



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação
Departamento de Microondas e Óptica

Técnicas de Miniaturização de
Filtros Dielétricos em Microondas

Autor: Fabiano Rodrigo Borges

Orientador: Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa

Trabalho apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa

Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra

Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

B644t Borges, Fabiano Rodrigo
 Técnicas de miniaturização de filtros dielétricos em
microondas / Fabiano Rodrigo Borges. --Campinas, SP:
[s.n.], 2009.

 Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa.
 Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Com-
putação.

 1. Dispositivos dielétricos. 2. Circuitos de microon-
das - Projeto e construção. 3. Filtros de microondas -
Sistemas de comunicação. I. Hernández Figueroa, Hugo
Enrique. II. Universidade Estadual de Campinas. Facul-
dade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Títu-
lo.

Título em Inglês: Miniaturization techniques for dielectric filters at microwave
frequencies

Palavras-chave em Inglês: Dielectric Filters, Microwave device - Design and as-
sembly, Microwave filters - Communication systems

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Antônio Sérgio Bezerra Sombra, Gustavo Fraidenraich

Data da defesa: 30/01/2009

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Fabiano Rodrigo Borges

Data da Defesa: 30 de janeiro de 2009

Título da Tese: "Técnicas de Miniaturização de Filtros Dielétricos em Microondas"

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente):

Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra:

Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich:



Resumo

O trabalho mostra o desenvolvimento de um filtro na faixa de frequência de micro-ondas e sua construção usando ressoadores dielétricos de alta permissividade elétrica.

A partir da definição matemática de uma função de transferência do tipo entrada-saída, que caracteriza um filtro, e do uso da teoria de síntese de redes, vista de um modo bastante simplificado, mostra-se como construir um circuito elétrico que realiza fisicamente a função de transferência do filtro. Em frequência de micro-ondas, contudo, elementos de parâmetros concentrados - resistores, indutores e capacitores - não se comportam como esperado, e a resposta de um circuito elétrico nesta frequência não é como a projetada. Para realizar fisicamente este circuito elétrico é necessário desenvolver conceitos eletromagnéticos, que passam pela definição de uma ferramenta importantíssima, chamada inversor de impedância, e seu equivalente acoplamento eletromagnético.

Para restringir o trabalho, tratamos de filtros passa-faixa de banda estreita, o tipo mais comumente utilizado em aplicações de micro-ondas. A conversão do circuito elétrico obtido para um circuito constituído por elementos de parâmetros distribuídos é mostrada e fecha o ciclo teórico do trabalho.

No campo de práticas experimentais de laboratório, medem-se parâmetros que permitem caracterizar o filtro eletromagnético obtido usando-se uma análise estatística rigorosa. Os resultados obtidos mostram que é possível partir de uma função matemática abstrata e chegar a um dispositivo de micro-ondas físico que provê a resposta projetada.

Além disso, o uso de cerâmicas com permissividade elétrica elevada levou ao desenvolvimento de novas técnicas de alimentação para filtros do tipo projetado, e o requisito de ter-se uma grande banda de rejeição levou ao desenvolvimento de uma nova geometria para as cerâmicas usadas na construção do filtro.

Abstract

This work shows the development of a filter at microwave frequencies and its construction by means of dielectric resonators of high electric permittivity.

Starting by the mathematical definition of a transfer function such as the kind input-output, which characterizes the filter, and the use of network synthesis theory, shown in a very simply way, one shows how to built an electric circuit that implements the filter's transfer function. At microwave frequencies, however, concentrated parameter elements - resistors, inductors and capacitors - do not behave as expected, and the output of an electric circuit at this frequency is not like the projected one. To implement this electric circuit, one needs to develop electromagnetic concepts, such as a very important tool, called impedance inverter, and its equivalent electromagnetic coupling.

To restrain the scope of this work, we choose to develop bandpass filters of narrow bandwidth, the most common type used at microwave applications. The conversion from the electric circuit obtained for a circuit made by distributed parameter elements is shown and closes the theoretical cycle of this work.

Regarding laboratory experimental practices, parameters are measured towards the characterization of the designed electromagnetic filter by means of a rigorous statistics analysis. The results obtained show that it is possible to begin with an abstract mathematical function and to end up with a microwave device that exhibits the designed response.

Besides, the use of ceramics with high permittivity led to the development of new techniques for feeding the filters like the ones presented here, and the requirement of having a big stopband led to the development of a new geometry for the ceramics used to build the filter.

Agradecimentos

Agradeço ao orientador deste trabalho, Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa, pela confiança na minha capacidade de realizá-lo a contento, pela ajuda na execução do mesmo e pela paciência em entender e apoiar-me incondicionalmente durante fatores adversos ao longo deste período.

Agradeço aos meus pais, Vera e João, aos meus irmãos, Paula e Fábio, e à família Vischi Winck pelo apoio durante todo este trabalho.

Agradeço à Juliana Adabo Atizani, aluna de iniciação científica, pelo trabalho durante os meses iniciais deste projeto. Agradeço a Murilo Oliveira de Moraes, aluno de iniciação científica, que assumiu o posto deixado com muito afinco, a ponto de ser dele a contribuição das cerâmicas perfuradas mostradas neste trabalho, e por abraçar junto comigo a metodologia de medições baseada em análise estatística de dados, em particular, a metodologia $6-\sigma$.

Agradeço aos colegas do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado e Computacional (LEMAC) pelas discussões técnicas pertinentes ao trabalho, listando-os, em ordem alfabética: Alexandre Manuel Pereira Alves da Silva, Daniel Nascimento Duplat e Luciano Prado de Oliveira; ao aluno de doutorado Antônio Marcelo Max Oliveira Ribeiro e ao Prof. Dr. Evandro Conforti, pela disposição em ensinar a mim e ao Murilo o uso correto do analisador vetorial de redes, equipamento fundamental para a etapa prática deste trabalho, e pela disposição em nos atender sempre que necessário.

Agradeço à Cynthia Jazra Nakamura, secretária do Departamento de Micro-ondas e Óptica, pela disposição em ajudar a todos os alunos do Prof. Hugo, sem distinção, e com disposição em executar um trabalho de qualidade, sempre.

Agradeço à Orbisat da Amazônia S/A, através do Dr. João Roberto Moreira Neto e do Engenheiro ME. Edson César dos Reis, pelas discussões técnicas, ao Sr. Luís Carlos Imoto e à sua equipe pela fabricação dos dispositivos usados na parte prática deste trabalho, e ao Sr. Trajano Dias Júnior, pela presteza e qualidade dos ajustes necessários nestes dispositivos.

Agradeço ao Prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra e grupo coordenado por ele, o Laboratório de Telecomunicações e Engenharia de Materiais (LOCEM), pela cessão das cerâmicas usadas nos protótipos fabricados.

Agradeço à CST, através do Dr. Marcelo Perotoni, pelo fornecimento do simulador eletromagnético tridimensional usado ao longo deste trabalho, sem o qual o projeto certamente demoraria muito mais tempo para ser concluído.

Agradeço a CAPES pelo financiamento desta pesquisa.

Dedicatória

Dedico este trabalho
à minha mãe, Vera;
ao meu pai, João;
aos meus irmãos, Paula e Fábio

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas.....	xiv
Trabalhos afins publicados pelo autor.....	xv
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 Desenvolvimento histórico dos filtros	2
1.2 Desenvolvimento histórico dos materiais para filtro.....	4
1.3 Visão geral do trabalho.....	6
Capítulo 2	7
Teoria Geral de Filtros	7
2.1 Teorema do projeto de filtros analógicos	7
2.2 Função de transferência para filtros.....	8
2.2.1 All-pole.....	9
2.3 Filtros clássicos.....	9
2.3.2 Chebyshev	10
2.4 Filtro passa-baixa normalizado.....	15
2.4.1 Valores dos componentes.....	16
2.4.2 Conversão para outros tipos de filtro	17
2.5 Comparação e escolha do tipo de filtro	20
Capítulo 3	23
Projeto de Filtros Passa-Faixa de Faixa Estreita	23
3.1 Aproximações.....	23
3.2 Filtro com elementos de parâmetros concentrados.....	25
3.2.1 Função de transferência passa-baixa normalizada e circuito equivalente.....	25
3.2.2 Função de transferência passa-faixa e circuito equivalente	27
3.3 Inversores de impedância - cálculo de $K_{n,n+1}$	32
3.4 Conversão de circuito de parâmetros concentrados em circuito de parâmetros distribuídos - cálculo de $k_{n,n+1}$	35
3.5 Conversão do circuito passa-faixa usando inversores de impedância.....	39
3.6 Conversão do circuito passa-faixa do modelo de circuito de parâmetros concentrados para o modelo de parâmetros distribuídos.....	42
Capítulo 4	43
Coleta dos Dados Experimentais.....	43
4.1 Determinação da frequência de ressonância e da tangente de perdas das cerâmicas	43
4.1.1 Análise via $6-\sigma$	44
Capítulo 5	59
Resultados e Análise	59
5.1 Determinação da permissividade dielétrica relativa.....	59
5.2 Filtro com ressoadores inteiros.....	60
5.3 Determinação da frequência de ressonância e da tangente de perdas das cerâmicas	70
5.4 Filtro com 1/2 ressoador	75
5.5 Filtro com 1/4 de ressoador	86
5.3.1 Filtro com 1/4 de ressoador perfurado	89
Capítulo 6	99

Conclusões99
Contribuições 100
Trabalhos Futuros.....100
Referências Bibliográficas 101

Lista de Figuras

Fig. 1-1 - Espectro de RF/microondas. λ representa comprimento de onda e f representa frequência.	2
Fig. 2-1 - Resposta em frequência da magnitude do filtro Chebyshev. Gráficos de (2.3.1) para $\omega_p=1\text{rad/s}$, $A_p=1\text{dB}$ e N de um a 10.	12
Fig. 2-2 - Resposta em frequência da magnitude do filtro Chebyshev. Detalhe da banda passante de (2.3.1) para $\omega_p=1\text{rad/s}$, $A_p=1\text{dB}$ e N de um a quatro.	13
Fig. 2-3 - Redes normalizadas para um filtro passa-baixa de ordem N . (a) Rede de ordem ímpar. (b) Rede de ordem par.	16
Fig. 2-4 - Topologias fundamentais para filtros. (a) Passa-baixa. (b) Passa-alta. (c) Passa-faixa. (d) Rejeita-faixa. Veja de (2.4.3) a (2.4.7) para obter os valores dos componentes a partir do filtro passa-baixa normalizado.	18
Fig. 2-5 - Comparação entre a resposta ideal esperada e as aproximações fornecidas pelos diversos tipos de filtro. (a) Visão geral. (b) Detalhe da banda passante. (c) Detalhe da banda de rejeição.	22
Fig. 3-1 - Diferentes topologias passa-faixa. (a) Filtro passa-faixa obtido através da técnica de mapeamento em frequência vistas na seção 2.4.2. (b) Filtro passa-faixa com acoplamento indutivo. (c) Filtro passa-faixa com acoplamento capacitivo. Observe que um acoplamento misto também é possível. Z_S e Z_L são, respectivamente, a impedância de entrada e a de saída, usualmente referidas em inglês como <i>source</i> (fonte) e <i>load</i> (carga). L_c e C_c são a indutância e a capacitância de acoplamento, <i>coupling</i> em inglês, respectivamente.	24
Fig. 3-2 - Circuito elétrico passa-baixa normalizado para o filtro a ser construído.	27
Fig. 3-3 - Resposta em frequência da magnitude para o circuito mostrado na Fig. 3-2, cujos elementos têm os valores indicados em (3.2.6), e a função de transferência indicada em (3.2.7). (a) Visão geral. (b) Detalhe da banda passante.	29
Fig. 3-4 - Circuito elétrico passa-faixa adequado para satisfazer (3.2.1).	29
Fig. 3-5 - Resposta em frequência da magnitude para a função de transferência indicada em (3.2.12) e para o circuito mostrado na Fig. 3-4, cujos elementos têm os valores indicados em (3.2.9). (a) Visão geral. (b) Detalhe da banda passante.	31
Fig. 3-6 - Uso de inversores para converter a seção de um filtro passa-baixa em uma rede usando apenas ressoadores série ou paralelo. (a) Inversor de impedância. (b) Inversor de admitância.	33
Fig. 3-7 - Inversores de impedância de parâmetros concentrados. As impedâncias (ou admitâncias) características equivalentes dos mesmos são: (a) $K=\omega L$; (b) $K=1/\omega C$; (c) $J=1/\omega L$; (d) $J=\omega C$	34
Fig. 3-8 - Circuitos equivalentes aos ilustrados na Fig. 3-7, porém, com todos os elementos positivos. As impedâncias (ou admitâncias) características equivalentes dos mesmos são: (a) $K=\omega L$; (b) $K=1/\omega C$; (c) $J=1/\omega L$; (d) $J=\omega C$	35
Fig. 3-9 - Conversão de um filtro passa-faixa de terceira ordem (a) obtido por mapeamento em frequência em um filtro composto por ressoadores acoplados (e). Os blocos de circuito	

representados por $K_{n,n+1}$ são inversores de impedância, e $k_{n,n+1}$ são os acoplamentos eletromagnéticos equivalentes a esses.....	37
Fig. 3-10 - Gráfico qualitativo das frequências naturais de ressoadores acoplados.....	38
Fig. 3-11 - Circuito elétrico da Fig. 3-4 modificado (a) com o uso de inversores de impedância, (b) substituindo os inversores de impedância pelo circuito adequado da Fig. 3-7 e (c) substituindo os inversores de impedância pelo circuito adequado da Fig. 3-8.	40
Fig. 3-12 - Resposta em frequência da magnitude para a função de transferência (3.2.12), o circuito elétrico ilustrado na Fig. 3-4, cujos elementos têm os valores dados em (3.2.9), e os circuitos elétricos ilustrados na Fig. 3-11(c) e Fig. 3-11(d), cujos elementos têm os valores dados em (3.2.9), (3.3.4) e na Fig. 3-7(a) e na Fig. 3-8(a), respectivamente. (a) Visão Geral. (b) Detalhe da banda passante.....	41
Fig. 4-1 - Detalhes do protótipo construído. (a) Protótipo fechado. (b) Detalhes internos.....	45
Fig. 4-2 - (a) Gráficos do resíduo normalizado para as frequências medidas. (b) Gráfico de Pareto.....	49
Fig. 4-3 - Medida de $ S_{11}(j\omega) $ para uma cerâmica. Em relação à Fig. 4-1(a), há uma cerâmica dentro da caixa.	52
Fig. 4-4 - Resumo dos dados da frequência de ressonância para o ressoador (a) um e (b) três.....	53
Fig. 4-5 - Análise de normalidade da frequência de ressonância para o ressoador (a) um e (b) três.	55
Fig. 4-6 - Teste para determinar se as variâncias dos ressoadores um e três são iguais.	56
Fig. 4-7 - Teste de hipótese para determinar se as frequências de ressonância dos ressoadores um e três são iguais ou diferentes.....	57
Fig. 4-8 - Comparação entre os dados da frequência de ressonância para os ressoadores um e três.	58
Fig. 5-1 - Modelo simplificado para determinação da frequência de ressonância dos ressoadores um e três.	61
Fig. 5-2 - Distribuição de campos esperados para o modo de ressonância $TE_{01\delta}$. (a) Campo elétrico. (b) Campo magnético. Quanto maior e mais escura a seta, maior a intensidade de campo.	62
Fig. 5-3 - Modelo para determinação da distância necessária entre alimentador e ressoador de modo a ter-se um alto acoplamento eletromagnético entre os mesmos.	63
Fig. 5-4 - Distância para alto acoplamento eletromagnético entre alimentador e ressoador.	64
Fig. 5-5 - Variação da frequência de ressonância em função do parâmetro (a) a , largura e (b) c , comprimento da caixa.	65
Fig. 5-6 - Resposta de fase $\angle S_{11}(j\omega)$ esperada para alto acoplamento entre alimentador e ressoador.....	66
Fig. 5-7 – Distribuição de campo para o caso de alto acoplamento entre alimentador e ressoador. (a) Densidade de campo elétrico. (b) Campo magnético.	67
Fig. 5-8 - Modelo para determinação do acoplamento entre dois ressoadores.	68
Fig. 5-9 - Resposta em fase, $\angle S_{11}(j\omega)$ obtida a partir do modelo ilustrado na Fig. 5-8.	68
Fig. 5-10 – Distribuição de campo para o caso de alto acoplamento entre alimentador e ressoadores. (a) Densidade de campo elétrico. (b) Campo magnético.....	69
Fig. 5-11 - Curva de acoplamento versus distância entre dois ressoadores, obtida a partir de dados do tipo mostrado na Fig. 5-9(a) e de (3.4.5).....	70

Fig. 5-12- Modelo do filtro com ressoadores inteiros.....	70
Fig. 5-13- Resposta em frequência da magnitude para o filtro ilustrado na Fig. 5-12.....	71
Fig. 5-14 - Resposta em frequência da magnitude de (a) $ S_{11}(j\omega) $ e (b) $ S_{21}(j\omega) $ para o filtro ilustrado na Fig. 5-12, para o caso com perdas em todos os materiais. Comparação com medidas realizadas.....	72
Fig. 5-15 - Resposta em frequência da magnitude (a) $ S_{11}(j\omega) $ e (b) $ S_{21}(j\omega) $ para o filtro ilustrado na Fig. 5-12, para o caso com perdas em todos os materiais, e tangente de perdas corrigida. Comparação com medidas realizadas.	74
Fig. 5-16 - Alimentador coaxial tradicional para um filtro formado por 1/2 ressoadores.	76
Fig. 5-17 - Resposta em frequência da magnitude para diferentes (a) distâncias d entre o alimentador coaxial e o ressoador e (b) comprimentos ℓ do alimentador coaxial.....	77
Fig. 5-18 - Primeira tentativa de modificar o alimentador coaxial.	78
Fig. 5-19 - Resposta em frequência da magnitude para diferentes (a) distâncias d entre o alimentador coaxial e o ressoador (b) comprimentos ℓ totais do alimentador coaxial.....	80
Fig. 5-20 - Segunda tentativa de modificar o alimentador coaxial.	81
Fig. 5-21 - Resposta em frequência da magnitude para diferentes (a) raios de curvatura r do alimentador coaxial e (b) distâncias d entre o alimentador coaxial e o ressoador.	82
Fig. 5-22 - Solução para o problema de alimentação. Modelo do filtro com 1/2 ressoador.	83
Fig. 5-23 - Resposta em frequência da magnitude para diferentes distâncias entre o alimentador coaxial e o ressoador.	84
Fig. 5-24 - Resposta em frequência da magnitude para o filtro ilustrado na Fig. 5-12 e na Fig. 5-22.....	85
Fig. 5-25 - Distribuição de campos para o filtro ilustrado na Fig. 5-22. (a) Campo elétrico. (b) Campo magnético.....	86
Fig. 5-26 - Modelo do filtro com 1/4 de ressoador.	87
Fig. 5-27 - Resposta em frequência da magnitude de para o filtro ilustrado na Fig. 5-12, na Fig. 5-22 e na Fig. 5-26.	88
Fig. 5-28 - Distribuição de campos para o filtro ilustrado na Fig. 5-26. (a) Campo elétrico. (b) Campo magnético.....	89
Fig. 5-29 - Resposta em frequência da magnitude de para verificação de modos de ordem superior.....	89
Fig. 5-30 - Solução apontada por [28] para deslocamento em frequência de modos de ordem superior. R = raio e H = altura.....	90
Fig. 5-31 - Distribuição da densidade de energia magnética do (a) modo fundamental (b) primeiro modo de ordem superior e (c) segundo modo de ordem superior.....	91
Fig. 5-32 - Modelo do filtro com 1/4 de ressoadores perfurados.	92
Fig. 5-33 - Distribuição de campos para o filtro ilustrado na Fig. 5-32. (a) Campo elétrico. (b) Campo magnético.....	93
Fig. 5-34 - Resposta em frequência da magnitude de para os filtros ilustrados na Fig. 5-12, na Fig. 5-22, na Fig. 5-26 e na Fig. 5-32.....	93

Fig. 5-35 - Resposta em frequência da magnitude de para o filtro ilustrado na Fig. 5-26 e na Fig. 5-32, para o caso sem perdas nos materiais.	94
Fig. 5-36 - Resposta em frequência da magnitude de $ S_{21}(j\omega) $ para o filtro ilustrado na Fig. 5-32, para o caso com perdas em todos os materiais.....	95
Fig. 5-37 - Resposta em frequência da magnitude para o filtro ilustrado na Fig. 5-32 para visualização dos modos de ordem superior e da atenuação em amplitude e do deslocamento em frequência produzido nos mesmos pelas perfurações nas cerâmicas, para o caso com perdas em todos os materiais, em relação ao caso sem perdas.	97

Lista de Tabelas

Tabela 2-1 - Polinômios de Chebyshev para valores de N entre um e cinco.....	11
Tabela 4-1 - Cerâmicas com diferentes valores de ε_r , $\tan(\delta)$ é a tangente de perdas dos materiais.	43
Tabela 4-2 - Cerâmicas com valores de ε_r iguais entre si.	44
Tabela 4-3 - Variáveis para a coleta de dados aleatória para a análise de fatores que influenciam a medição da frequência de ressonância das cerâmicas.	47
Tabela 5-1 - Dimensões dos parâmetros usados para as simulações e resultados obtidos.....	60
Tabela 5-2 - Perdas individuais dos elementos do filtro completo ilustrado na Fig. 5-12.....	75
Tabela 5-3- Perdas individuais dos elementos do filtro completo ilustrado na Fig. 5-32.....	96

Trabalhos afins publicados pelo autor

[1] Borges, F. R., Moraes, M. O., Hernández-Figueroa, H. E., Reis, E., Neto, J. M. "Alimentação de filtros formados por 1/4 de cerâmica dielétrica de alta permissividade", patente depositada no INPI dia 05 janeiro de 2009.

[2] Borges, F. R., Moraes, M. O., Hernández-Figueroa, H. E., Reis, E., Neto, J. M. "Alimentação de filtros formados por 1/2 de cerâmica dielétrica de alta permissividade ", patente depositada no INPI dia 05 de janeiro de 2009.

[3] Moraes, M. O., Borges, F. R., Hernández-Figueroa, H. E., Reis, E., Neto, J. M. "Filtro à ressoador dielétrico", patente depositada no INP dia 05 de janeiro de 2009.

[4] Borges, F. R., Atizani, J. A., Moraes, M. O., Hernández-Figueroa, H. E. "Cerâmicas Nacionais com Alta Permissividade na Fabricação de Filtros em Frequências de Microondas" In: SBrT 2008. Selecionado para apresentação oral. Rio de Janeiro, Brasil. 2-5 de setembro de 2008.

