação Sonnet.

Finalmente, observou-se que, apesar do deslocamento na freqüência, as respostas medidas mostraram que os filtros projetados podem ser utilizados como discriminadores de um IFMS que tenha banda de operação de 1,8 GHz a 3,8 GHz e resolução de 62,5 MHz.

Tendo em vista a maneira como os filtros foram projetados, consegue-se um bom controle da resolução e na definição da banda de operação do IFMS. Além disso, a estrutura planar possibilita uma produção comercial em larga escala. Sendo assim, esse trabalho traz grandes contribuições para o desenvolvimento de sistemas inteligentes utilizados para detecção de sinais desconhecidos.

7.1 Trabalhos futuros

Para trabalhos futuros, com o intuito de se realizar a integração completa do IFMS, sugere-se:

- O desenvolvimento de divisores de potência planares que operem em banda larga, com a finalidade de realizar uma integração com os filtros discriminadores.

- O projeto de antenas planares banda larga.
- O projeto do filtro passa-banda que para delimitar a banda de operação do IFMS.
- Implementação de todo sistema digital que deve ser conectado na saída dos filtros discriminadores.

Referências

[1] Cheng, D. K. *Field and Wave Electromagnetics.* 2nd Ed, Addison-Wesley Publishing Company, 1992

[2] Paris, D. T.; Hurd, F. K. *Teoria Eletromagnética Básica*. Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1884.

[3] Chipman, R. A. *Linhas de Transmissão*. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1972.

[4] Wadell, B. C. *Transmission Line Design Handbook.* Norwood, Massachusetts, Artech House, Inc., 2001.

[5] Gupta, K. C.; Gupta, R.; Bahal, I. J. *Microstrip Lines and Slotlines*. 2nd Ed, Norwood, Massachusetts,Artech House, Inc., 1996.

[6] Hong, J. S. and Lancaster, M. J.; *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.

[7] Edwards, T. C. *Foundations for Microstrip Circuit Design.* 2nd Ed. Chichester UK: Wiley, 1992.

[8] Hammerstard, E. O. "Equations for microstrip circuit design". in Proceedings of the *European Microwave Conference*, Hamburg, Germany, p. 268–272, 1975.

[9] Liang, G. C.; Shien, Withers, C. F.; R. S.; *et. al.*, "Superconductive digital instantaneous frequency measurement subsystem". *IEEE Trans.*, MTT-16, p. 2368-2375, 1993.

[10] Gruchala, H.; Czyzewski, M. "The Instantaneous Frequency Measurement Receiver in the Complex Electromagnetic Environment". *15th International Conference on Microwaves Radar and Wireless Communications*, v. 1, p. 155 – 158, May 2004.

[11] Biehl, M.; Vogt, A.; Herwig, R.; *et. al.* "A 4 Bit Instantaneous Frequency Meter at 10 Ghz with Coplanar YBCO Delay Line". *IEEE Trans.on applied superconductivity*, v. 4, n. 2, p. 2279-2282, 1995.

[12] Melo, M. T.; Lancaster, M. J.; Hong, S. "Coplanar Strips Interdigital Delay Line for Instantaneous Frequency Measurement Systems". *The Institution of Electrical Engineers*, London, Digest , reference number: 1996/226, p 1/1-1/4, Nov. 1996.

[13] Liang, G. C.; Shien, C. F.; Withers, R. S.; *et. al.* "Space-qualified Superconducting Digital Instantaneous Frequency-Measurement Subsystem". *IEEE Trans.*, MTT-44, n. 7, p. 1289-1299, 1996.

[14] Wilkinson, E.J. “An N-Way Hybrid Power Divider”. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, v. 8, n. 1, p. 116 – 118, 1960.

[15] Pozar, D. M. *Microwave Engineering*. 3 Ed. USA: Wiley, 2004.

[16] Goddard, N. E. “Instantaneous Frequency-Measurement Receivers”. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, v. 20, p. 292, 1972.

[17] Bauman, R. “Digital Instantaneous Frequency Measurement for EW Receivers”. *Microwave Journal*, p. 147, Fev. 1972.

[18] Salleh, M. K. M.; Prigent, G.; Pigaglio, O. *et. al.* “Quarter-Wavelength Side-Coupled Ring Resonator for Bandpass Filters”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 56, n. 1, Jan. 2008.

[19] Chang, K.F.; Tam, K.W.; Choi, W.W.; *et. al.* “Novel Quasi-elliptic Microstrip Filter Configuration Using Hexagonal Open-loop Resonators”. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, v. 3, p. 863-866, May 2002.

[20] Wu, R.; Amari, S. “New Triangular Microstrip Loop Resonators for Bandpass Dual-mode Filter Applications”. *IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest*, June 2005.

[21] Kuo, J.-T.; Hung-Sen Cheng. “Design of Quasi-Elliptic Function Filters With a Dual-Passband Response”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 14, n. 10, October 2004.

[22] Görür, A. “A Novel Dual-Mode Bandpass Filter With Wide Stopband Using the Properties of Microstrip Open-Loop Resonator”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 12, n. 10, October 2002.

[23] Shih-Cheng Lin; Yo-Shen Lin; Chun Hsiung Chen.“Extended-Stopband Bandpass Filter Using Both Half- and Quarter-Wavelength Resonators”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 16, n. 1, January 2006.

[24] Joubert, J. “Spiral Microstrip Resonators for Narrow-stopband Filters”. *IEE Proceedings on Microwave, Antennas and Propagation*, v. 150, n. 6, p. 493-496, December, 2003.

[25] Görür, A. “Bandstop filter with a wider upper passband using microstrip open-loop resonator. *Asia-Pacific Microwave, Antennas and Propagation*, v. 2, p. 527-530, December, 2001.

[26] White, J. F. *High Frequency Techniques*. New Jersey: John Wiley and Sons, 2004.

[27] Kuo, F. F. *Network Analysis and Synthesis*. 2nd Ed., New York: Jonh Wiley end Sons, 1966.

[28] Mongia, R. K.; Bahl, I. J.; Bhartia, P.; *et. al*. *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*. 2nd Ed.; Norwood: Artech House, Inc; 2007.

[29] EM User´s Manual. *Sonnet Software*, 2005

[30] Görür, A. "Bandstop filter with a wider upper passband using microstrip open-loop resonator". *Proceeding of APMC2001*, Taipei, Taiwan, 2001.

Anexo

ARTIGOS PUBLICADOS

1. A. L. Bezerra, M. F. A. de Souza, F. R. L. e Silva, B. G. M. de Oliveira and M. T. de Melo, “GSM Open-Loop Duplexer Filter with Internal Stubs”. In: *Microwave and Optical Technology Letters*. September, 2008. Vol. 50, no. 9, pp. 2420-2422.

ARTIGOS ACEITOS

1. M. F. A. de Souza, F. R. L. e Silva and M. T. de Melo, “A Novel LSB Discriminator for a 5 bit IFM Subsystem Based on Microstrip Band-Stop Filter”. In: Proceedings of the European Microwave Conference, October, 2008, Amsterdam.

2. M. F. A. de Souza, F. R. L. e Silva and M. T. de Melo, “Discriminador LSB Baseado em Filtros Rejeita-Banda para IFMS de 4 Bits em Microfita”. Aceito no MOMAG, Setembro de 2008, Florianópolis..