[5] Borges, F. R., Atizani, J. A., Moraes, M. O., Hernández-Figueroa, H. E. "Condições de Simetria e Cerâmicas Nacionais com Alta Permissividade na Fabricação de Filtros em Frequências de Microondas" In: Momag 2008. Selecionado para apresentação oral. Florianópolis, Brasil. Páginas 975-979. 7-10 de setembro de 2008.

Capítulo 1

Introdução

"[...] porque a distância entre zero e um é infinita, mas a distância entre um e dois é um, entre dois e três é um, e assim sucessivamente Além do mais, estudar é chato, causa dor nas costas e leva a noites sem dormir; mas aprender é maravilhoso, e recompensa tudo isso." Profa. Dra. Inés Joeques, Instituto de Química.

O termo micro-ondas pode ser usado para descrever ondas eletromagnéticas com frequência entre 300MHz e 30GHz , o que corresponde a comprimentos de onda, no espaço livre, de 1m a 1mm . Ondas eletromagnéticas com frequência acima de 30GHz até 300GHz são também chamadas ondas milimétricas porque seu comprimento de onda está na faixa de milímetros, de 1mm a 10mm , novamente no espaço livre. Acima do espectro das ondas milimétricas está o infravermelho, que engloba ondas eletromagnéticas com comprimentos de onda, no espaço livre, entre 1m e 1mm . Além do espectro infravermelho estão os espectros ópticos visível, ultravioleta e de raios X . Abaixo do espectro de frequência de micro-ondas está o espectro do rádiofrequência, *radio frequency* (RF). O limite de frequência entre micro-ondas e RF é relativamente arbitrário, dependente da tecnologia em particular desenvolvida para a exploração da faixa específica de frequência; portanto, por extensão, as aplicações de RF/micro-ondas podem ser denominadas igualmente seja em sistemas de comunicação, radar, navegação, sensoriamento, instrumentação médica e outras que explorem a faixa de frequência entre 300kHz e 300GHz , como ilustra a Fig. 1-1. Por conveniência, alguns desses espectros de frequência são subdivididos em outras bandas de frequência, como também indicado na Fig. 1-1.

Etimologicamente, o vocábulo filtro se refere a um dispositivo de tecido, carvão, pedra porosa ou outra substância permeável, através do qual foi um líquido, como água potável, cujas impurezas ficam, no entanto, retidas. O termo experimentou sucessivas ampliações semânticas, inicialmente no círculo da alquimia, de onde se disseminou pelos mais diversos domínios da moderna ciência e tecnologia, nunca perdendo o atributo de seletividade que caracteriza os processos de filtragem.

O filtro elétrico, largamente usado no campo da eletrônica e das telecomunicações, exerce uma função análoga, em termos de espectro de frequência: sua finalidade principal é permitir a passagem dos componentes do sinal na faixa selecionada de frequências, rejeitando ou atenuando os componentes indesejados, que desempenham o papel das impurezas a que o vocábulo se refere em suas remotas origens.

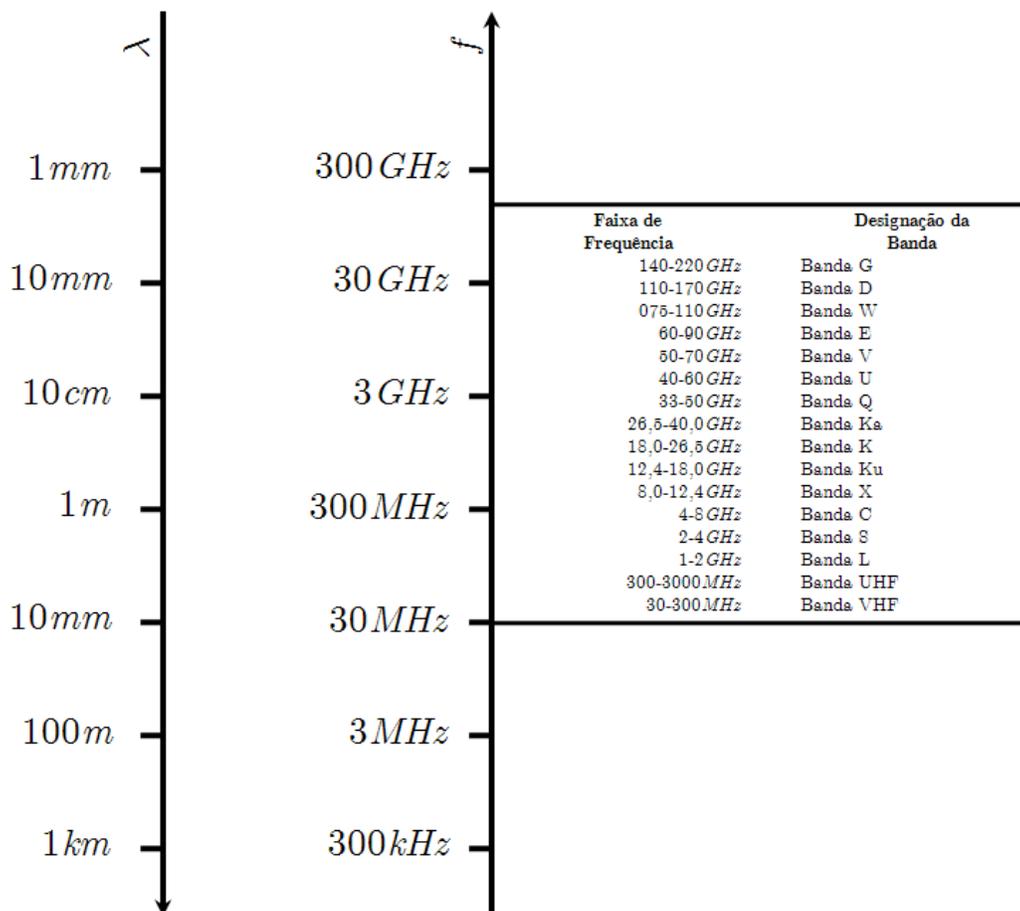


Fig. 1-1 - Espectro de RF/microondas. λ representa comprimento de onda e f representa frequência.

1.1 Desenvolvimento histórico dos filtros

Filtros começaram a ganhar importância no campo das comunicações tão logo se desencadeou um processo de desenvolvimento que fez com que os meios existentes no início do século 20 viessem a emergir gradativamente do estado rudimentar em que se encontravam. Daí em diante, o aperfeiçoamento dos filtros sempre serviu para aferir o estágio de evolução dos sistemas de telecomunicações e de outras tecnologias nos domínios da eletrônica.

Filtros elétricos analógicos têm sido usados desde os primórdios da engenharia elétrica. Filtros ressonantes simples, embora talvez não explicitamente chamados assim na época, eram usados em comunicações via rádio antes da introdução dos primeiros dispositivos ativos; por exemplo, um circuito de supressão de interferência inicial foi introduzido por Marconi, chamado de bloqueador X , que era, na verdade, um filtro passa-banda.

Entretanto, a primeira abordagem sistemática de projeto vem dos anos 1920, quando K. W. Wagner, na Alemanha, e George Ashley Campbell, nos Estados Unidos [1-2], independentemente desenvolveram abordagens para o projeto de filtros [3]. Outros métodos, como a síntese por perda de inserção, foram introduzidos por Darlington, nos Estados Unidos, e Cauer, na Alemanha, nos anos 1930 [4] com contribuições de Brune [5]; também durante os anos 1930 e 1940 o início do projeto de filtros ativos começou, introduzido por Bode [6].

Durante este mesmo período, os procedimentos para o projeto de filtros clássicos analógicos foram formalizados, como o que agora é conhecido como filtro Butterworth [7], e filtro Elíptico [8]. Filtros Bessel, baseados nos polinômios de Bessel [9], foram introduzidos por Thomson [10]. Filtros Chebyshev, e filtros Chebyshev Tipo II, baseados nos polinômios de Chebyshev [11] foram desenvolvidos durante os anos 1950 [12].

Nos últimos anos, o projeto de filtros analógicos vem se desenvolvendo em três linhas:

1. Na introdução de tipos adicionais de função de transferência que exibem refinamentos, de algum modo, comparados aos filtros clássicos;
2. Na introdução de procedimentos de simulação, de otimização etc. via computador;
3. Na construção do circuito.

A técnica digital converte a função de transferência de modo mais direto. O procedimento geral para esta técnica é: primeiro, o sinal de entrada analógico é convertido em um sinal digital; a seguir, um processamento de operações numéricas é realizado de acordo com a função de transferência desejada, e finalmente o sinal de saída é obtido via conversão digital-analógica. Embora a teoria destes filtros tenha sido proposta muito antes, aplicações industriais não se realizaram até os avanços da lógica semicondutora de integração em larga escala, *Large Scale Integration (LSI)*, nos anos 1970. Atualmente, quase todo sistema de comunicação digital adota filtros digitais como filtros de banda-base; além disso, o progresso de *hardware* e os algoritmos com alta velocidade de processamento continuam a estender para cima os limites de aplicação em frequência.

Papoulis introduziu filtros com máxima inclinação de magnitude na banda passante de rejeição para uma queda monotômica para uma dada ordem [13]; Halpern estendeu o trabalho de Papoulis para uma queda na banda de transição monotômica otimizada, baseada em polinômios de Jacobi [14]; Ku e Dubrin introduziram filtros baseados em polinômios de Legendre e de Hermite [15]; Scanlan introduziu filtros com polos que estão em uma elipse com espaçamento equidistante de frequência.

Funções de transferência para filtros baseadas em polinômios ultra-esféricos – nos quais filtros Chebyshev, Butterworth e de Legendre são mostrados como casos especiais – foram introduzidas por Johnson e

Johnson [16]. Isto foi estendido por polinômios ultra-esféricos e ultra-esféricos modificados, nos quais um único parâmetro determina muitas formas de transição por Attikiouzel e Punch [17]. A extensão para filtros Cauver (ou Elípticos) foi feita de duas maneiras: reduzindo os polos pelo uso de funções quase-elípticas [18], e significativamente reduzindo a complexidade de projetar filtros Elípticos sem fazer referência às funções elípticas [19].

Enquanto filtros Bessel são projetados para ter característica de atraso de fase o mais plana possível, Mcnee introduziu filtros que usam uma aproximação de Chebyshev para um atraso de tempo constante [20]; ao permitir que pequenas quantidades de ondulação na resposta dos atrasos de grupo ou de fase (baseadas em polinômios de Chebyshev), com o mesmo propósito de Mcnee, Bunker produziu melhorias no atraso dos filtros [21]; Ariga e Masamitsu desenvolveram um método para estender a largura de banda da magnitude para filtros com atraso constante [22]; pelo uso de aproximações com funções hiperbólicas, Halpern melhorou os filtros Bessel, em pelo menos duas ordens de grandeza [23]; o projeto do filtro denominado Ampulheta [24] pode ser usado para obter funções de transferência que têm simultaneamente atraso de tempo equiondulante e características de magnitude também equiondulantes. Filtros Gaussianos tem características de fase e de magnitude bastante similares a dos filtros Bessel, mas com menos atraso para a mesma ordem [25].

1.2 Desenvolvimento histórico dos materiais para filtro

Filtros em circuitos elétricos têm desempenhado um papel importante desde os estágios iniciais das telecomunicações, e progrediram de modo consistente de acordo com o avanço da tecnologia das comunicações. Em 1910, a introdução do sistema de telefonia baseado em portadora - um novo sistema de transmissão de comunicação *multiplex* - drasticamente alterou o ambiente tecnológico em torno das telecomunicações e introduziu uma nova era. O sistema precisava do desenvolvimento de novas tecnologias para extrair e detectar sinais contidos dentro de uma banda de frequências específica, e este avanço tecnológico acelerou ainda mais a pesquisa e o desenvolvimento da tecnologia dos filtros.

Em 1933, W. P. Mason mostrou um filtro ressonante à cristal de quartzo [26], e este logo se tornou um componente indispensável em comunicações devido à excelente estabilidade térmica e às suas baixas perdas. Assim como o ressoador a cristal, o sistema à ressoador cerâmico usa pacotes de ondas, *bulk waves*. Embora o filtro cerâmico não ofereça as propriedades valiosas do filtro à cristal, eles são comumente usados devido ao menor custo de produção.

Avanços no campo de materiais para filtros foram atingidos, permitindo um grande avanço no processo de fabricação de filtros. Em 1939, P. D. Richtmeyer anunciou o ressoador dielétrico [27], que possuía duas características especiais: pequenas dimensões e alto valor do fator de qualidade, Q ; entretanto, a falta de estabilidade de temperatura naquela época significava que o material não poderia ser utilizado.

Nos anos 1970, o desenvolvimento de vários tipos de materiais cerâmicos com excelente estabilidade de temperatura e alto valor de Q aumentou a viabilidade de aplicações práticas de filtros dielétricos. Com o desenvolvimento desses materiais cerâmicos, a aplicação dos mesmos em filtros avançou rapidamente. O filtro dielétrico tornou-se, desde então, um dos mais importantes e comuns componentes em equipamentos de comunicações em RF/micro-ondas. Além disso, materiais supercondutores, com temperatura crítica elevada, descobertos nos anos 1980 criaram a expectativa de possibilitar o projeto de filtros em micro-ondas com perdas extremamente baixas e de dimensões bastante reduzidas. Muitos esforços de pesquisa e desenvolvimento foram direcionados para desenvolver aplicações práticas com esses materiais.

Pierre Guillon *et al.* lançaram uma série de artigos nos anos 1980 relatando diversas técnicas para a construção de filtros à ressonância dielétrica. Muitos destes trabalhos foram reunidos, juntamente com uma extensa fundamentação teórica, em um livro de referência sobre o assunto [28].

Ressonadores a ondas superficiais acústicas, *Superficial Acoustic Waves (SAW)*, que usam materiais mono cristalinos como LiNbO_3 , LiTaO_3 etc., também podem ser usados como elementos de filtros, e filtros *SAW* são possíveis para uso prático em faixas de frequência muito maiores que os filtros *bulk wave* [29]. Um sistema ressonante de modos magnetostáticos gerado pela aplicação de um campo magnético polarizante em um monocristal de ferrite também pode ser usado como um filtro [30].

Embora todos os filtros mencionados utilizem um sistema linear ressonante, estágios anteriores do desenvolvimento de filtros sugerem a existência de outra abordagem que realizaria fisicamente a resposta do filtro. A principal razão por trás desta crença era a visão geral dos filtros como dispositivos funcionais que atingiam o desempenho esperado de acordo com uma função de transferência pré-definida. O avanço dos circuitos integrados semicondutores analógicos estimulou e promoveu progresso, o uso prático e aumentou o uso desses filtros ativos.

Ao longo dos anos seguintes, outros grupos dedicaram-se ao desenvolvimento de novas cerâmicas. Em particular, o Laboratório de Telecomunicações e Engenharia de Materiais (LOCEM), da Universidade Federal do Ceará, coordenado pelo prof. Dr. Antônio Sérgio Bezerra Sombra, vem produzindo cerâmicas com ϵ_r entre 10 e 150; enquanto que valores da ordem de 10 são bastante comuns há bastante tempo, valores da ordem de 100 são relativamente novos, e vêm para favorecer a miniaturização de dispositivos de RF/micro-ondas. Trabalhos do grupo estão listados em [31].

1.3 *Visão geral do trabalho*

O Capítulo 2 trata de Teoria Geral de Filtros, apresentada de forma bastante resumida. Começa-se pelo teorema do projeto de filtros analógicos, que justifica o porquê da definição do módulo ao quadrado da função de transferência de um filtro. Na sequência, tem-se a definição de categorias para a função de transferência para filtros, e chega-se ao assunto principal do capítulo, a definição da função de transferência para filtros clássicos: Butterworth, Chebyshev, Elíptico e Bessel. Atenção total é dada aos filtros Chebyshev, visto que estes serão construídos neste trabalho. A seguir, tem-se a definição do filtro passa-baixa normalizado e sua conversão para outros tipos de filtro - passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa, todos não normalizados. Finaliza-se este capítulo fazendo a comparação e a escolha de um filtro adequado para atender a um conjunto de especificações arbitrárias.

O Capítulo 3 trata das aproximações necessárias para a conversão do circuito passa-faixa do modelo de circuito de parâmetros concentrados para o modelo de parâmetros distribuídos. Inicialmente, trata-se da definição da função de transferência e do circuito elétrico de parâmetros concentrados equivalentes para um filtro com elementos de parâmetros concentrados. Na sequência, tem-se a definição do conceito de inversores de impedância, cálculo de $K_{n,n+1}$, fundamental para a conversão citada. A seguir, tem-se a conversão de circuito de parâmetros concentrados em circuito de parâmetros distribuídos, cálculo de $k_{n,n+1}$, cujos conceitos permitem converter um circuito elétrico de parâmetros concentrados em um circuito eletromagnético de parâmetros distribuídos, composto por ressoadores. Na sequência, faz-se a conversão do circuito passa-faixa usando inversores de impedância e finaliza-se o capítulo com a conversão do circuito passa-faixa do modelo de circuito de parâmetros concentrados para o modelo de parâmetros distribuídos.

O Capítulo 4 trata da coleta estatística dos dados experimentais. Ênfase é dada a análise estatística via a $6-\sigma$ como forma de obterem-se resultados confiáveis com o menor número de medidas/repetições necessárias para caracterizar o objeto de estudo.

O Capítulo 5 trata do projeto de filtros dielétricos via conceitos de circuitos elétricos de parâmetros concentrados e sua conversão para circuitos de parâmetros distribuídos. Projeta-se detalhadamente um filtro com ressoadores inteiros, mostram-se as modificações necessárias para o desenvolvimento de um filtro com $1/2$ ressoador e outro filtro com $1/4$ de ressoador, levando à contribuições na forma de alimentação dos mesmos. Neste último caso, motivado por um novo requisito de projeto, chega-se a outra inovação relacionada à fabricação dos ressoadores, a qual permite estender a banda de rejeição dos mesmos.

No Capítulo 6, listam-se as conclusões, as contribuições e os trabalhos futuros pertinentes a esta pesquisa que podem levar a mais inovações.

Capítulo 2

Teoria Geral de Filtros

"Quando tudo mais falhar, e você não souber mais o que fazer, pare tudo e reveja a teoria: todas as respostas estarão lá.", lição aprendida com o prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Este Capítulo trata de Teoria Geral de Filtros, apresentada de forma bastante resumida. Começa-se pelo teorema do projeto de filtros analógicos, que justifica o porquê da definição do módulo ao quadrado da função de transferência de um filtro. Na sequência, tem-se a definição de categorias para a função de transferência para filtros, e chega-se ao assunto principal do capítulo, a definição da função de transferência para filtros clássicos: Butterworth, Chebyshev, Elíptico e Bessel. Atenção total é dada aos filtros Chebyshev, visto que estes serão construídos neste trabalho. A seguir, tem-se a definição do filtro passa-baixa normalizado e sua conversão para outros tipos de filtro - passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa, todos não normalizados. Finaliza-se este capítulo fazendo a comparação e a escolha de um filtro adequado para atender a um conjunto de especificações arbitrárias.

2.1 Teorema do projeto de filtros analógicos

A característica mais básica do método de projeto dos filtros analógicos é a resposta em magnitude especificada. Este é o caso para os procedimentos de projeto de filtro clássicos: Butterworth, Chebyshev, Chebyshev Tipo II e Elíptico. A única exceção clássica a se mencionar é o projeto de filtros Bessel, onde o critério de projeto é o de máximo atraso plano de fase; portanto, filtros clássicos, com exceção dos filtros Bessel, têm as características de fase ignoradas durante a fase de projeto. O ponto inicial é, portanto, especificar $|H(j\omega)|^2$ [32].

Seja

$$Y(j\omega) \stackrel{\Delta}{=} |H(j\omega)|^2 = H(j\omega)H^*(j\omega) \quad (2.1.1)$$

onde $H(j\omega)$ é a resposta em frequência do filtro. Como $H(s)$ tem coeficientes reais, e, portanto, $h(t)$ é real,

(2.1.1) pode ser escrita como

$$Y(j\omega) = |H(j\omega)|^2 = H(j\omega)H(-j\omega) \quad (2.1.2)$$

Passando para o domínio s , temos:

$$Y(s) = Y(j\omega)\Big|_{j\omega=s} = |H(j\omega)|^2\Big|_{j\omega=s} = H(s)H(-s) \quad (2.1.3)$$

Uma razão importante para partir da resposta em frequência da magnitude elevada ao quadrado é o fato de que ela é real, de fase zero. No lado direito de (2.1.2), e devido à simetria ímpar da fase, os ângulos de fase se cancelam: apenas a resposta em magnitude precisa ser considerada, e a resposta em fase fica não-especificada. Como magnitude e fase em filtros, em geral, não são independentes, esta é uma simplificação necessária.

Dado que $p_i(z_i)$ é um pólo (zero) de $H(s)$ então $p_i(-z_i)$ é pólo (zero) de $H(-s)$; como os pólos e os zeros de $H(s)$ são simétricos em relação ao eixo real, $Y(s)$ tem pólos e zeros que são simétricos em relação a ambos os eixos real e imaginário do plano s . A região de convergência, *Region of Convergence (ROC)*, de $H(s)$ é todo o plano s à direita do pólo mais à direita; como $H(s)$ é estável, a *ROC* inclui o eixo $j\omega$. A região de convergência de $H(-s)$ é todo o plano s à esquerda do pólo mais à esquerda, o que inclui o eixo $j\omega$.

Por questões de estabilidade, nenhum pólo pode ficar sobre o eixo $j\omega$; entretanto, esta restrição não se aplica aos zeros. Por outro lado, para poder haver o mesmo número de zeros de $Y(s)$ em $H(s)$ e em $H(-s)$, é necessário que todos os zeros de $Y(s)$ que estejam sobre o eixo $j\omega$ o façam com ordem par. A conclusão é que se têm apenas potências pares para os polinômios em ω .

2.2 Função de transferência para filtros

Redes de filtros podem ser projetadas usando o método dos parâmetros imagem ou o da perda de inserção [32-33]. No método dos parâmetros imagem, parâmetros **ABCD** [32] de redes de duas portas são selecionados adequadamente de modo que, quando conectados em cascata, a resposta total satisfaz características pré-determinadas de um filtro. A principal desvantagem desta abordagem é que não se pode realizar fisicamente uma função de transferência arbitrária. O método da perda de inserção [32], por outro lado, é mais flexível e permite a síntese de funções de transferência arbitrárias dado que a função seja fisicamente realizável. É um método geral e o mais comumente usado.

É importante observar que o parâmetro físico mais importante em qualquer projeto de filtro é o fator de qualidade Q dos ressoadores, que essencialmente determina quanta energia é dissipada no sistema. No projeto de filtros, busca-se sempre ressoadores com Q o mais alto possível. Na maioria dos casos, assume-se ressoadores sem perdas, para simplificar o procedimento de projeto, e, uma vez obtido o filtro desejado, aplica-se simulação computacional para avaliar o efeito da introdução de perdas no filtro e para corrigir as características pré-definidas alteradas pelas mesmas.

Filtros elétricos têm uma literatura extensa e bem estabelecida. Há diversos livros e capítulos sobre este assunto, e uma lista não exaustiva é fornecida nas referências. Matthaei *et al.* [32] escreveram o livro clássico para o projeto de filtros em micro-ondas: há tabelas e técnicas de projeto para filtros de parâmetros concentrados e distribuídos.

O projeto de filtros pelo método da perda de inserção começa pela escolha da função de transferência que precisa ser sintetizada; portanto, o objetivo do projeto da síntese de filtros é projetar um filtro cuja função de transferência mostre desempenho tão próximo do ideal quanto possível. Observe que as respostas em magnitude e em fase não são igualmente importantes em todas as aplicações, e, portanto, escolhas devem ser feitas para aproximar uma melhor que a outra.

2.2.1 All-pole

De agora em diante, assume-se que o filtro que se construirá tem a seguinte função de resposta em magnitude ao quadrado:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} = \frac{1}{1 + q^2 [F(j\omega)]^2} \quad (2.2.1)$$

onde q está associado à ondulação (*ripple*) da banda passante, e a função $F(j\omega)$ estará associada ao tipo de filtro.

Este tipo de função de transferência recebe o nome de *all-pole* porque não possui zeros ou, se estes existem, estão no infinito; por outro lado, possui polos. Ela é típica para os filtros clássicos vistos neste trabalho.

2.3 Filtros clássicos

Embora uma apresentação lógica de filtros analógicos clássicos siga a ordem Butterworth, Chebyshev, Chebyshev tipo II e Elíptico, esta não é a ordem cronológica, como visto na seção 1.1. Filtros Chebyshev foram desenvolvidos a partir dos anos 1950, 20 anos depois dos filtros Butterworth e Elíptico; entretanto, a ordem seguida neste trabalho é a usualmente seguida, baseada na resposta obtida de cada tipo de filtro. Filtros Butterworth têm magnitude da banda passante plana e queda monotônica fora da banda passante;

filtros Chebyshev têm resposta em magnitude que oscila na banda passante e cai monotonicamente fora da mesma, e filtros Elípticos oscilam tanto na banda passante quanto na banda de rejeição. Filtros Bessel, por outro lado, tem característica de resposta plana em fase, e a banda passante atenua-se desde $\omega=0rad/s$. Como este trabalho foca-se em filtros Chebyshev, apenas para este tipo dar-se-á um tratamento detalhado. Para os demais filtros, sugere-se consultar [32].

2.3.2 Chebyshev

O sucesso da resposta em magnitude Chebyshev vem do fato de que a mesma é baseada em um polinômio do denominador de $|S_{21}(j\omega)|^2$ que permanece próximo de 1 para valores pequenos de ω e aumenta rapidamente para $\omega > \omega_c$. Usando este conceito básico, define-se a resposta em magnitude elevada ao quadrado do filtro Chebyshev da seguinte forma:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + q^2 C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right)} \quad (2.3.1)$$

onde

$$C_N\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right) = \begin{cases} \cos\left[N \cos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right)\right] & |\omega| \leq \omega_P \\ \cosh\left[N \cosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right)\right] & |\omega| \geq \omega_P \end{cases} \quad (2.3.2)$$

e ω_P é um fator de escalonamento da frequência.

Comparando (2.2.1) com (2.3.1), tem-se

$$F(j\omega) = C_N\left(\frac{\omega}{\omega_P}\right) \quad (2.3.3)$$

com $C_N(\omega/\omega_P)$ dado por (2.3.2), e tem-se

$$q \in [0;1] \quad (2.3.4)$$

para que se tenha atenuação na banda passante, $A_{P,dB}$, entre 0dB e -3dB, como se verá adiante.

Pode-se substituir (2.3.2) por polinômios, usando uma relação de recorrência

$$\begin{aligned}
C_0\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) &= 1 \\
C_1\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) &= \frac{\omega}{\omega_p} \\
C_{N+1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) &= 2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)C_N\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) - C_{N-1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) \quad \forall \omega, N \geq 1
\end{aligned} \tag{2.3.5}$$

Se $\omega_p=1$, $C_N(\omega)$ são chamados de polinômios de Chebyshev.

A Tabela 2-1 mostra polinômios de Chebyshev, para N entre um e cinco.

Tabela 2-1 - Polinômios de Chebyshev para valores de N entre um e cinco.

N	Polinômio de Chebyshev
1	ω
2	$2\omega^2-1$
3	$4\omega^3-3\omega$
4	$8\omega^4-8\omega^2+1$
5	$16\omega^5-20\omega^3+5\omega$

Por inspeção de (2.3.2), $0 \leq C_N^2(\omega/\omega_p) \leq 1$ para $0 \leq \omega \leq \omega_p$, e $C_N^2(\omega/\omega_p) \geq 1$ para $\omega \geq \omega_p$; portanto, $0 \leq \omega \leq \omega_p$ define a banda passante, e $|S_{21}(j\omega)|^2$ cai monotonicamente para $\omega > \omega_p$. Dentro da banda passante, como se pode ver pela função (2.3.2), a resposta em frequência da magnitude oscila, seguindo a função cosseno; por outro lado, a função cosseno hiperbólico diminui monotonicamente, fazendo a resposta em frequência da magnitude ao quadrado diminuir monotonicamente além da banda passante.

O maior valor possível para $|S_{21}(j\omega)|^2$ ocorre quando o denominador é mínimo, ou seja, quando $C_N^2(\omega/\omega_p)=0$, logo,

$$|S_{21}(j\omega)|_{MAX}^2 = 1 \rightarrow 10 \log |S_{21}(j\omega)|_{MAX}^2 = 0 \tag{2.3.6}$$

e o menor valor possível ocorre quando o denominador é máximo, ou seja, quando $C_N^2(\omega/\omega_p)=1$, logo,

$$|S_{21}(j\omega)|_{MIN}^2 = \frac{1}{1+q^2} \rightarrow 10 \log |S_{21}(j\omega)|_{MIN}^2 = -10 \log(1+q^2) \tag{2.3.7}$$

Comparando (2.3.7) com a Fig. A.2.1, onde se tem a especificação de um filtro real, tem-se para a atenuação da banda passante, $A_{P,dB}$, é dada por

$$A_{P,dB} = 10 \log(1+q^2) \rightarrow q = \sqrt{10^{\frac{A_{P,dB}}{10}} - 1} \tag{2.3.8}$$

Daqui em diante, assume-se que $A_{p,dB}$ é menor ou igual a $-3dB$.

A resposta em frequência, quando $\omega=\omega_p$, o limite da banda passante, é igual a

$$|S_{21}(j\omega)|_{MIN}^2 = \frac{1}{1+q^2} \quad (2.3.9)$$

A resposta da banda passante é equirondulante porque todos os picos - menores valores, dados por (2.3.7) - e vales - maiores valores, dados por (2.3.6) - têm a mesma magnitude, embora o espaçamento não seja o mesmo.

A Fig. 2-1 ilustra gráficos de (2.3.1) para $A_p=1dB$ e diversos valores de N . A Fig. 2-2 mostra gráficos de (2.3.1) com detalhes da banda passante.

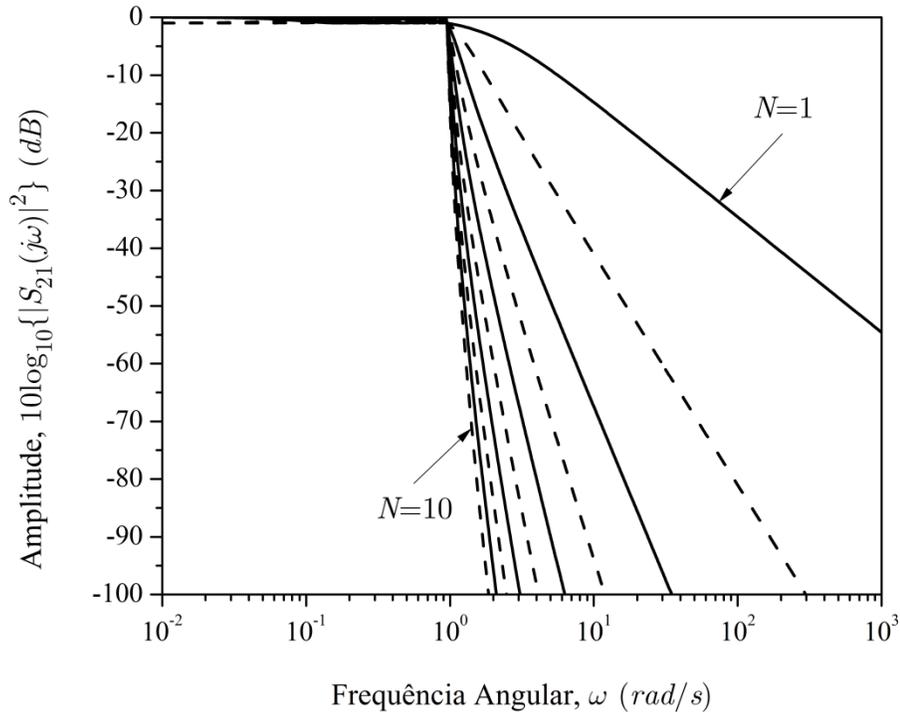


Fig. 2-1 - Resposta em frequência da magnitude do filtro Chebyshev. Gráficos de (2.3.1) para $\omega_p=1rad/s$, $A_p=1dB$ e N de um a 10.

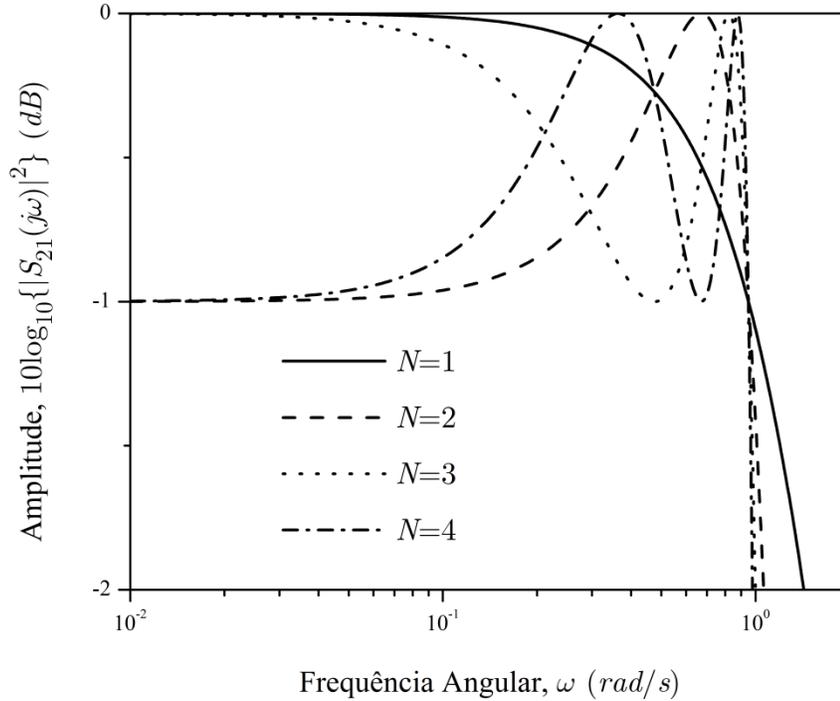


Fig. 2-2 - Resposta em frequência da magnitude do filtro Chebyshev. Detalhe da banda passante de (2.3.1) para $\omega_p=1rad/s$, $A_p=1dB$ e N de um a quatro.

Observe que as respostas em frequência para ordem ímpar são iguais a, em $\omega=0rad/s$, 0dB, e que as respostas para ordem par têm um nível dado por (2.3.7) ou, de modo equivalente, dado por $A_{p,dB}$. Isto pode ser visto em (2.3.1) e (2.3.2), pois $\cos[N\cos^{-1}(0)]=0$ e $\cosh[N\cosh^{-1}(0)]\rightarrow 0$ para N ímpar, e é igual a ± 1 para N par.

Observe, por fim, que o número de picos e de vales na banda passante, incluindo o pico ou vale em frequência nula, iguala a ordem do filtro.

Determinação da frequência de corte

Assumindo-se, como dito anteriormente, que $A_{p,dB}$ é menor ou igual a $-3dB$, segue que $\omega_C > \omega_p$, portanto, $\omega = \omega_C$ tem a forma hiperbólica dada por (2.3.2), ou seja,

$$q^2 \cosh^2 \left[N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_C}{\omega_p} \right) \right] = 1 \rightarrow q \cosh \left[N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_C}{\omega_p} \right) \right] = 1 \rightarrow$$

$$\cosh \left[\cosh^{-1} \left(\frac{\omega_C}{\omega_p} \right) \right] = \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) \right] \rightarrow$$

$$\omega_C = \omega_P \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) \right] \quad (2.3.10)$$

Determinação da ordem

Um passo importante no projeto de filtros analógicos é determinar a mínima ordem do mesmo para satisfazer determinadas especificações.

Partindo do fato de que $A_S > A_P > -3\text{dB}$, $C_N^2(\omega/\omega_P)$ tem a forma hiperbólica dada por (2.3.2), ou seja,

$$A_{S,dB} = 10 \log \left[1 + q^2 C_N^2 \left(\frac{\omega_S}{\omega_P} \right) \right] = 10 \log \left\{ 1 + q^2 \cosh^2 \left[\eta \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_S}{\omega_P} \right) \right] \right\} \rightarrow$$

obtem-se

$$\eta = \frac{\cosh^{-1} \left(\frac{1}{q} \sqrt{10^{\frac{A_{S,dB}}{10}} - 1} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega_S}{\omega_P} \right)} = \frac{\cosh^{-1} \left(\frac{\sqrt{10^{\frac{A_{S,dB}}{10}} - 1}}{\sqrt{10^{\frac{A_{P,dB}}{10}} - 1}} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega_S}{\omega_P} \right)} \quad (2.3.11)$$

onde se usa (2.3.8). Fazendo $N = \lceil \eta \rceil$, onde N é menor inteiro maior ou igual a η , a ordem mínima necessária para atender às especificações da resposta em magnitude é

$$N = \left\lceil \frac{\cosh^{-1} \left(\frac{\sqrt{10^{\frac{A_{S,dB}}{10}} - 1}}{\sqrt{10^{\frac{A_{P,dB}}{10}} - 1}} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega_S}{\omega_P} \right)} \right\rceil \quad (2.3.12)$$

Localização dos polos

Partindo de (2.3.1) e usando o procedimento da seção 2.1, temos

$$Y(s) = H(s)H(-s) = \frac{1}{1 + q^2 C_N^2 \left(\frac{-js}{\omega_P} \right)} \quad (2.3.13)$$

Os polos de (2.3.13) são encontrados anulando-se o denominador, ou seja, fazendo-se:

$$1 + q^2 C_N^2 \left(\frac{-js_k}{\omega_P} \right) = 0 \rightarrow q^2 C_N^2 \left(\frac{-js_k}{\omega_P} \right) = -1 \rightarrow C_N \left(\frac{-js_k}{\omega_P} \right) = \pm \frac{j}{q} \quad (2.3.14)$$

e resolvendo-a para s_k .

Assumindo que $q < 1$, ou, de modo análogo, $A_p < -3\text{dB}$, então $|j/q| > 1$, e a forma hiperbólica de C_N é a adequada, logo:

$$C_N \left(\frac{-js_k}{\omega_p} \right) = \cosh \left[N \cosh^{-1} \left(\frac{-js_k}{\omega_p} \right) \right] = \pm \frac{j}{q} \quad (2.3.15)$$

Após manipulações algébricas, tem-se:

$$\begin{aligned} s_k &= \sigma_k + j\omega_k \\ \rightarrow \sigma_k &= -\omega_p \sinh \left[\frac{1}{N} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) \right] \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2N} \right] \\ \rightarrow \omega_k &= +\omega_p \cosh \left[\frac{1}{N} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) \right] \cos \left[\frac{(2k-1)\pi}{2N} \right] \\ k &= \{1, 2, \dots, N\} \end{aligned} \quad (2.3.16)$$

Manipulando (2.3.16), e somando os termos independentes, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{\sigma_k^2}{\omega_p^2 \sinh^2 \left[\frac{1}{N} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) \right]} + \frac{\omega_k^2}{\omega_p^2 \cosh^2 \left[\frac{1}{N} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) \right]} = \\ \sin^2 \left[\frac{(2k-1)\pi}{2N} \right] + \cos^2 \left[\frac{(2k-1)\pi}{2N} \right] = 1, \quad \forall k \end{aligned} \quad (2.3.17)$$

Se σ_k e ω_k são positivas e contínuas, (2.3.17) descreve uma elipse cujos eixos são os eixos real e imaginário do plano s . O semi-eixo maior da elipse é igual a

$$SE_{MAIOR} = \omega_p \cosh \left[\frac{1}{N} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) \right] \quad (2.3.18)$$

e o semi-eixo menor é

$$SE_{MENOR} = \omega_p \sinh \left[\frac{1}{N} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) \right] \quad (2.3.19)$$

e os focos estão localizados em $\omega_k = \pm j\omega_p$; portanto, os polos de um filtro Chebyshev descrevem uma elipse.

2.4 Filtro passa-baixa normalizado

Depois de escolher a função de transferência, uma rede normalizada passa-baixa tipo escada, como mostrada na Fig. 2-3, pode ser construída se a função de transferência for de fase mínima. Na Fig. 2-3, N é a ordem do filtro. Sintetizar a rede normalizada passa-baixa é um passo crucial porque outros tipos de resposta (passa-faixa, passa-alta e rejeita-faixa) são derivados diretamente desta usando-se mapeamento

em frequência, como se verá ao longo desta seção. Em seguida, transformações de frequência e escalonamento de impedância são executados para obter-se a rede do filtro real, não normalizado e do tipo correto.

Neste ponto, deve-se ressaltar que não se pode encontrar uma rede tipo escada equivalente àquela mostrada na Fig. 2-3 para qualquer $F(j\omega)$. Algumas vezes, o uso de transformadores ideais ou de acoplamento cruzado entre elementos de circuito pode ser necessário. Neste caso, técnicas mais avançadas de síntese são usadas [3]. A seguir, introduz-se a resposta básica de filtros e equações para os valores dos componentes do circuito.

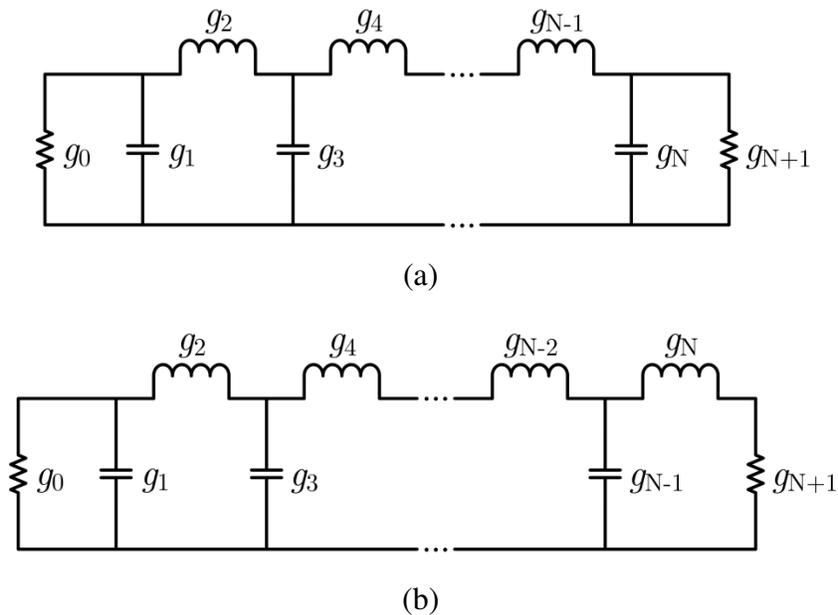


Fig. 2-3 - Redes normalizadas para um filtro passa-baixa de ordem N . (a) Rede de ordem ímpar. (b) Rede de ordem par.

O primeiro passo para o projeto de um filtro com elementos de parâmetros concentrados é selecionar a função de transferência adequada e normalizá-la com resistências de entrada e saída de 1Ω e frequência angular de corte (Butterworth) ou da banda passante (Chebyshev e Elíptico) igual a 1rad/s ; então, escolhe-se uma topologia de filtro adequada, a depender da ordem e filtro, e a função é implementada.

O passo seguinte é determinar o valor dos componentes para a rede passa-baixa normalizada. Finalmente, devem-se aplicar transformações de impedância e de frequência para obter-se o filtro desejado.

2.4.1 Valores dos componentes

Para as repostas em frequência do tipo Chebyshev, pode-se usar as redes tipo escada mostradas na Fig. 2-3 para as quais expressões analíticas estão disponíveis para os valores dos componentes.

Para filtros Elípticos e de Bessel, é necessário usar um procedimento de síntese de redes [34-35], assunto que não será abordado neste trabalho.

Chebyshev

Os valores dos componentes, como mostrados na Fig. 2-3, são dados por [32]:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 & g_1 &= \frac{2a_1}{\gamma} \\
 g_k &= \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} & k &= \{2, 3, \dots, N\} \\
 g_{N+1} &= 1 & N &\text{ ímpar} \\
 g_{N+1} &= \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & N &\text{ par}
 \end{aligned} \tag{2.4.1}$$

com

$$\begin{aligned}
 a_k &= \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2N}\right] & k &= \{1, 2, \dots, N\} \\
 b_k &= \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{N}\right) & k &= \{1, 2, \dots, N\} \\
 \beta &= \ln\left[\coth\left(\frac{A_{P,dB}}{40}\right)\right] & \gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2N}\right)
 \end{aligned} \tag{2.4.2}$$

2.4.2 Conversão para outros tipos de filtro

A Fig. 2-4 mostra quatro tipos de rede tipo escada, denominadas, respectivamente, passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa. As expressões para o mapeamento em frequência, escalonamento de impedâncias e escalonamento de frequência para encontrar os valores dos componentes para cada um desses quatro filtros fundamentais são dadas em (2.4.3) a (2.4.7).

Em todas as equações, a primeira linha define o mapeamento em frequência para obter-se a resposta desejada. Z_0 é a impedância de entrada, $\{g_k\}$ são os valores dos componentes do filtro passa-baixa normalizado, ω_C é a frequência angular de corte do filtro passa-baixa normalizado em 1 rad/s e ω_0 é o parâmetro frequência do novo filtro; se este for passa-faixa ou rejeita, ω_0 é a frequência central definida pelas frequências-limite ω_1 e ω_2 , medidas em torno de ω_0 nos níveis em que a resposta em frequência atinge -3dB . O parâmetro largura de banda, $BW_{-3\text{dB}, \text{rad/s}}$, também é definido para os dois últimos tipos de filtro.

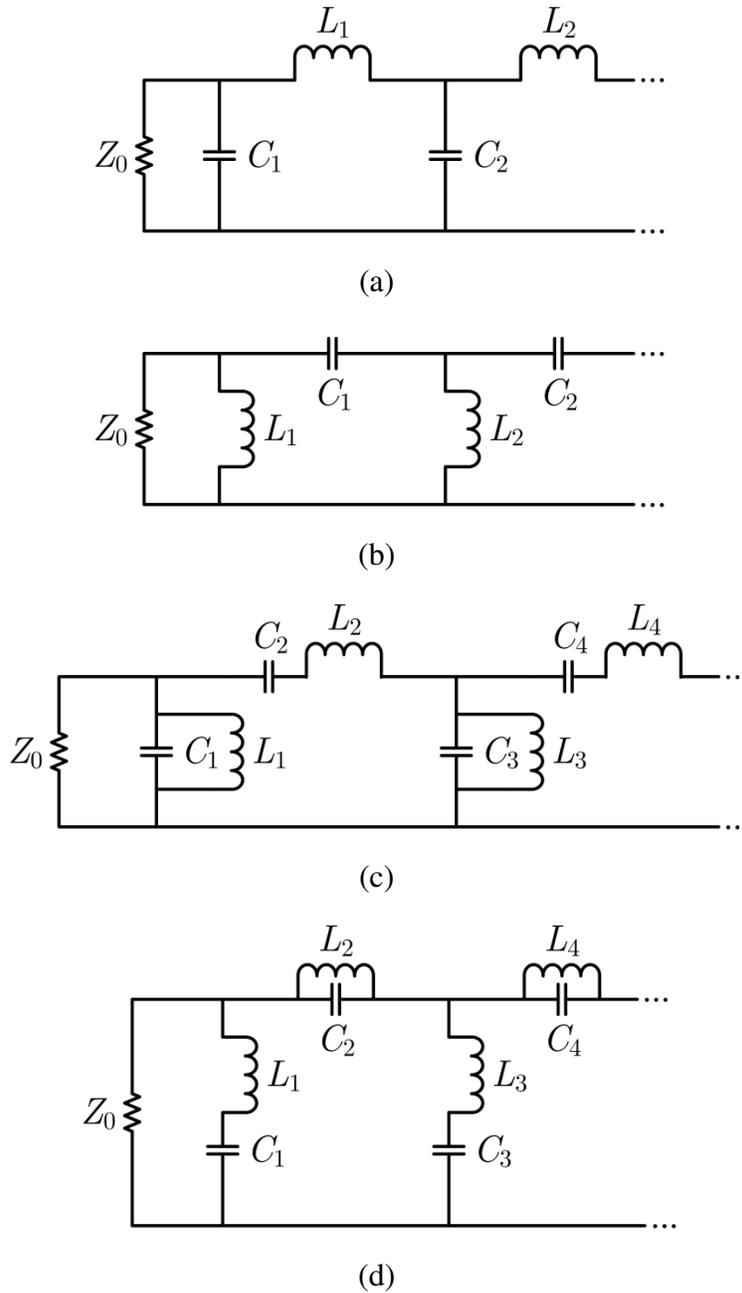


Fig. 2-4 - Topologias fundamentais para filtros. (a) Passa-baixa. (b) Passa-alta. (c) Passa-faixa. (d) Rejeita-faixa. Veja de (2.4.3) a (2.4.7) para obter os valores dos componentes a partir do filtro passa-baixa normalizado.

Para filtro passa-baixa:

$$\begin{aligned}\omega &\leftarrow \frac{\omega\omega_C}{\omega_0} \\ C_{\frac{k+1}{2}} &= g_k \frac{1}{Z_0\omega_0} \quad k = 1, 3, \dots \\ L_{\frac{k}{2}} &= g_k \frac{Z_0}{\omega_0} \quad k = 2, 4, \dots\end{aligned}\tag{2.4.3}$$

Para filtro passa-alta:

$$\begin{aligned}\omega &\leftarrow \frac{\omega_0\omega_C}{\omega} \\ C_{\frac{k+1}{2}} &= \frac{1}{g_k} \frac{1}{Z_0\omega_0} \quad k = 1, 3, \dots \\ L_{\frac{k}{2}} &= \frac{1}{g_k} \frac{Z_0}{\omega_0} \quad k = 2, 4, \dots\end{aligned}\tag{2.4.4}$$

Sejam as seguintes definições, válidas para os filtros passa-faixa e rejeita-faixa:

$$\begin{aligned}\omega_0 &= \sqrt{\omega_{1,3dB}\omega_{2,3dB}} \\ BW_{3dB,rad/s} &= \omega_{2,3dB} - \omega_{1,3dB}\end{aligned}\tag{2.4.5}$$

onde ω_0 , $\omega_{1,3dB}$ e $\omega_{2,3dB}$ são, respectivamente, as frequências angulares central, de 3dB à esquerda de ω_0 e de 3dB à direita de ω_0 , e $BW_{3dB,rad/s}$ é a largura de banda de 3dB em rad/s . De modo genérico, poder-se-ia ter $BW_{XdB,rad/s}$ tal que $X \in [0;3] dB$, ou ainda $BW_{XdB,Hz}$ caso no qual se teria $f_{1,XdB}$ e $f_{2,XdB}$ definidos em Hz .

Para filtros passa-faixa (rejeita-faixa), deve-se usar BW associado à banda passante (de rejeição).

Para filtro passa-faixa:

$$\begin{aligned}\omega &= \frac{\omega_0\omega_C}{BW_{Ap}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \\ L_k &= \frac{1}{g_k} \frac{BW_{Ap,rad/s} Z_0}{\omega_0^2} \quad C_k = g_k \frac{1}{BW_{Ap,rad/s} Z_0} \quad k = 1, 3, \dots \\ L_k &= g_k \frac{Z_0}{BW_{Ap,rad/s}} \quad C_k = \frac{1}{g_k} \frac{BW_{Ap,rad/s}}{Z_0\omega_0^2} \quad k = 2, 4, \dots\end{aligned}\tag{2.4.6}$$

Para filtro rejeita-faixa:

$$\omega \leftarrow -\frac{\omega_0 \omega_C}{BW_{A_p}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$$L_k = g_k \frac{BW_{A_p, rad/s} Z_0}{\omega_0^2} \quad C_k = \frac{1}{g_k} \frac{1}{BW_{A_p, rad/s} Z_0} \quad k = 1, 3, \dots \quad (2.4.7)$$

$$L_k = \frac{1}{g_k} \frac{Z_0}{BW_{A_p, rad/s}} \quad C_k = g_k \frac{BW_{A_p, rad/s}}{Z_0 \omega_0^2} \quad k = 2, 4, \dots$$

É importante destacar dois pontos:

1. Em (2.5.7) e (2.5.8), $\omega_c = \omega_p$ para filtros Chebyshev e Elíptico, pois este é o valor da frequência de corte para estes filtros. Para filtros Butterworth, vale a frequência de corte padrão de -3dB .
2. Quando parte-se de um filtro normalizado, $\omega_c = 1\text{rad/s}$ para filtros Butterworth, e $\omega_p = 1\text{rad/s}$ para filtros Chebyshev e Elíptico.

2.5 Comparação e escolha do tipo de filtro

Filtros Butterworth e Chebyshev aproximam a magnitude da resposta em frequência de uma função de transferência, enquanto filtros Bessel proveem máximo tempo de atraso plano. Para distingui-los ainda mais, filtros Chebyshev proveem uma banda de transição mais acentuada que os filtros Butterworth para a mesma ordem da função de transferência ao custo de os filtros Chebyshev apresentarem *ripple* na banda passante, o que não ocorre com os filtros Butterworth. Filtros Butterworth e Chebyshev também são chamados de filtros *all-pole*, pois os zeros da função de transferência estão no infinito ou são zero, isto é, a atenuação não vai à zero em frequências finitas. Filtros Elípticos diferem destes no sentido de que eles também colocam zeros em frequências finitas para obter maior seletividade. De toda esta discussão, não é difícil concluir que a localização dos polos e dos zeros na função de transferência (2.2.1) são muito importantes. Por exemplo, zeros no eixo imaginário $j\omega$ melhoram a seletividade, mas pioram o atraso de grupo; zeros no eixo real, por outro lado, melhoram o atraso de grupo, mas pioram a seletividade.

A Fig. 2-5 mostra a comparação entre a especificação idealizada de um filtro passa-baixa normalizado e as respostas vistas neste capítulo e em [32] para aproximar-se desta.

As especificações estão listadas na seção 3.2, bem como a normalização aplicada.

A Fig. 2-5(a), que mostra uma visão geral das respostas em frequência, permite descartar duas respostas: a de tracejado curto, Bessel de ordem três, por estar muito longe da região de banda passante, embora

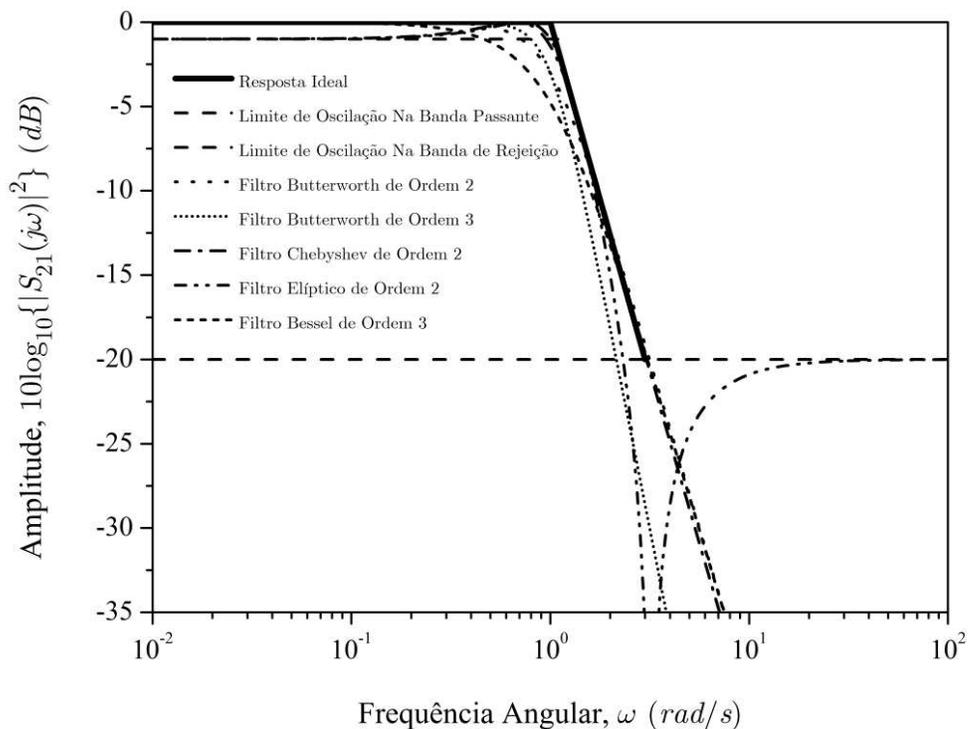
esteja bem colocada na região de região de rejeição, e a de pontilhado fino, Butterworth de ordem três, por estar fora da especificação em todas as regiões.

A Fig. 2-5(b), que mostra a visão da região da banda passante, confirma as observações anteriores e permite descartar mais uma resposta: a de pontilhado grosso, Butterworth de ordem dois, uma vez que as respostas restantes estão mais próximas da idealizada.

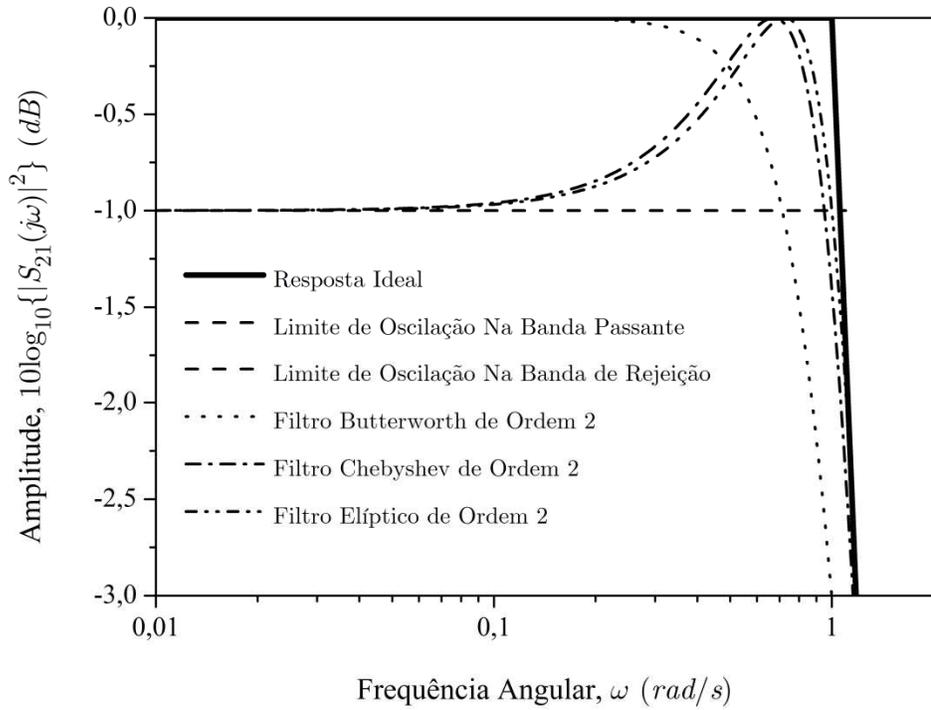
A Fig. 2-5(c), que mostra a visão da região da banda de rejeição, confirma que a resposta traço-ponto, Chebyshev de ordem dois, satisfaz este requisito, e que a resposta traço-ponto-ponto, Elíptico de ordem 2, cumpre este requisito com folga.

Do ponto de vista prático, e ao pensar-se na construção do filtro, opta-se, neste ponto, pelo Chebyshev de ordem dois, pois o mesmo:

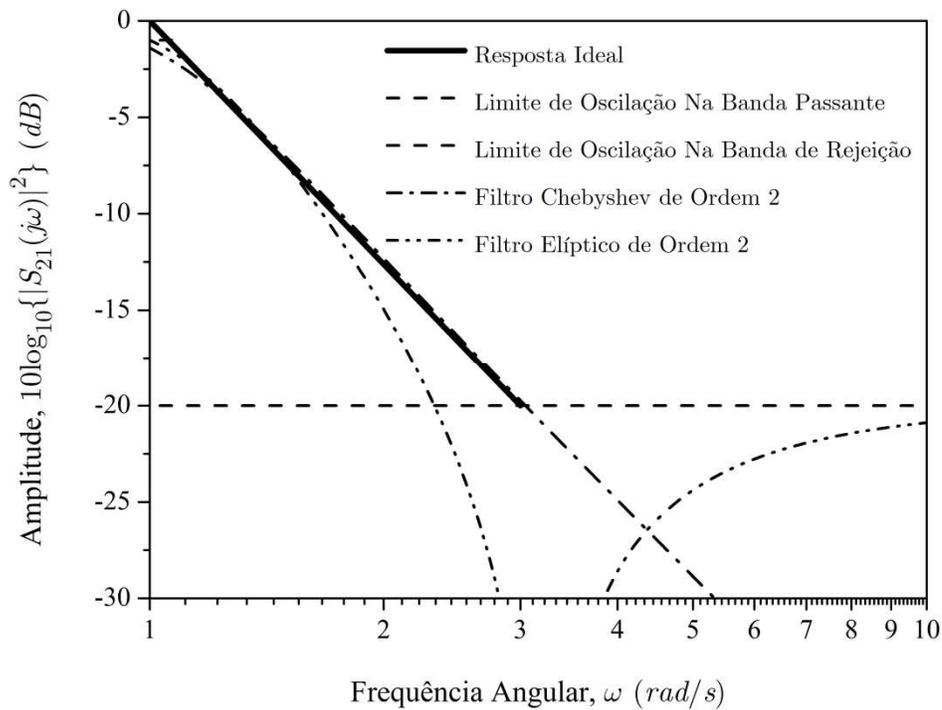
1. Cumpre os requisitos de projeto da resposta em frequência;
2. Possui um procedimento de síntese para circuito elétrico de parâmetros concentrados direto, enquanto que o filtro Elíptico exige um processo de síntese de redes, bem mais elaborado.



(a)



(b)



(c)

Fig. 2-5 - Comparação entre a resposta ideal esperada e as aproximações fornecidas pelos diversos tipos de filtro. (a) Visão geral. (b) Detalhe da banda passante. (c) Detalhe da banda de rejeição.

Capítulo 3

Projeto de Filtros Passa-Faixa de Faixa Estreita

"Sempre é possível simplificar um modelo e chegar a conclusões confiáveis: a natureza não é assim tão desgraçada." Prof. Dr. José Cláudio Geromel, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Este Capítulo trata das aproximações necessárias para a conversão do circuito passa-faixa do modelo de circuito de parâmetros concentrados para o modelo de parâmetros distribuídos. Inicialmente, trata-se da definição da função de transferência e do circuito elétrico de parâmetros concentrados equivalentes para um filtro com elementos de parâmetros concentrados. Na sequência, tem-se a definição do conceito de inversores de impedância, cálculo de $K_{n,n+1}$, fundamental para a conversão citada. A seguir, tem-se a conversão de circuito de parâmetros concentrados em circuito de parâmetros distribuídos, cálculo de $k_{n,n+1}$, cujos conceitos permitem converter um circuito elétrico de parâmetros concentrados em um circuito eletromagnético de parâmetros distribuídos, composto por ressoadores. Na sequência, faz-se a conversão do circuito passa-faixa usando inversores de impedância e finaliza-se o capítulo com a conversão do circuito passa-faixa do modelo de circuito de parâmetros concentrados para o modelo de parâmetros distribuídos.

3.1 Aproximações

Como mostrado na seção 2.4, o primeiro passo para o projeto de filtros passa-faixa é determinar o circuito passa-baixa normalizado. Em seguida, um mapeamento em frequência e um escalonamento de impedâncias são usados para obter-se a resposta passa-faixa desejada. Os filtros obtidos deste modo podem ser projetados para faixa de passagem estreita ou larga.

O mapeamento em frequência para filtros passa-faixa efetivamente substitui cada indutor série por um circuito LC série, e cada capacitor paralelo por um circuito LC paralelo, de modo a transformar a rede passa-baixa em uma rede passa-faixa. Embora o mapeamento em frequência seja matematicamente exato, os valores resultantes dos componentes podem ser muito grandes ou muito pequenos para projetos de faixa estreita; além disso, braços de ressoadores em série devem ter um alto Q para que haja pouca perda de inserção em altas frequências. Estes problemas tornam o uso de técnicas de mapeamento em frequência difíceis, do ponto de vista prático, para filtros de faixa estreita [32].

A solução deste problema, ao custo de aumentar o número de componentes, é usar ressoadores acoplados um ao outro através de indutâncias, de capacitâncias ou de ambos. Agora, ao substituírem-se inversores de impedância por seus equivalentes elementos concentrados, chega-se a um circuito de filtro com somente um tipo de ressonador acoplado a outro somente por elementos de parâmetros concentrados, que constitui a principal topologia do que será visto ao longo desta seção; portanto, a teoria de inversores de impedância está fortemente ligada a filtros acoplados. Esta técnica é chamada de projeto de filtro por acoplamento, e foi introduzida inicialmente por M. Dishal [35]. Observe que os conceitos que serão introduzidos não são limitados a filtros de parâmetros concentrados; através de uma definição adequada, o método torna-se bastante geral e pode ser aplicado no projeto de filtros acoplados.

A Fig. 3-1 mostra aproximações de banda estreita para um filtro passa-faixa típico usando a técnica de acoplamento. O procedimento de projeto requer a determinação da quantidade de acoplamento entre os ressoadores baseado nas especificações do filtro. A seleção do método de acoplamento (indutivo ou capacitivo) entre os ressoadores pode ser fundamental em algumas aplicações.

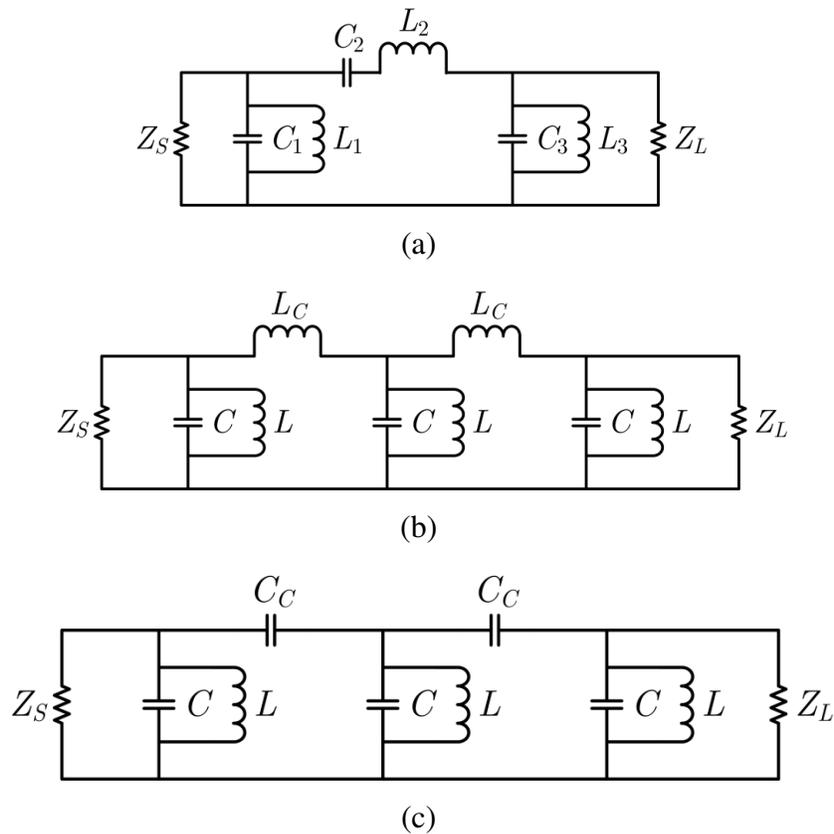


Fig. 3-1 - Diferentes topologias passa-faixa. (a) Filtro passa-faixa obtido através da técnica de mapeamento em frequência vistas na seção 2.4.2. (b) Filtro passa-faixa com acoplamento indutivo. (c) Filtro passa-faixa com acoplamento capacitivo. Observe que um acoplamento misto também é possível. Z_S e Z_L são, respectivamente, a impedância de entrada e a de saída, usualmente referidas em inglês como *source* (fonte) e *load* (carga). L_C e C_C são a indutância e a capacitância de acoplamento, *coupling* em inglês, respectivamente.

Há dois métodos principais para o projeto de filtros acoplados: o método de sintonia síncrona e o método de dissintonia simétrica. No primeiro, todos os ressoadores são ajustados para a frequência central desejada, enquanto que no segundo, os ressoadores são simetricamente dessintonizados da frequência central. Neste trabalho, usar-se-á o primeiro método, por razões que se tornarão mais claras nas próximas seções. Um fator relevante para esta escolha é o fato de que ressoadores sintonizados apresentam menor perda de inserção [35].

Deve-se observar que há duas suposições importantes no projeto de filtros ao usar-se o método de acoplamento. Primeiro, a reatância de acoplamento é independente da frequência. Isto é perfeitamente justificável para filtros de faixa estreita. Segundo, cada ressoador está acoplado somente ao ressoador adjacente. Isto é bastante razoável se se usam ressoadores dielétricos com alta permissividade elétrica, que concentram bastante do campo em si mesmos, caso deste trabalho, com propósitos de miniaturização.

3.2 Filtro com elementos de parâmetros concentrados

Usar-se-ão as especificações mostradas a seguir para projetar um filtro passa-faixa com frequência central dentro da banda L , entre 1 GHz e 2 GHz , conforme mostra a Fig. 1-1. As especificações são:

$$\begin{aligned}
 f_0 &\in \text{Banda } L \\
 f_s &= f_0 \pm 15\text{MHz} \\
 A_p &= 1\text{dB} \\
 A_s &= 20\text{dB} \\
 BW_{1\text{dB}} &= 10\text{MHz} \\
 BW_{2\text{dB}} &= 11\text{MHz} \\
 BW_{3\text{dB}} &= 12\text{MHz}
 \end{aligned} \tag{3.2.1}$$

Usualmente, define-se apenas uma banda passante, BW , associada a A_p . Como se implementará um filtro Chebyshev com $A_p=1\text{dB}$, interessa $BW_{1\text{dB}}$, que definirá ω_p , mas $BW_{3\text{dB}}$ é um parâmetro fundamental para a caracterização completa do filtro, razão pela qual está incluída na especificação do mesmo. $BW_{2\text{dB}}$ não é sequer necessária, mas está incluída como um requisito adicional de projeto.

3.2.1 Função de transferência passa-baixa normalizada e circuito equivalente

Definem-se, arbitrariamente, a frequência central da banda passante no centro da banda L :

$$\begin{aligned}
 \omega_0 &= 2\pi \cdot 1500 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \\
 BW_{A_p} &= 2\pi \cdot 1495 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \text{ a } 2\pi \cdot 1505 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \\
 \omega_s &= 2\pi \cdot 1485 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \text{ a } 2\pi \cdot 1515 \cdot 10^6 \text{ rad/s}
 \end{aligned} \tag{3.2.2}$$

Deslocando-se a banda passante para 0 rad/s , para ter-se um filtro passa-baixa, tem-se:

$$\begin{aligned}\omega_0 &= 0 \text{ rad/s} \\ BW_{A_p} &= 2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \\ \omega_S &= 2\pi \cdot 15 \cdot 10^6 \text{ rad/s}\end{aligned}\quad (3.2.3)$$

Normalizando-se as frequências por BW_{A_p} , para ter-se um filtro passa-baixa normalizado, tem-se:

$$\begin{aligned}\omega_0 &= 0 \\ BW_{A_p} &= 1 \\ \omega_S &= 1,5 \\ A_p &= 1 \text{ dB} \\ A_S &= 20 \text{ dB}\end{aligned}\quad (3.2.4)$$

Circuito passa-baixa normalizado

A partir destes parâmetros e usando (2.4.2), obtém-se:

$$\begin{aligned}\beta &= \ln \left[\coth \left(\frac{A_{P,dB}}{40} \right) \right] = \ln \left[\coth \left(\frac{1}{40} \right) \right] \approx 2,8560 \\ \gamma &= \sinh \left(\frac{\beta}{2N} \right) = \sinh \left(\frac{\beta}{2 \cdot 2} \right) \approx \sinh \left(\frac{2,8560}{4} \right) = \sinh(0,7140) \approx 0,7762 \\ a_1 &= \sin \left[\frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{2N} \right] = \sin \left(\frac{\pi}{2 \cdot 2} \right) = \sin \left(\frac{\pi}{4} \right) = \frac{\sqrt{2}}{2} \approx 0,7071 \\ a_2 &= \sin \left[\frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{2N} \right] = \sin \left(\frac{3\pi}{2 \cdot 2} \right) = \sin \left(\frac{3\pi}{4} \right) = \frac{\sqrt{2}}{2} \approx 0,7071 \\ b_1 &= \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{1 \cdot \pi}{N} \right) = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{1 \cdot \pi}{2} \right) = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \right) = \gamma^2 + 1 \approx 1,6025\end{aligned}\quad (3.2.5)$$

A partir de (2.4.1), usando-se (3.2.5) tem-se os elementos do circuito normalizado:

$$\begin{aligned}g_0 &= 1 \\ g_1 &= \frac{2a_1}{\gamma} \approx \frac{2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}}{0,7762} = \frac{\sqrt{2}}{0,7762} \approx \frac{1,4142}{0,7706} \approx 1,8219 \\ g_2 &= \frac{4a_1a_2}{b_1g_1} \approx \frac{4 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}}{1,6025 \cdot 1,8219} = \frac{2}{1,6025 \cdot 1,8219} \approx 0,6850 \\ g_3 &= \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) \approx \coth^2 \left(\frac{2,8560}{4} \right) = \coth^2(0,7140) \approx 2,6597\end{aligned}\quad (3.2.6)$$

A Fig. 3-2 mostra o circuito, cujos valores dos componentes estão indicados em (3.2.6).

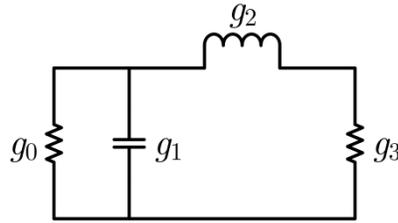


Fig. 3-2 - Circuito elétrico passa-baixa normalizado para o filtro a ser construído.

Função de transferência passa-baixa normalizada

Como a ordem da função de transferência é $N=2$, a função de transferência normalizada é, a partir de (2.3.1), (2.3.5) com $\omega_p=1\text{rad/s}$ e (2.3.8), dada por

$$\begin{aligned}
 |S_{21}(j\omega)|^2 &= \frac{1}{1 + q^2 C_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)} = \frac{1}{1 + q^2 C_2^2 \left(\frac{\omega}{1}\right)} = \frac{1}{1 + \left(\sqrt{10^{\frac{A_p, dB}{10}} - 1}\right)^2 C_2^2(\omega)} \\
 &= \frac{1}{1 + \left(10^{\frac{1}{10}} - 1\right)(2\omega^2 - 1)^2} = \frac{1}{1 + (10^{0,1} - 1)(4\omega^4 - 4\omega^2 + 1)} \\
 &\approx \frac{1}{1,0357\omega^4 - 1,0357\omega^2 + 1,2589}
 \end{aligned} \tag{3.2.7}$$

A Fig. 3-3(a) mostra a comparação entre as respostas em frequência do circuito da Fig. 3-2, cujos componentes tem os valores indicados em (3.2.6), e a função de transferência indicada em (3.2.7). A Fig. 3-3(b) mostra a banda passante em detalhe. Não há diferença alguma entre as duas curvas, como esperado.

3.2.2 Função de transferência passa-faixa e circuito equivalente

De acordo com a seção 2.4.2, o próximo passo é obter-se o circuito passa-faixa não normalizado e a respectiva função de transferência.

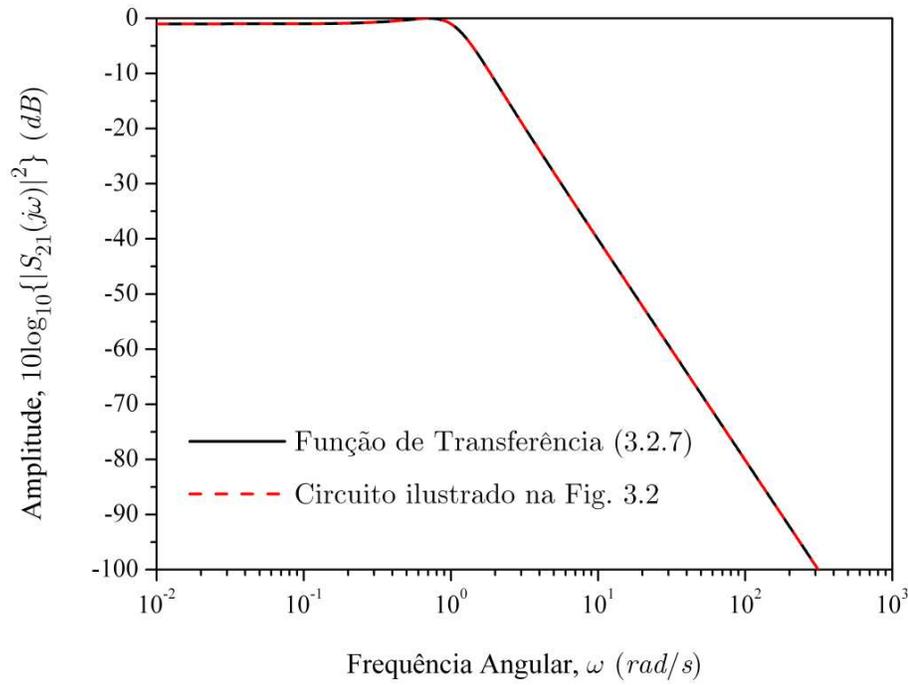
Circuito passa-faixa não normalizado

A transformação em frequência é obtida com o uso de (2.4.6). Para transformar os elementos do circuito, precisa-se calcular:

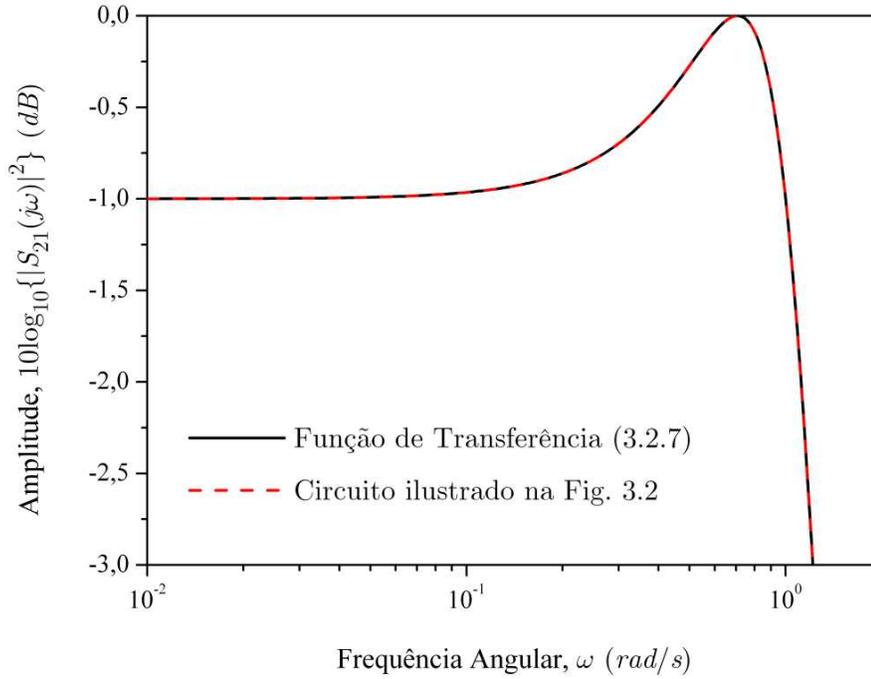
$$\begin{aligned}
 \omega_0 &= \sqrt{\omega_{1,3dB}\omega_{2,3dB}} = 2\pi\sqrt{1494 \cdot 1506} \cdot 10^6 \approx 2\pi \cdot 1499,99 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \\
 BW_{A_p, rad/s} &= \omega_{2, A_p} - \omega_{1, A_p} = 2\pi(1505 - 1495) \cdot 10^6 = 20\pi \cdot 10^6 \text{ rad/s}
 \end{aligned} \tag{3.2.8}$$

e fornecer o valor de Z_0 ; $Z_0=50\Omega$, impedância típica para dispositivos em micro-ondas em geral. Então:

$$\begin{aligned}
L_1 &= \frac{1}{g_1} \frac{BW_{A_p, rad/s} Z_0}{\omega_0^2} \approx \frac{1}{1,8219} \frac{20\pi \cdot 10^6 \cdot 50}{(2\pi \cdot 1499,99 \cdot 10^6)^2} \approx 19,41 pH \\
C_1 &= g_1 \frac{1}{BW_{A_p, rad/s} Z_0} \approx 1,8219 \frac{1}{20\pi \cdot 10^6 \cdot 50} \approx 579,9 pF \\
L_2 &= g_2 \frac{Z_0}{BW_{A_p, rad/s}} \approx 0,6850 \frac{50}{2\pi \cdot 20\pi \cdot 10^6} \approx 545,1 nH \\
C_2 &= \frac{1}{g_2} \frac{BW_{A_p, rad/s}}{Z_0 \omega_0^2} \approx \frac{1}{0,6850} \frac{20\pi \cdot 10^6}{50 \cdot (2\pi \cdot 1499,99 \cdot 10^6)^2} \approx 20,65 fF
\end{aligned}
\tag{3.2.9}$$



(a)



(b)

Fig. 3-3 - Resposta em frequência da magnitude para o circuito mostrado na Fig. 3-2, cujos elementos têm os valores indicados em (3.2.6), e a função de transferência indicada em (3.2.7). (a) Visão geral. (b) Detalhe da banda passante.

A Fig. 3-4 mostra o circuito passa-banda cujos elementos tem os valores indicados em (3.2.9).

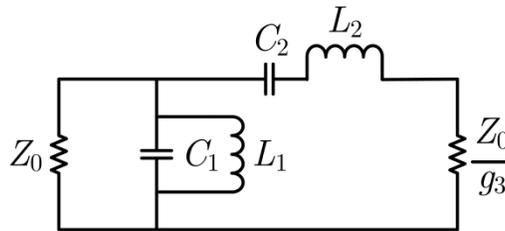


Fig. 3-4 - Circuito elétrico passa-faixa adequado para satisfazer (3.2.1).

Função de transferência passa-faixa não normalizada

A transformação em frequência necessária para converter a função de transferência passa-baixa normalizada na função de transferência passa-banda não normalizada é obtida usando-se (2.4.6), (2.3.10) e (2.3.8):

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_0 \omega_C}{BW_{A_p, rad/s}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{\omega_0 \omega_{P, Normalizado}}{BW_{A_p, rad/s}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_0 \cdot 1}{BW_{A_p, rad/s}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{\omega_0}{BW_{A_p, rad/s}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$$\omega \leftarrow \frac{1}{BW_{A_p, rad/s}} \omega - \frac{\omega_0^2}{BW_{A_p, rad/s}} \frac{1}{\omega} \quad (3.2.10)$$

Substituindo-se os valores numéricos conhecidos, tem-se:

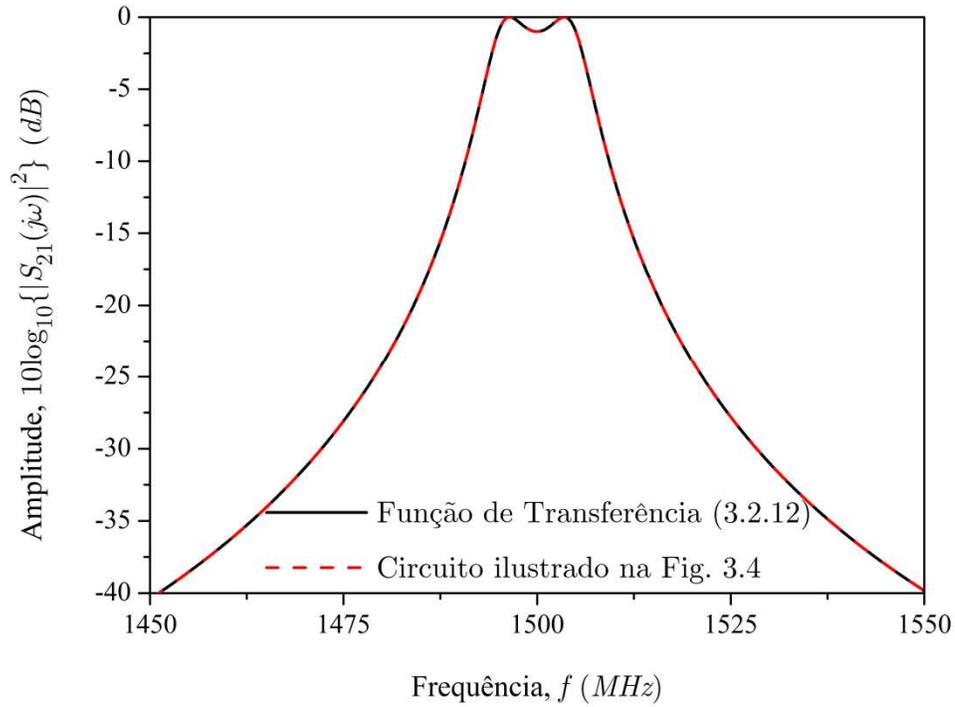
$$\omega \leftarrow \frac{1}{20\pi \cdot 10^6} \omega - \frac{\pi \cdot 1499,99^2 \cdot 10^6}{5\omega} \approx 1,59 \cdot 10^{-8} \omega - 1,41 \cdot 10^{12} \frac{1}{\omega} \quad (3.2.11)$$

Substituindo-se ω de (3.2.7) por (3.2.10), tem-se:

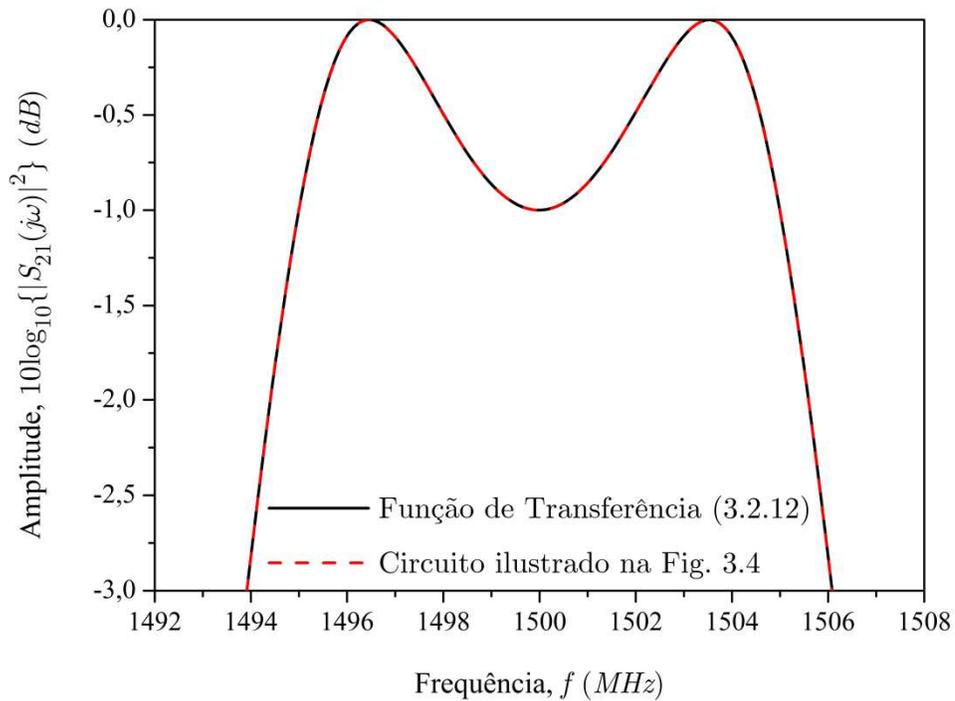
$$\left| S_{21}(j\omega) \right|^2 \approx \frac{1}{1,0357\omega^4 - 1,0357\omega^2 + 1,2589}$$

$$\approx \frac{1}{\left[1,0357 \left(1,59 \cdot 10^{-8} \omega - 1,41 \cdot 10^{12} \frac{1}{\omega} \right)^4 - 1,0357 \left(1,59 \cdot 10^{-8} \omega - 1,41 \cdot 10^{12} \frac{1}{\omega} \right)^2 + 1,258 \right]} \quad (3.2.12)$$

A Fig. 3-5(a) mostra a comparação entre as respostas em frequência do circuito da Fig. 3-4, cujos componentes tem os valores indicados em (3.2.9), e da função de transferência indicada em (3.2.12). A Fig. 3-5(b) mostra a banda passante em detalhe. Não há diferença alguma entre as duas curvas, como esperado.



(a)



(b)

Fig. 3-5 - Resposta em frequência da magnitude para a função de transferência indicada em (3.2.12) e para o circuito mostrado na Fig. 3-4, cujos elementos têm os valores indicados em (3.2.9). (a) Visão geral. (b) Detalhe da banda passante.

3.3 Inversores de impedância - cálculo de $K_{n,n+1}$

A transformação em frequência introduzida na seção 2.4.2 para obterem-se filtros passa-faixa a partir de filtros passa-baixa resulta em uma rede contendo ressoadores série e paralelo, como mostra a Fig. 2-4(c); entretanto, é normalmente vantajoso usar apenas circuitos série ou paralelo no projeto de filtros passa-faixa para simplificar o mesmo; se todos os ressoadores LC são iguais, eles podem ser substituídos pelo mesmo tipo de estrutura ressonante, como por exemplo, linhas de microfita de mesmo formato e tamanho - filtros *hairpin* - ou ressoadores dielétricos com as mesmas características de permissividade elétrica e de perdas. O objetivo deste trabalho é obter filtros usando estes últimos elementos, portanto inversores de impedância são fundamentais para este propósito.

A transformação de um de tipo de ressoador em outro é realizada usando componentes de circuito chamados de inversores de impedância ou de admitância [32]. Inversores de impedância podem ser usados para projetar filtros passa-faixa usando apenas ressoadores paralelos, enquanto que inversores de admitância são usados no projeto de filtros passa-faixa com ressoadores somente em série. Esta é uma técnica útil e poderosa, e leva a filtros práticos usando ressoadores cilíndricos, a microfita etc., a partir de filtros passa-baixa normalizados, o que vai de encontro ao caminho traçado ao longo deste trabalho.

Um inversor de impedância ideal é um transformador de quarto de onda cuja impedância de entrada Z_{IN} é dada por:

$$Z_{IN} = \frac{K_{n,n+1}^2}{Z_{OUT}} \quad (3.3.1)$$

onde Z_{OUT} e $K_{n,n+1}$ são a impedância de saída e a impedância característica entre os elementos n e $n+1$, respectivamente. A Fig. 3-6 mostra o uso de inversores de impedância e de admitância para converter ressoadores série em ressoadores paralelo e vice-versa.

Para mostrar como determinar o valor de $K_{1,2}$, considere-se a impedância de entrada de uma rede LC série terminada por uma impedância de saída Z_{OUT} :

$$Z_{IN,1} = Z_{OUT} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (3.3.2)$$

Para converter o ressoador série em um paralelo, precisa-se usar dois inversores de impedância como mostrado na Fig. 3-6(a).

A seguir, tem-se a impedância de entrada de um ressoador paralelo com dois inversores de impedância, um de cada lado, conectados à mesma carga Z_{OUT} :

$$Z_{IN,2} = \frac{K_{1,2}^2}{\frac{Z_{OUT}}{K^2} + j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}} = Z_{OUT} + j\omega C_2 + K_{1,2}^2 \frac{1}{j\omega L_2} \quad (3.3.3)$$

onde C_2 e L_2 são os valores dos componentes do ressonador paralelo. O objetivo é fazer (3.3.2) igual a (3.3.3), de modo que a impedância de saída seja a mesma. Para isto, faz-se:

$$K_{1,2} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \quad (3.3.4)$$

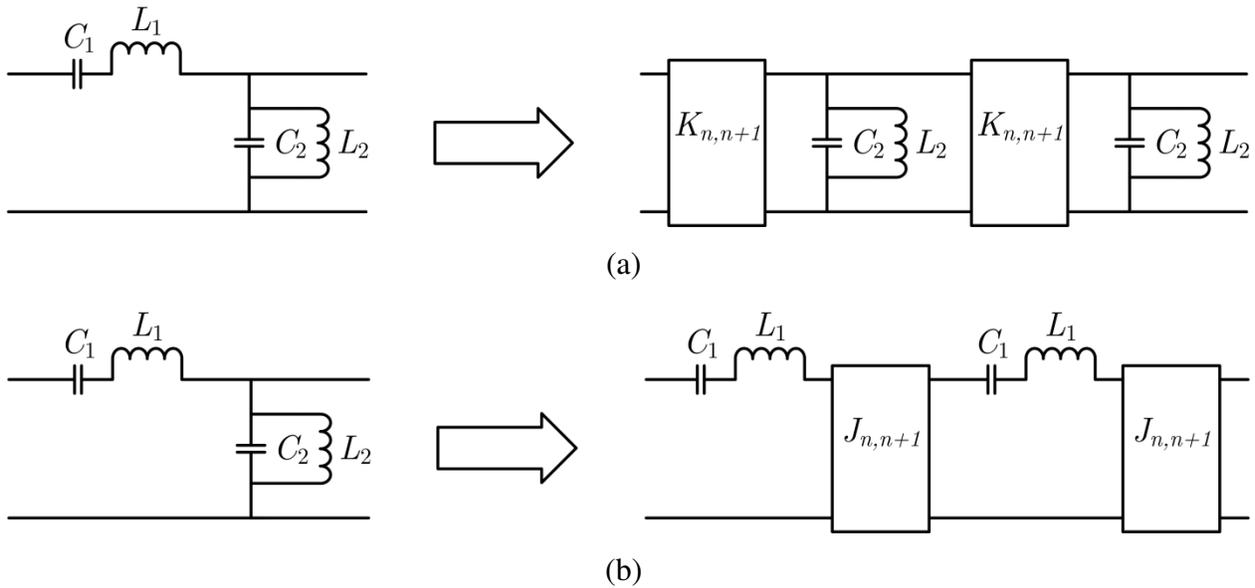


Fig. 3-6 - Uso de inversores para converter a seção de um filtro passa-baixa em uma rede usando apenas ressoadores série ou paralelo. (a) Inversor de impedância. (b) Inversor de admitância.

Observe que para todos os ressoadores, têm-se

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.3.5)$$

onde ω_0 é a frequência central da banda passante.

Um procedimento similar leva à determinação do valor do inversor de admitância, cujo valor é:

$$J_{1,2} = \sqrt{\frac{C_2}{L_1}} \quad (3.3.6)$$

A rigor, os inversores de impedância e de admitância são os mesmos dispositivos. Dependendo projeto, especifica-se $K_{n,n+1}$ ou $J_{n,n+1}$. Além disso, em (3.3.1), tem-se, a rigor,

$$Z_{IN}(j\omega) = \frac{K^2}{Z_{OUT}(j\omega)} \quad (3.3.7)$$

e, portanto, o inversor cumpre sua função em apenas uma frequência, em geral, ω_0 . Se, por outro lado, o filtro passa-faixa for de banda estreita, a variação de (3.3.7) é pequena, e não se espera que o inversor perca muito de sua função.

As Fig. 3-7(a) a (d) mostram inversores de impedância compostos por elementos de parâmetros concentrados. Alguns valores são negativos; por outro lado, geralmente é possível absorvê-los em outros componentes do filtro.

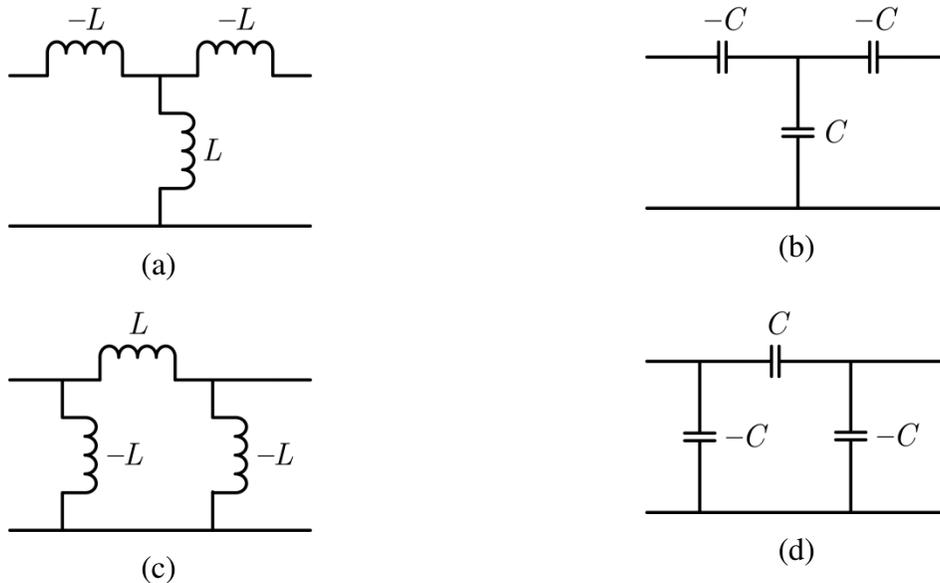


Fig. 3-7 - Inversores de impedância de parâmetros concentrados. As impedâncias (ou admitâncias) características equivalentes dos mesmos são: (a) $K=\omega L$; (b) $K=1/\omega C$; (c) $J=1/\omega L$; (d) $J=\omega C$.

Como alternativa a estes elementos negativos, pode-se, via Transformada de Laplace, substituir os indutores negativos por capacitores positivos, e vice-versa.

No domínio de Laplace, com $s=j\omega$, a indutância negativa $-L$, e o capacitor C , assumindo-se que ambos estão descarregados, valem:

$$X_L = -j\omega L \quad X_C = \frac{-j}{\omega C} \quad (3.3.8)$$

Igualando os elementos de (3.3.8), tem-se o capacitor equivalente ao indutor negativo:

$$-j\omega L = \frac{-j}{\omega C} \rightarrow C = \frac{1}{\omega^2 L} \quad (3.3.9)$$

Da mesma forma, o capacitor negativo $-C$, e o indutor L , no domínio de Laplace, com $s=j\omega$, e assumindo-se que ambos estão descarregados, valem:

$$X_C = \frac{j}{\omega C} \quad X_L = j\omega L \quad (3.3.10)$$

Igualando os elementos de (3.3.10), tem-se o indutor equivalente ao capacitor negativo:

$$\frac{j}{\omega C} = j\omega L \rightarrow L = \frac{1}{\omega^2 C} \quad (3.3.11)$$

A Fig. 3-8 mostra os circuitos equivalentes aos da Fig. 3-7.

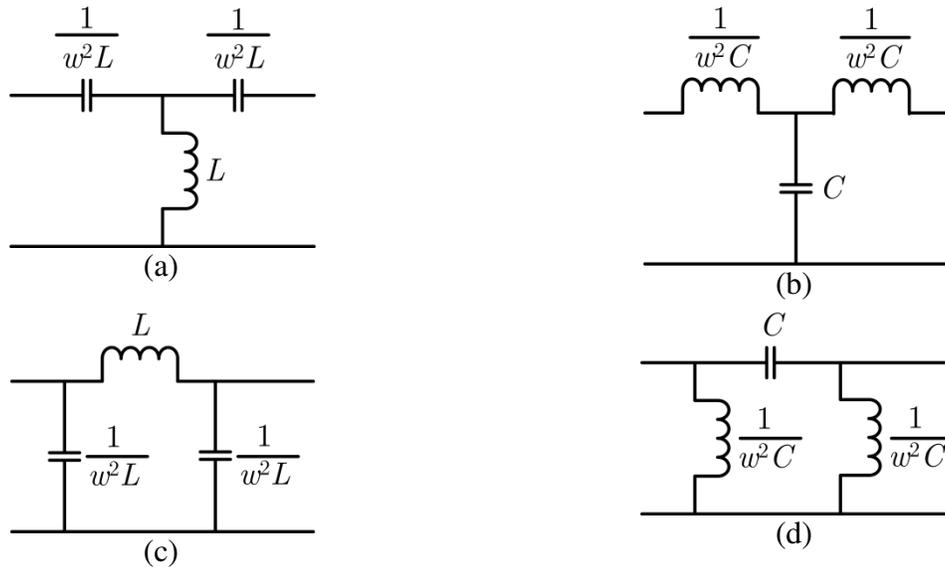


Fig. 3-8 - Circuitos equivalentes aos ilustrados na Fig. 3-7, porém, com todos os elementos positivos. As impedâncias (ou admitâncias) características equivalentes dos mesmos são: (a) $K=\omega L$; (b) $K=1/\omega C$; (c) $J=1/\omega L$; (d) $J=\omega C$.

Nos circuitos da Fig. 3-7 e da Fig. 3-8, K e J são calculados em função de ω ; no caso de filtros passa banda de faixa estreita, deve-se usar $\omega=\omega_0$, para que a inversão ocorra no centro da banda passante e se manifeste de modo equivalente em torno da mesma.

3.4 Conversão de circuito de parâmetros concentrados em circuito de parâmetros distribuídos - cálculo de $k_{n,n+1}$

O projeto de filtros passa-faixa usando a técnica de acoplamento é geral e pode ser aplicada a ressoadores com perdas. Os coeficientes de acoplamento podem ser calculados diretamente dos valores dos elementos do filtro passa-baixa normalizado no caso de filtros de banda estreita compostos por ressoadores sem perdas.

Considere os circuitos do filtro passa-faixa mostrados na Fig. 3-9. O circuito mostrado em (a) é um filtro passa-faixa de terceira ordem, obtido diretamente do filtro passa-baixa normalizado através do uso das técnicas de mapeamento em frequência e conversão dos valores dos elementos, como visto na seção 2.4.2 e na seção 3.2. O objetivo é substituir o ressoador do braço série por um ressoador paralelo e determinar os coeficientes de acoplamento entre cada ressoador.

Converter o ressoador do braço série em um ressoador paralelo é simples com o uso de inversores de impedância, como mostrado em (b); entretanto, observa-se que os ressoadores paralelos não são todos iguais: o último é diferente dos dois primeiros. Para converter o último ressoador, utilizam-se transformações, como mostradas em (c) e (d). Após converter todos os ressoadores para o mesmo tipo, elimina-se o último inversor transformando a impedância de carga como mostrado em (e).

A tarefa que resta é obter os coeficientes de acoplamento a partir das impedâncias características dos inversores. Para este fim, os inversores concentrados são substituídos por elementos de parâmetros distribuídos equivalentes. Os coeficientes de acoplamento são obtidos com [32]:

$$k_{12} = \frac{C_m^{(12)}}{C_1} \quad k_{23} = \frac{C_m^{(23)}}{C_1} \quad (3.4.1)$$

onde $C_m^{(ij)}$ é a capacitância de acoplamento entre os ressoadores i e j . Assumindo que $C_m^{(ij)} \ll C_i$ temos

$$K_{1,2} = \frac{1}{\omega_0 C_m^{(12)}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \quad K_{2,3} = \frac{1}{\omega_0 C_m^{(23)}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \sqrt{\frac{C_3}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_2 C_3}{C_1^2}} \quad (3.4.2)$$

que são as impedâncias associadas a $C_m^{(12)}$ e $C_m^{(23)}$.

Substituindo-se (3.4.2) em (3.4.1) e usando (2.5.7), obtêm-se:

$$\begin{aligned} k_{12} &= \frac{C_m^{(12)}}{C_1} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{C_1}{L_2}} \frac{1}{C_1} = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{C_1 L_2}} = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{\left(g_1 \frac{1}{BW_{Ap,rad/s} Z_0} \right) \left(g_2 \frac{Z_0}{BW_{Ap,rad/s}} \right)}} \\ &= \frac{BW_{Ap,rad/s}}{\omega_0} \sqrt{\frac{1}{g_1 g_2}} = \frac{BW_{Ap,Hz}}{f_0} \sqrt{\frac{1}{g_1 g_2}} \\ k_{23} &= \frac{C_m^{(23)}}{C_1} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{C_1^2}{L_2 C_3}} \frac{1}{C_1} = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{L_2 C_3}} = \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{\left(g_2 \frac{Z_0}{BW_{Ap,rad/s}} \right) \left(g_3 \frac{1}{BW_{Ap,rad/s} Z_0} \right)}} \\ &= \frac{BW_{Ap,rad/s}}{\omega_0} \sqrt{\frac{1}{g_2 g_3}} = \frac{BW_{Ap,Hz}}{f_0} \sqrt{\frac{1}{g_2 g_3}} \end{aligned} \quad (3.4.3)$$

onde em $k_{2,3}$ usa-se C_1 pelo fato de ter-se substituído C_2 por C_1 .

Pode-se generalizar (3.4.3) do seguinte modo:

$$k_{n,n+1} = \frac{BW_{A_p,Hz}}{f_0} \sqrt{\frac{1}{g_n g_{n+1}}}, \quad n = \{1, 2, \dots, N\} \quad (3.4.4)$$

onde $BW_{A_p,Hz}$ é a largura de banda em $A_{p,dB}$, f_0 é a frequência central da banda passante, N é a ordem do filtro e $\{g_n\}$ são os valores dos elementos do filtro passa-baixa normalizado. $k_{n,n+1}$ é o acoplamento entre os ressoadores nas posições n e $n+1$.

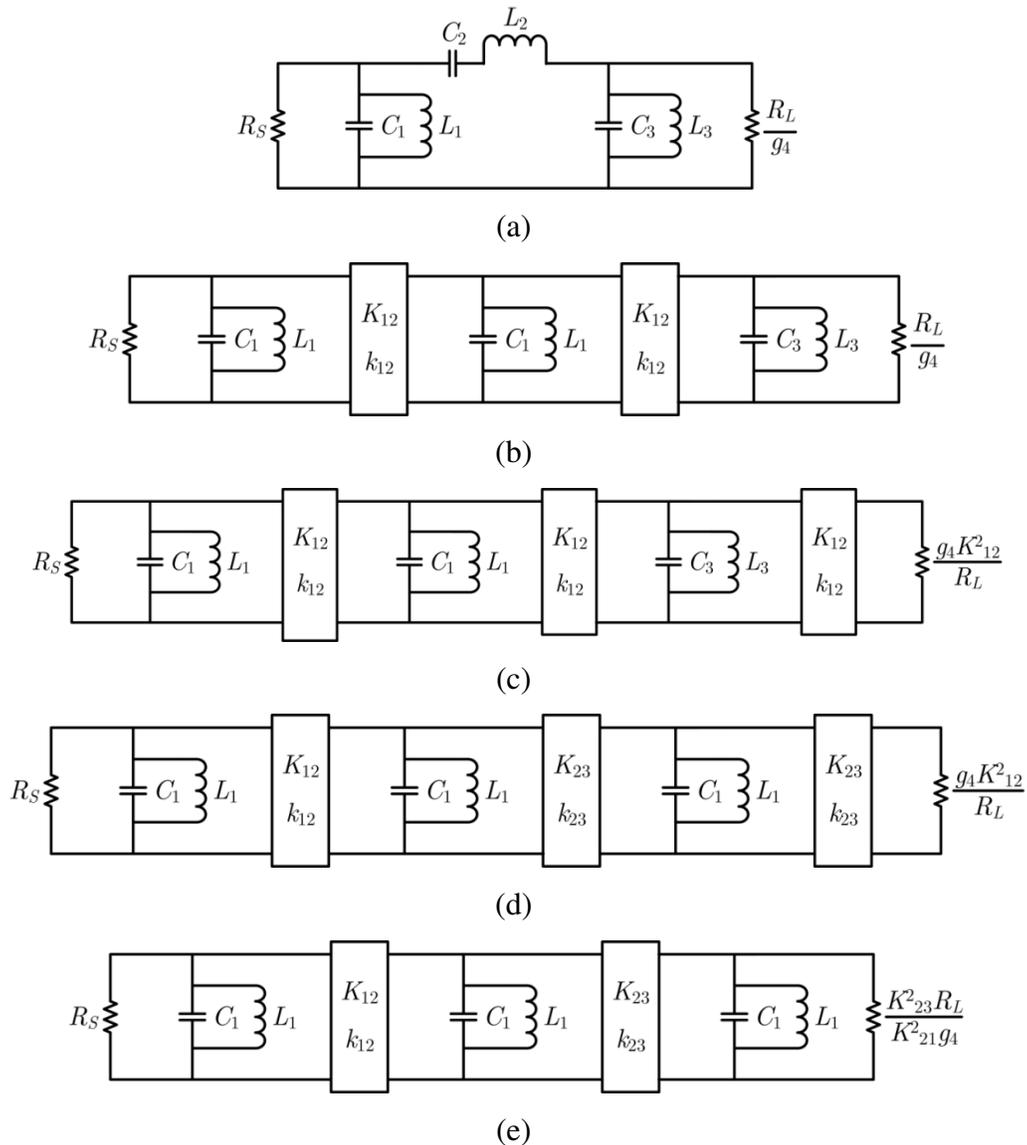


Fig. 3-9 - Conversão de um filtro passa-faixa de terceira ordem (a) obtido por mapeamento em frequência em um filtro composto por ressoadores acoplados (e). Os blocos de circuito representados por $K_{n,n+1}$ são inversores de impedância, e $k_{n,n+1}$ são os acoplamentos eletromagnéticos equivalentes a esses.

Os coeficientes de acoplamento de um par de ressoadores separados de certa distância são determinados por:

$$k_{n,n+1} = \pm \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \approx \pm \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (3.4.5)$$

onde f_1 e f_2 são as frequências naturais obtidas a partir de simulação eletromagnética ou de medições, a partir de valores ilustrados na Fig. 3-10.

O sinal em (3.4.5) depende do tipo de acoplamento (magnético, positivo, ou elétrico, negativo). A aproximação mostrada em (3.4.5) é válida se o filtro passa-faixa for de faixa estreita. É possível obter-se um gráfico de acoplamento versus separação entre os ressoadores e descobrir a separação particular que leva ao acoplamento desejado, calculado usando (3.4.4). Isto será feito na seção 5.2.

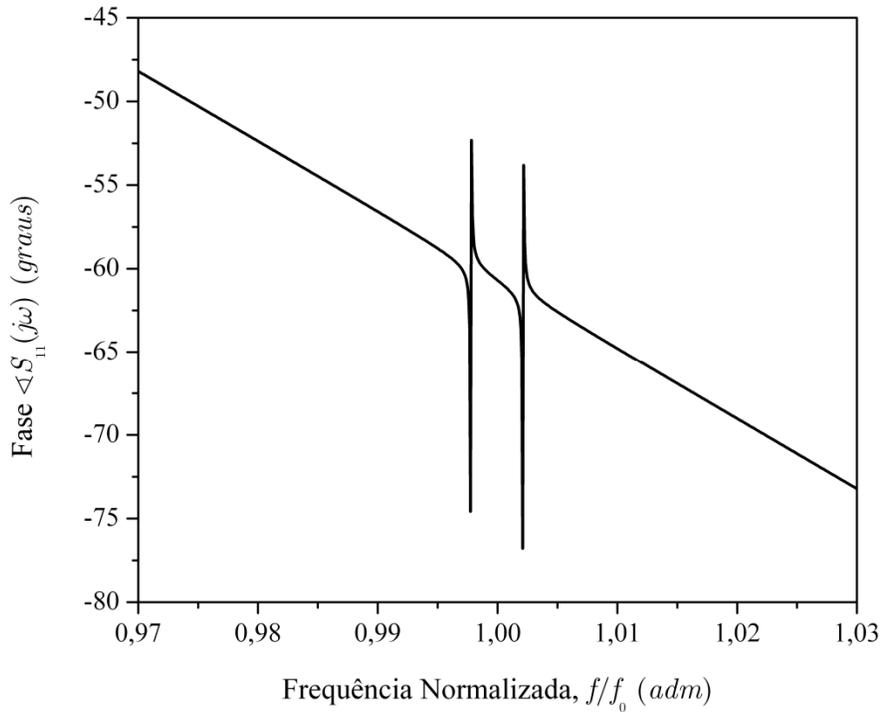


Fig. 3-10 - Gráfico qualitativo das frequências naturais de ressoadores acoplados.

Por fim, há uma relação entre $K_{n,n+1}$ e $k_{n,n+1}$, obtida a partir de (3.4.2) e (3.4.3):

$$\begin{aligned}
k_{1,2} &= \frac{C_m^{(12)}}{C_1} = \frac{1}{\omega_0 C_1 K_{1,2}} = \frac{1}{\omega_0 \left(g_1 \frac{1}{BW_{rad/s} Z_0} \right) K_{1,2}} \\
&= \frac{1}{g_1} \frac{BW_{rad/s}}{\omega_0} \frac{Z_0}{K_{1,2}} = \frac{1}{g_1} \frac{BW_{Hz}}{f_0} \frac{Z_0}{K_{1,2}} \\
k_{2,3} &= \frac{C_m^{(23)}}{C_1} = \frac{1}{\omega_0 C_1 K_{2,3}} = \frac{1}{\omega_0 \left(g_1 \frac{1}{BW_{rad/s} Z_0} \right) K_{2,3}} \\
&= \frac{1}{g_1} \frac{BW_{rad/s}}{\omega_0} \frac{Z_0}{K_{2,3}} = \frac{1}{g_1} \frac{BW_{Hz}}{f_0} \frac{Z_0}{K_{2,3}}
\end{aligned} \tag{3.4.6}$$

Pode-se generalizar (3.4.5) da seguinte forma:

$$k_{n,n+1} = \frac{1}{g_1} \frac{BW_{Hz}}{f_0} \frac{Z_0}{K_{n,n+1}} \tag{3.4.7}$$

3.5 Conversão do circuito passa-faixa usando inversores de impedância

Usando-se o conceito de inversores de impedância, obtêm-se os circuitos ilustrados na Fig. 3-11. Na Fig. 3-11(a), apenas troca-se o ressoador série $C_2 L_2$, mostrado na Fig. 3-4, por uma caixa-preta, que representa o inversor de impedância necessário para converter o ressoador série $C_2 L_2$ em um ressoador paralelo $C_1 L_1$, ao custo de alterar o valor da impedância de saída, como visto anteriormente. Nas Fig. 3-11(b) e (c) substitui-se a caixa-preta do inversor de impedância por seu respectivo circuito elétrico equivalente, de acordo com a Fig. 3-7 e a Fig. 3-8, respectivamente, com o objetivo de obter um circuito composto por elementos reais, possível de ser construído, utilizando capacitores, indutores e resistores - caso ilustrado na Fig. 3-11(c).

$K_{1,2}$ é calculado, como visto na seção 3.3 e na seção 3.4, usando (3.3.4) ou (3.4.2) e os valores de (3.2.9):

$$K_{1,2} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \approx \sqrt{\frac{545,1nH}{579,4pF}} = \sqrt{\frac{545,1 \cdot 10^{-9} H}{579,4 \cdot 10^{-12} F}} \approx 30,66 \frac{H}{F} = 30,66\Omega \tag{3.5.1}$$

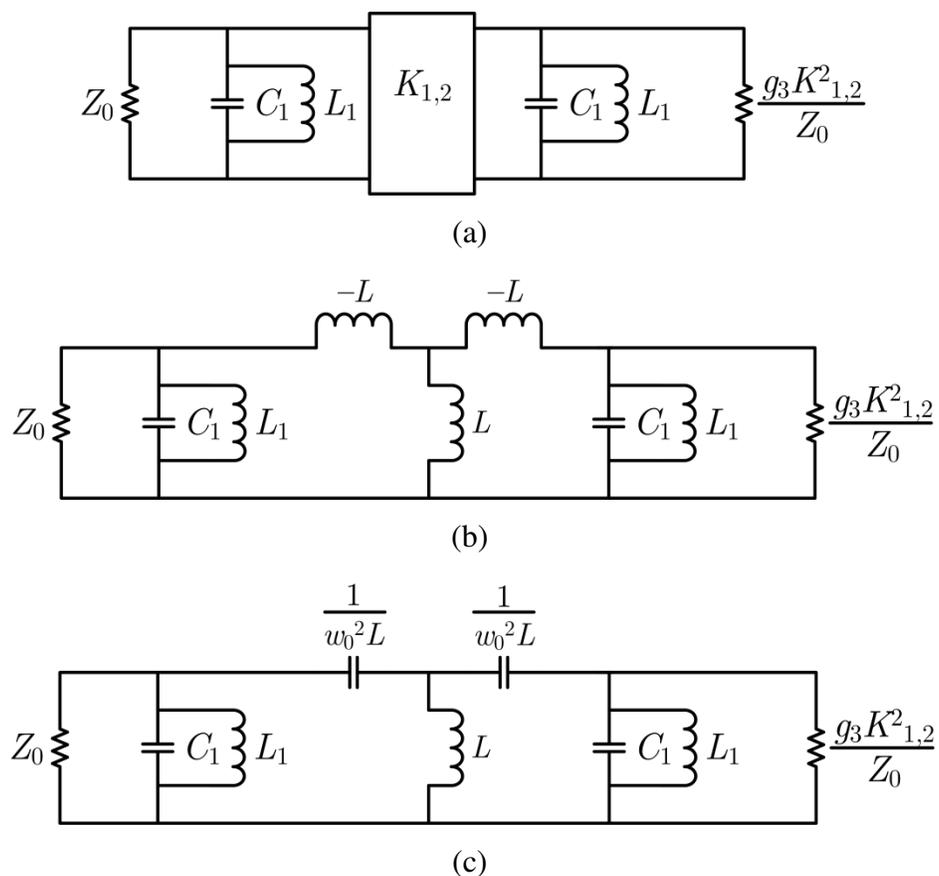
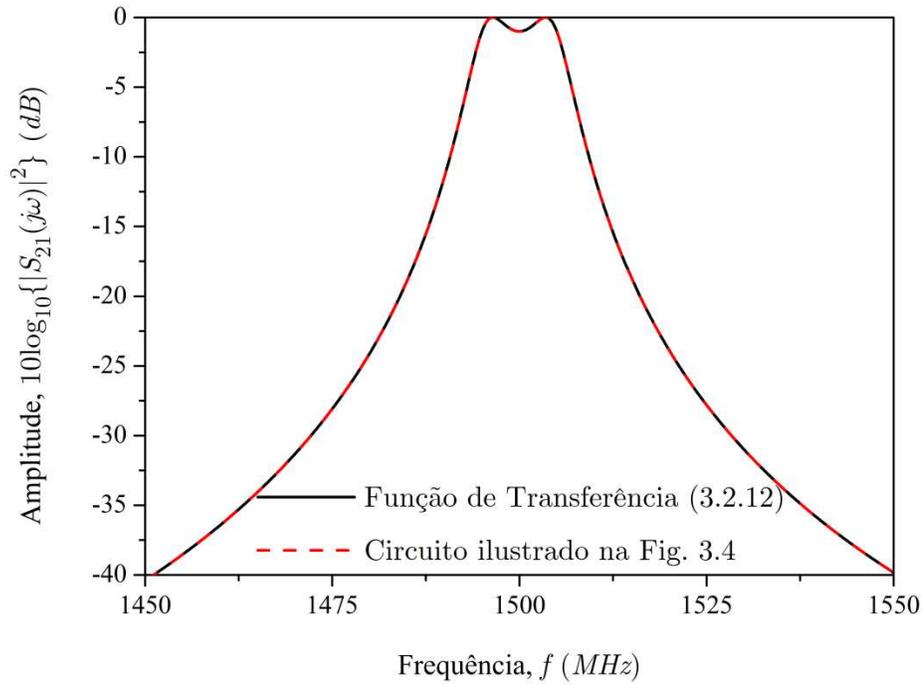
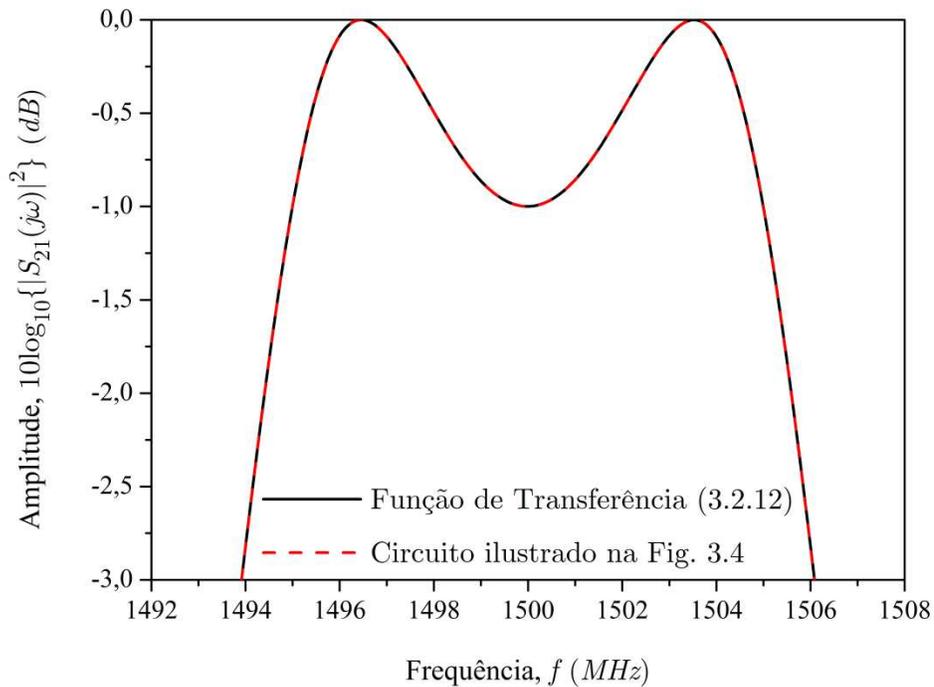


Fig. 3-11 - Circuito elétrico da Fig. 3-4 modificado (a) com o uso de inversores de impedância, (b) substituindo os inversores de impedância pelo circuito adequado da Fig. 3-7 e (c) substituindo os inversores de impedância pelo circuito adequado da Fig. 3-8.

A Fig. 3-12 ilustra a resposta em frequência para a equação (3.2.12) e os circuitos da Fig. 3-4, da Fig. 3-11(b) e Fig. 3-11(c). Observa-se, tanto na banda passante quanto na banda de rejeição, que os circuitos que usam inversores de impedância apresentam diferenças em relação às respostas da função de transferência e do circuito sem os inversores. Isto acontece, como já citado, pelo fato de que os inversores são ideais em apenas uma única frequência; fora desta, a inversão ocorre com alguma variação. Por outro lado, por tratar-se de um filtro de faixa estreita, as diferenças observadas são bastante reduzidas.



(a)



(b)

Fig. 3-12 - Resposta em frequência da magnitude para a função de transferência (3.2.12), o circuito elétrico ilustrado na Fig. 3-4, cujos elementos têm os valores dados em (3.2.9), e os circuitos elétricos ilustrados na Fig. 3-11(c) e Fig. 3-11(d), cujos elementos têm os valores dados em (3.2.9), (3.3.4) e na Fig. 3-7(a) e na Fig. 3-8(a), respectivamente. (a) Visão Geral. (b) Detalhe da banda passante.

3.6 Conversão do circuito passa-faixa do modelo de circuito de parâmetros concentrados para o modelo de parâmetros distribuídos

Como visto na seção 3.5, consegue-se chegar a um circuito elétrico composto por capacitores, indutores e resistores capaz de implementar a função de transferência passa-faixa (3.2.12). Porém, para a faixa de frequência na qual se deseja implementar o filtro, isto é impossível, porque, em frequência de micro-ondas, os elementos de parâmetros concentrados deixam de se comportar como tal. Todos - capacitores, indutores e resistores - têm um funcionamento diferente do esperado, e a resposta em frequência do circuito elétrico ilustrado na Fig. 3-11 é diferente do desejado.

Para resolver este problema, é necessário construir o filtro usando o conceito de elementos de parâmetros distribuídos.

O requisito fundamental para que isto seja possível é ter todos os ressoadores compostos por elementos LC iguais, o que foi obtido via inversores de impedância. Se estes ressoadores são iguais, pode-se substituí-los por elementos ressoantes em frequência de micro-ondas iguais entre si - se se têm linhas de micro-fita em formato de U - *hairpin* - estas deverão estar sobre o mesmo substrato e ter o mesmo comprimento; se se tem cerâmicas dielétricas, estas deverão ter as mesmas dimensões e as mesmas características eletromagnéticas, e assim por diante. O fundamental aqui é que o elemento ressoante seja o mesmo para todos os ressoadores paralelos do circuito ilustrado na Fig. 3-11.

Como visto na seção 3.4, e ilustrado na Fig. 3-9, a caixa-preta do inversor de impedância tem um acoplamento eletromagnético equivalente. Enquanto que o valor da impedância do inversor é calculado usando equações do tipo (3.3.4) e (3.4.2), o valor do coeficiente de acoplamento equivalente a esta impedância é calculado usando (3.4.4). Sabendo-se o valor desejado do coeficiente de acoplamento, faz-se o procedimento de simulação descrito na seção 3.4 e determina-se um gráfico de acoplamento versus separação entre os ressoadores, o que permite determinar a distância entre os mesmos que leva ao acoplamento calculado. O valor do acoplamento equivalente ao inversor (3.5.1) é

$$k_{1,2} = \frac{BW_{A_p, Hz}}{f_0} \sqrt{\frac{1}{g_1 g_2}} = \frac{10 \cdot 10^6}{1500 \cdot 10^6} \sqrt{\frac{1}{g_1 g_2}} \approx \frac{10 \cdot 10^6}{1500 \cdot 10^6} \sqrt{\frac{1}{1,8219 \cdot 0,6850}} \approx 0,0059675 \quad (3.6.1)$$

A distância associada a este acoplamento será determinada no Capítulo 5.

Capítulo 4

Coleta dos Dados Experimentais

"As pessoas formam sua opinião baseadas na média; os Engenheiros, na média e no desvio padrão." Prof. Dr. Ivanil Sebastião Bonatti, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Este Capítulo trata da coleta estatística dos dados experimentais. Ênfase é dada a análise estatística via a $6-\sigma$ como forma de obterem-se resultados confiáveis com o menor número de medições/repetições necessárias para caracterizar o objeto de estudo.

4.1 Determinação da frequência de ressonância e da tangente de perdas das cerâmicas

Analisaram-se quatro cerâmicas dielétricas com permissividade elétrica relativa, ϵ_r , diferentes entre si.

Os dados fornecidos pelo fabricante estão listados na Tabela 4-1.

Tabela 4-1 - Cerâmicas com diferentes valores de ϵ_r . $\tan(\delta)$ é a tangente de perdas dos materiais.

Amostra	ϵ_r (adm)	$\tan(\delta)$ (adm)	Diâmetro (mm)	Altura (mm)	Frequência (MHz) para obtenção de ϵ_r e $\tan(\delta)$
1	141	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$15,50 \pm 0,01$	$8,695 \pm 0,007$	2134
2	51	$3,1 \cdot 10^{-3}$	$17,48 \pm 0,04$	$7,84 \pm 0,05$	3597
3	155	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$14,79 \pm 0,02$	$8,927 \pm 0,005$	2050
4	91	$4,9 \cdot 10^{-3}$	$15,83 \pm 0,03$	$8,85 \pm 0,02$	2603

A partir da análise destes resultados, optou-se por trabalhar com ϵ_r da ordem de 100, e obtiveram-se quatro cerâmicas, cujos dados estão listados na Tabela 4-2.

Tabela 4-2 - Cerâmicas com valores de ϵ_r iguais entre si.

Amostra	ϵ_r (adm)	$\tan(\delta)$ (adm)	Diâmetro (mm)	Altura (mm)	Frequência (MHz) para obtenção de ϵ_r e $\tan(\delta)$
1	99	5.10^{-3}	$30,33 \pm 0,01$	$10,393 \pm 0,002$	2748
2			$30,60 \pm 0,03$	$10,411 \pm 0,002$	
3			$30,27 \pm 0,01$	$10,38 \pm 0,02$	
4			$30,61 \pm 0,03$	$10,41 \pm 0,01$	

O fabricante determina os parâmetros ϵ_r e $\tan(\delta)$ excitando o modo fundamental da cerâmica usando uma linha de microfita; a partir do pico de $|S_{11}(j\omega)|$ medido, determinam-se ambos via simulação, reproduzindo o ambiente de medição em um simulador e buscando obter a mesma resposta $|S_{11}(j\omega)|$ medida. ϵ_r é determinado fazendo os picos coincidirem na mesma frequência através da variação de ϵ_r na simulação; $\tan(\delta)$ é obtida variando a mesma, na simulação, até que o nível do pico medido e simulado de $|S_{11}(j\omega)|$ sejam iguais; neste momento, aplica-se a relação

$$Q = \frac{1}{\tan(\delta)} = \frac{\Delta f_{3dB}}{f_0} \rightarrow \tan(\delta) = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (4.1.1)$$

onde Δf_{3dB} representa os valores das frequências f_1 e f_2 , uma à esquerda e outra à direita de f_0 , 3dB acima do nível de $|S_{11}(j\omega)|$ em f_0 .

Como se opera em uma frequência diferente daquela na qual os dados ϵ_r e $\tan(\delta)$ foram fornecidos, e os métodos usados para determinar ambos são bastante diferentes, optou-se por fazer um estudo mais detalhado das cerâmicas para determinar o valor de ϵ_r e da $\tan(\delta)$, assunto tratado na próxima seção.

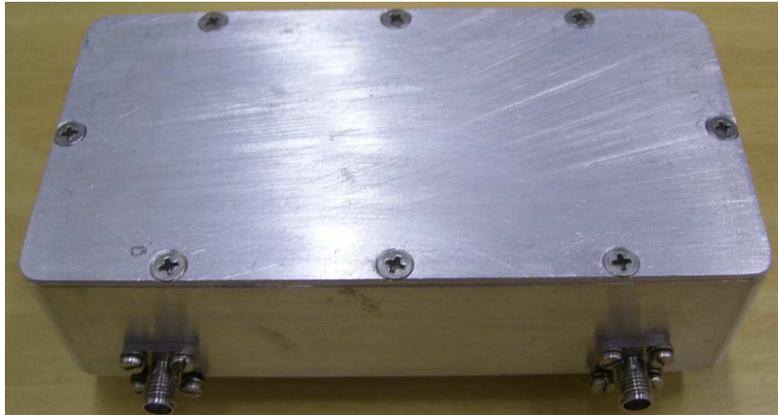
4.1.1 Análise via 6- σ

Para determinar de modo bem fundamentado a frequência de ressonância das cerâmicas no ambiente em que as mesmas serão usadas, usou-se o conjunto de metodologias de análise 6- σ , que permite a caracterização estatística de variáveis com base na execução de medidas preparadas e executadas de modo a determinar parâmetros relevantes para a análise em questão, o que permite determinar quais devem ser controladas e quais são irrelevantes e, a partir daí, determinar estatisticamente variáveis de interesse. Toda

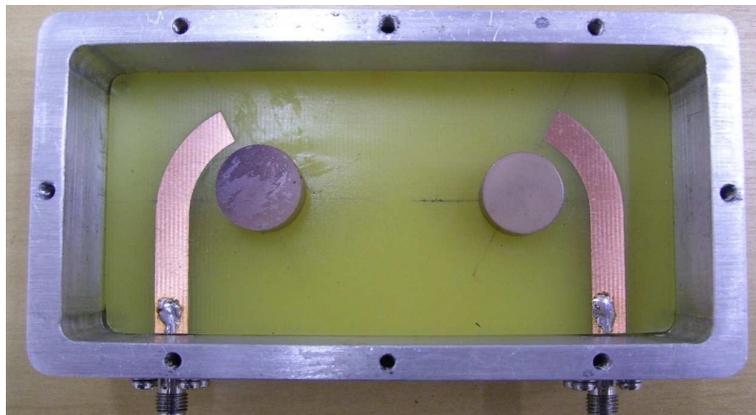
a análise 6- σ desta seção segue [36]; a análise de erros segue [37-38]. Todas as conclusões desta seção são verdadeiras, com uma chance de serem incorretas de, no máximo, 5%.

Determinação de parâmetros relevantes

O passo fundamental na determinação de parâmetros relevantes para uma análise estatística consiste no próprio objeto de estudo, que inclui aquilo que se deseja medir e eventuais interferências que possam alterar o mesmo. A Fig. 4-1 mostra o ambiente no qual a frequência de ressonância será medida.



(a)



(b)

Fig. 4-1 - Detalhes do protótipo construído. (a) Protótipo fechado. (b) Detalhes internos.

Na Fig. 4-1, a caixa é feita de alumínio, os conectores de alimentação são do tipo SMA, a placa onde as cerâmicas estão suspensas é de fibra de vidro e as trilhas são de cobre. Não há cobre no outro lado da placa de fibra de vidro para reduzir as perdas introduzidas pela mesma. Se a placa fosse dupla-face, ter-se-ia mais campo preso na mesma, que por ter uma tangente de perdas não nula, produziria certa quantidade de perdas; com a placa sem cobre na parte oposta à mostrada na imagem, há menos campo concentrado na mesma, e mais campo no ar, que possui baixas perdas; isto tudo reduz as perdas introduzidas pela

placa, ao custo de ser necessário alargar as trilhas de alimentação para ter-se um casamento adequado com os coaxiais dos conectores SMA, que têm impedância igual a 50Ω .

Por inspeção do método de medida adotado, determinou-se que as variáveis que podem interferir na frequência de ressonância são aquelas listadas na Tabela 4-3. Seguindo a metodologia $6-\sigma$, atribui-se a essas variáveis apenas dois níveis, os mais abstratos possíveis. Observe a aleatoriedade das combinações e as variações nos valores da frequência de ressonância medida.

As variáveis *Pastilha 1* e *Pastilha 2* foram criadas para poder-se usar quatro cerâmicas, numeradas de um a quatro, de modo que as combinações ímpar/menor e ímpar/maior implicam cerâmicas números um e três, e as combinações par/menor e par/maior implicam cerâmicas dois e quatro, respectivamente. A numeração das mesmas foi feita de modo aleatório.

A variável *Lado* refere-se à face da cerâmica apoiada sobre o substrato de fibra de vidro. As quatro cerâmicas receberam lado A e lado B de modo aleatório.

A variável *Cola* indica se a cerâmica recebe uma camada de cola branca para ser fixada à placa de fibra de vidro ou se a cerâmica é apenas colocada sobre a placa.

A variável *Distância* recebe os valores possíveis perto e longe; na prática, estes valores são a distância entre a trilha de alimentação e a borda do ressoador, e os valores reais são 1mm e 3mm .

As variáveis *Tampa* e *Parafuso* referem-se ao fato de usar-se ou não a tampa e os oito parafusos, como se pode observar na Fig. 4-1(a) - com tampa e com parafusos- e na Fig. 4-1(b) - sem tampa e sem parafusos. Há a possibilidade de ter-se a combinação com tampa e sem parafusos; a combinação sem tampa com parafusos foi descartada, e a medida realizada sem ambas, pelo fato de que esta combinação não faz sentido do ponto de vista prático.

Como se tem sete variáveis com dois níveis cada, se tem um total de $2^7=128$ medidas; normalmente, realiza-se mais de uma medida com a mesma combinação de dados, então ter-se-ia 256 ou até 384 medidas. Realizaram-se 64. Isto é possível porque se optou por usar uma simplificação no modelo de análise, e usaram-se $2^{7-5}=32$ combinações, realizando duas medidas para a mesma combinação de parâmetros, o que totaliza de 64 medidas. Esta simplificação, típica em análises $6-\sigma$, garante um modelo com 76,6% de eficiência, a um custo de execução de quatro a seis vezes menor. Como o objetivo desta análise inicial é ter uma idéia das variáveis que influenciam a medição da frequência de ressonância e não o de caracterizar o sistema como um todo, esta simplificação é adequada.

Tabela 4-3 - Variáveis para a coleta de dados aleatória para a análise de fatores que influenciam a medição da frequência de ressonância das cerâmicas.

Ordem Padrão	Ordem de Execução	Pastilha 1	Pastilha 2	Lado	Cola	Distância	Tampa	Parafusos	Frequência (MHz)
33	1	Ímpar	Menor	A	Sim	Perto	Não	Não	1311,41
48	2	Par	Maior	B	Não	Perto	Não	Sim	1362,41
55	3	Ímpar	Maior	B	Sim	Longe	Não	Não	1311,13
59	4	Ímpar	Maior	A	Não	Longe	Não	Sim	1310,94
23	5	Ímpar	Maior	B	Sim	Longe	Não	Não	1312,34
57	6	Ímpar	Menor	A	Não	Longe	Sim	Não	1323,77
49	7	Ímpar	Menor	A	Sim	Longe	Não	Sim	1312,06
8	8	Par	Maior	B	Sim	Perto	Sim	Não	1375,91
25	9	Ímpar	Menor	A	Não	Longe	Sim	Não	1324,72
15	10	Ímpar	Maior	B	Não	Perto	Sim	Não	1322,75
50	11	Par	Menor	A	Sim	Longe	Sim	Não	1366,63
5	12	Ímpar	Menor	B	Sim	Perto	Sim	Não	1325,75
56	13	Par	Maior	B	Sim	Longe	Sim	Sim	1377,50
37	14	Ímpar	Menor	B	Sim	Perto	Sim	Não	1326,78
42	15	Par	Menor	A	Não	Perto	Não	Não	1354,06
24	16	Par	Maior	B	Sim	Longe	Sim	Sim	1384,34
53	17	Ímpar	Menor	B	Sim	Longe	Sim	Sim	1329,22
45	18	Ímpar	Menor	B	Não	Perto	Não	Sim	1316,66
64	19	Par	Maior	B	Não	Longe	Não	Não	1370,09
32	20	Par	Maior	B	Não	Longe	Não	Não	1369,81
27	21	Ímpar	Maior	A	Não	Longe	Não	Sim	1314,78
17	22	Ímpar	Menor	A	Sim	Longe	Não	Sim	1315,44
7	23	Ímpar	Maior	B	Sim	Perto	Não	Sim	1315,06
18	24	Par	Menor	A	Sim	Longe	Sim	Não	1372,53
38	25	Par	Menor	B	Sim	Perto	Não	Sim	1355,00
39	26	Ímpar	Maior	B	Sim	Perto	Não	Sim	1315,81
40	27	Par	Maior	B	Sim	Perto	Sim	Não	1383,59
44	28	Par	Maior	A	Não	Perto	Sim	Sim	1377,03
46	29	Par	Menor	B	Não	Perto	Sim	Não	1364,75
29	30	Ímpar	Menor	B	Não	Longe	Não	Não	1316,19
12	31	Par	Maior	A	Não	Perto	Sim	Sim	1377,03
28	32	Par	Maior	A	Não	Longe	Sim	Não	1377,13
14	33	Par	Menor	B	Não	Perto	Sim	Não	1365,59
31	34	Ímpar	Maior	B	Não	Longe	Sim	Sim	1326,69
51	35	Ímpar	Maior	A	Sim	Longe	Sim	Não	1326,97
26	36	Par	Menor	A	Não	Longe	Não	Sim	1358,47
16	37	Par	Maior	B	Não	Perto	Não	Sim	1369,63
30	38	Par	Menor	B	Não	Longe	Sim	Sim	1366,44
62	39	Par	Menor	B	Não	Longe	Sim	Sim	1366,16
34	40	Par	Menor	A	Sim	Perto	Sim	Sim	1371,41
36	41	Par	Maior	A	Sim	Perto	Não	Não	1365,13
58	42	Par	Menor	A	Não	Longe	Não	Sim	1361,09
4	43	Par	Maior	A	Sim	Perto	Não	Não	1368,22
10	44	Par	Menor	A	Não	Perto	Não	Não	1360,25
19	45	Ímpar	Maior	A	Sim	Longe	Sim	Não	1327,25
1	46	Ímpar	Menor	A	Sim	Perto	Não	Não	1315,25
20	47	Par	Maior	A	Sim	Longe	Não	Sim	1367,66
60	48	Par	Maior	A	Não	Longe	Sim	Não	1382,47
3	49	Ímpar	Maior	A	Sim	Perto	Sim	Sim	1328,75
43	50	Ímpar	Maior	A	Não	Perto	Não	Não	1317,88
2	51	Par	Menor	A	Sim	Perto	Sim	Sim	1374,50
61	52	Ímpar	Menor	B	Não	Longe	Não	Não	1318,34
22	53	Par	Menor	B	Sim	Longe	Não	Não	1356,50
9	54	Ímpar	Menor	A	Não	Perto	Sim	Sim	1323,78
54	55	Par	Menor	B	Sim	Longe	Não	Não	1349,94
21	56	Ímpar	Menor	B	Sim	Longe	Sim	Sim	1329,69
63	57	Ímpar	Maior	B	Não	Longe	Sim	Sim	1323,78
47	58	Ímpar	Maior	B	Não	Perto	Sim	Não	1323,50
6	59	Par	Menor	B	Sim	Perto	Não	Sim	1350,22
35	60	Ímpar	Maior	A	Sim	Perto	Sim	Sim	1326,41
13	61	Ímpar	Menor	B	Não	Perto	Não	Sim	1316,94
52	62	Par	Maior	A	Sim	Longe	Não	Sim	1365,13
41	63	Ímpar	Menor	A	Não	Perto	Sim	Sim	1326,59
11	64	Ímpar	Maior	A	Não	Perto	Não	Não	1313,84

Destaque-se o fato de que, dentre as combinações possíveis para sete variáveis, esta é a que apresenta o melhor coeficiente de eficiência; o fato de se ter sete fatores é necessário, mas a simplificação foi escolhida de modo a se ter o mais alto grau de eficiência possível. Se fosse usado outro tipo de simplificação, as eficiências estariam entre 12,5% e 50% [36].

Um fato importante sobre a coleta dos dados é que a mesma deve ser realizada sempre removendo as variáveis e colocando-as de volta ao ambiente antes de cada medida, ainda que a combinação das variáveis seja igual à da medida anterior. Isto busca garantir que eventuais variações provocadas pelo executor do teste sejam levadas em conta na análise, de modo que, por exemplo, a variável *Distância* perto não seja sempre exatamente 1mm, mas oscile entre 0,9mm e 1,1mm, por exemplo, ao longo das medidas, de modo que, no geral, essa variação seja compensada.

O resumo dos resultados desta análise está ilustrado na Fig. 4-2.

Na Fig. 4-2(a), têm-se os gráficos de resíduo normalizado para a frequência de ressonância medida; resíduo normalizado é definido como o valor real da variável, subtraído da média dos dados coletados, dividindo este resultado pelo desvio padrão dos dados coletados.

A informação mostrada no gráfico *Normal Probability Plot* mostra se os resíduos dos dados seguem uma distribuição normal. Quanto mais os pontos, que representam os resíduos normalizados das frequências medidas, estiverem alinhados com a reta, mais a distribuição dos resíduos é normal, o que é esperado se a coleta dos dados é completamente aleatória.

Por inspeção, há uma grande concordância entre os pontos e a reta, o suficiente para, em uma análise exploratória como a executada, permitir concluir que a coleta de dados foi realizada de forma aleatória, característica fundamental para a validade deste estudo.

A informação mostrada no gráfico *Histogram* é a mesma do gráfico *Normal Probability Plot*, com uma visualização diferente. Histogramas podem levar a conclusões enganosas, já que é possível controlar a quantidade de colunas, que equivalem a certo conjunto de dados. O gráfico anterior é mais confiável.

A informação mostrada no gráfico *Versus Fit* busca mostrar como estão distribuídos os valores reais dos dados coletados, e a distribuição dos mesmos em relação ao resíduo normalizado. Fica bem claro que em torno de 1320MHz há dois conjuntos de dados bem distintos, com uma distribuição que oscila igualmente entre os resíduos normalizados positivos e negativos, bem confinados, aproximadamente, entre dois resíduos normalizados. Cada um desses conjuntos representa uma cerâmica, digamos, por exemplo, as número um e dois.

Já entre 1350MHz e 1380MHz o espalhamento dos dados é bem mais amplo, tanto em frequência quanto em resíduo normalizado, e é impossível separar uma cerâmica da outra, digamos, por exemplo, as números três e quatro.

A informação mostrada em *Versus Order* mostra os resíduos normalizados em função da ordem em que as medidas foram executadas. O importante neste gráfico é que os dados não sigam nenhuma tendência, e distribuam-se aleatoriamente, e mais ou menos na mesma proporção, em torno do resíduo normalizado nulo. Isto ocorre claramente, e reforça o fato de que a coleta dos dados foi executada de ordem aleatória e com qualidade. Um exemplo típico em que há uma tendência que invalida a coleta dos dados ocorre quando os dados seguem uma reta com inclinação positiva ou negativa; este comportamento é típico de variáveis que variam com a temperatura, e cuja coleta foi realizada antes que a mesma se estabilizasse.

Na Fig. 4-2(b), se tem finalmente o resultado final da análise: a determinação de quais são os fatores que influenciam a medida da frequência de ressonância. O gráfico *Pareto Chart for Standardized Effects* mostra o efeito normalizado, uma variável interna do método, que variáveis isoladas e combinações das mesmas tem sobre a variável em análise. Efeitos à direita da linha traçada no eixo efeito normalizado igual a 2,04 são relevantes, e os efeitos à esquerda não são.

Espera-se que *Pastilha 1 (Fator A)* e *Pastilha 2 (Fator B)* sejam relevantes, dado que, de acordo com a Tabela 4-2, as cerâmicas de um a quatro têm dimensões diferentes, e isto tem influência direta na frequência de ressonância. Todos os outros parâmetros, por outro lado, devem ser analisados.

À direita da linha, se tem como fator isolado apenas *Tampa (Fator F)*, e como fatores combinados *Pastilha 1 (Fator A)* e *Pastilha 2 (Fator B)* e *Tampa (Fator F)* e *Cola (Fator D)*. A Tampa (Fator F) é indiscutivelmente um fator relevante. A combinação *Pastilha 1 (Fator A)* e *Pastilha 2 (Fator B)* era esperada, pelas razões já expostas. A combinação *Tampa (Fator F)* e *Cola (Fator D)* precisa ser avaliada com atenção. Sabe-se que *Tampa (Fator F)* é extremamente relevante; porém, *Cola (Fator D)*, não o é. A conclusão aqui é que a *Tampa (Fator F)* influenciou muito o resultado da combinação *Tampa (Fator F)* e *Cola (Fator D)* e, portanto, esta combinação não será considerada relevante.

Como conclusão deste estudo, temos:

- Os dados foram coletados adequadamente;
- Como esperado, a cerâmica interfere na medida da frequência de ressonância;
- *Tampa* é um fator relevante na determinação da frequência de ressonância. Como o filtro funcionará com a tampa fechada, as medidas serão realizadas com a tampa.
- *Lado*, *Cola*, *Distância* e *Parafusos* são irrelevantes na determinação da frequência de ressonância.
- De modo arbitrário
 - Fixa-se $Lado=B$;

- Não se usa *Cola*;
- Mantém-se *Distância* próxima de 1mm ;
- Não se usam *Parafusos*.

Não usar *Cola* nem *Parafusos* economizará muito tempo na realização das próximas medidas.

Determinação da frequência de ressonância

Uma vez determinados os fatores relevantes na determinação da frequência de ressonância, parte-se para a caracterização da mesma. Espera-se que esta siga uma distribuição normal. Para avaliar esta afirmação, deve-se realizar um número de medidas da frequência de ressonância entre 30 e 100 [36]. Como se trata de um trabalho com objetivo de obter dados substanciados definitivos, optou-se por realizar 100 medidas. A tabela com a ordem das mesmas não será mostrada por questão de ordem prática.

Como se precisara de duas cerâmicas para fazer o filtro escolhe-se as duas cujas frequências de ressonância sejam as mais próximas possíveis. Pela análise anterior, conclui-se que estas são as cerâmicas um e três. Novamente, a coleta dos dados deve ser aleatória e deve ser realizada sempre removendo as variáveis e colocando-as de volta ao ambiente antes de cada medida, ainda que a combinação das variáveis seja igual à da medida anterior. A única variável para esta análise será a cerâmica; todos os demais parâmetros relevantes serão mantidos fixos, ou seja, será usada a *Tampa* e os parâmetros irrelevantes serão definidos, de modo arbitrário, como:

- Fixa-se $Lado=B$;
- Não se usa *Cola*;
- Mantém-se *Distância* próxima de 1mm ;
- Não se usam *Parafusos*.

A Fig. 4-3 mostra a montagem para a medida da frequência de ressonância. Dentro da caixa metálica, cujo interior está mostrado na Fig. 4-1(b), tem-se apenas uma cerâmica e não duas como mostradas na mesma Fig. 4-1(b).

O primeiro pico que aparece na tela superior do analisador de redes vetorial corresponde a frequência do modo fundamental do conjunto caixa e cerâmica, e o segundo pico mostra o primeiro modo de ordem superior, assunto a ser abordado mais à frente neste trabalho. Para esta parte do estudo, está-se interessado na frequência do primeiro pico.

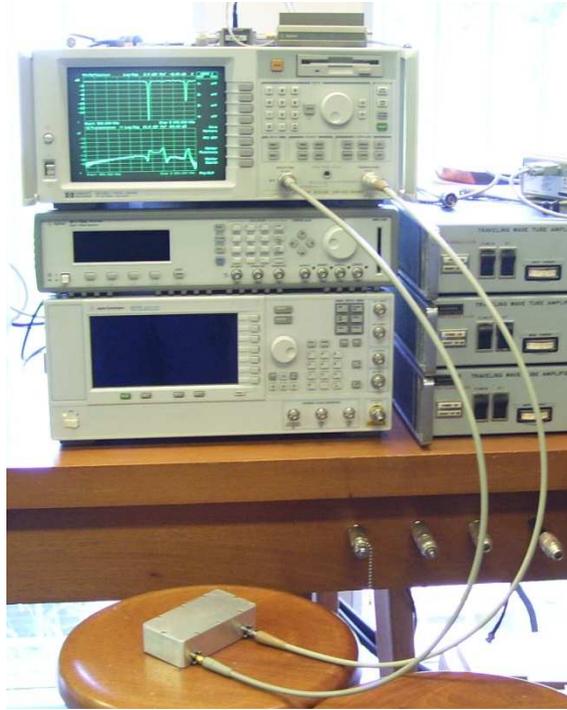
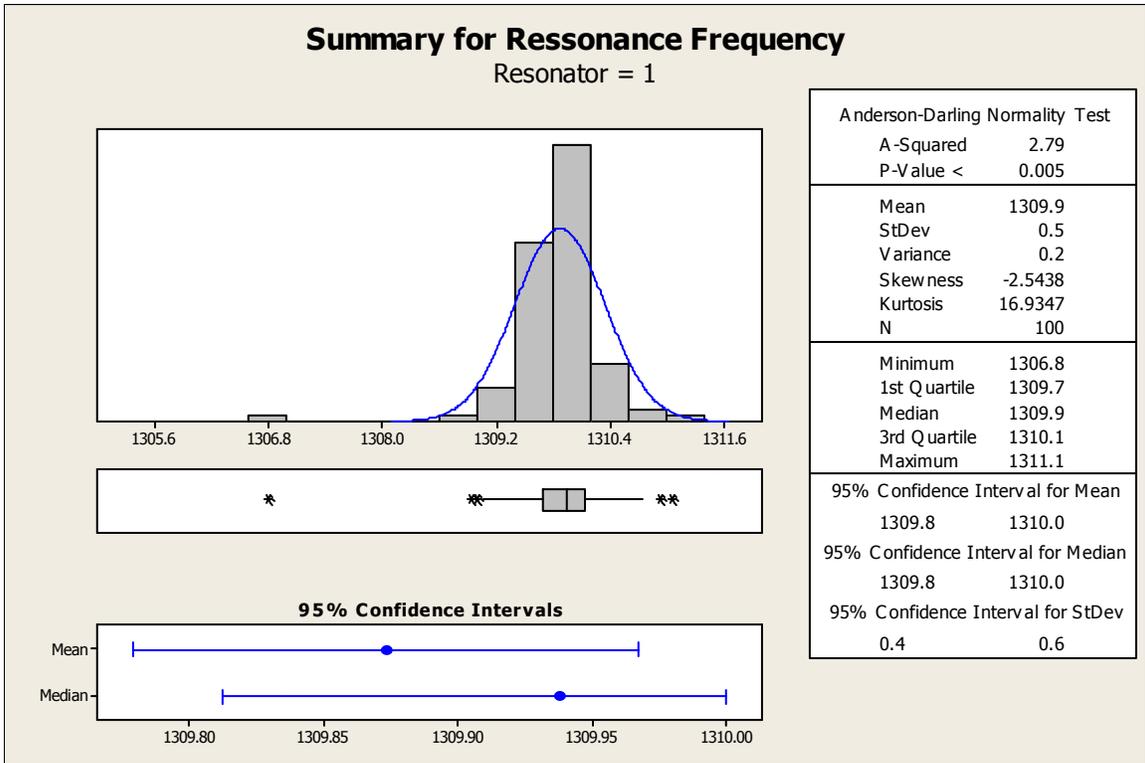


Fig. 4-3 - Medida de $|S_{11}(j\omega)|$ para uma cerâmica. Em relação à Fig. 4-1(a), há uma cerâmica dentro da caixa.

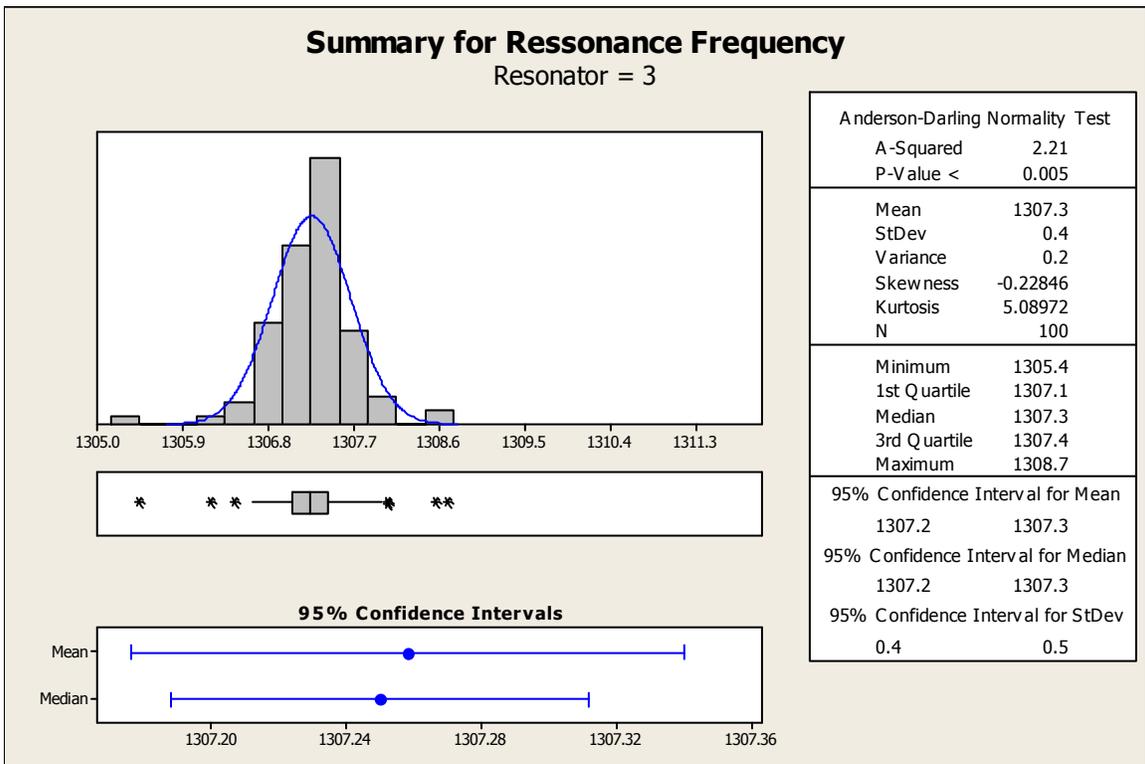
A Fig. 4-4 mostra os resultados das medidas para as cerâmicas um (a) e três (b). Como dito anteriormente, o histograma e, neste caso, a linha em torno dele, podem levar a uma conclusão enganosa sobre a distribuição da variável. Pelos histogramas, a distribuição é aparentemente normal para ambas as cerâmicas.

Há dois dados, porém, mostrados na Fig. 4-4, que dão significado matemático a essa impressão: os parâmetros *A-Squared* e *P-Value*. Ambos são números que buscam avaliar se determinado conjunto de dados tem ou não distribuição normal. Quanto menor *P-Value*, e de modo equivalente, quanto maior *A-Squared*, maior a probabilidade de a distribuição ser normal. O fato de que *P-Value* é menor que 0,005 para ambas as cerâmicas confirma que a distribuição dos dados coletados é normal.

Há outras informações importantes na Fig. 4-4. Média (*Mean*), Desvio Padrão (*StDev*) e Variância (*Variance*) tem o significado usual estatístico. *Skewness* é uma medida da assimetria da distribuição; *Kurtosis* é uma medida do achatamento do pico da distribuição; *N* é o número de medidas; Mínimo (*Minimum*), 1º Quartil (*1st Quartile*), Mediana (*Median*), 3º Quartil (*3rd Quartile*) e Máximo (*Maximum*) constituem outra maneira de mostrar os dados coletados, cuja representação gráfica encontra-se logo abaixo da distribuição normal, onde se vê claramente a presença de *outliers*, indicados por asteriscos. Na Fig. 4-4(a), se vê que as linhas deste diagrama ao lado da caixa têm aproximadamente o mesmo comprimento, mas que a mediana, a linha dentro da caixa, está deslocada para a direita.



(a)



(b)

Fig. 4-4 - Resumo dos dados da frequência de ressonância para o ressoador (a) um e (b) três.

Na Fig. 4-4(b), se vê que as linhas do diagrama ao lado da caixa têm aproximadamente o mesmo comprimento, e a mediana está bem centralizada na caixa. O número de *outliers* é equivalente em ambos os casos. A diferença visualizada nas medianas reflete-se nos valores observados de *Skewness* e de *Kurtosis*, que são bem menores na Fig. 4-4(b) que na Fig. 4-4(a), o que indica que a distribuição da Fig. 4-4(b) tem mais características de distribuição normal que a da Fig. 4-4(a), embora pelo critério do *P-Value* ambas sejam normais. Os intervalos de confiança de 95% (*95% Confidence Intervals*) para Média (*Mean*), Mediana (*Median*) e Desvio Padrão (*StDev*) têm o significado estatístico usual [37]. Há, por fim, a representação gráfica dos dois primeiros, que, a rigor, para uma distribuição normal, deveriam ser iguais.

Dado que a frequência de ressonância é uma variável com distribuição normal, pode-se representá-la por um valor médio e um desvio padrão. Estes são:

$$\begin{aligned} f_{r1} &= (1309,9 \pm 0,5) \text{ MHz} \\ f_{r3} &= (1307,3 \pm 0,4) \text{ MHz} \end{aligned} \quad (4.1.2)$$

Seguindo com a análise destes dados, tem-se na Fig. 4-5 um teste de normalidade aplicado aos dados coletados. A linha central representa uma distribuição perfeitamente normal, e as duas linhas laterais representam intervalos de confiança de $\pm 5\%$.

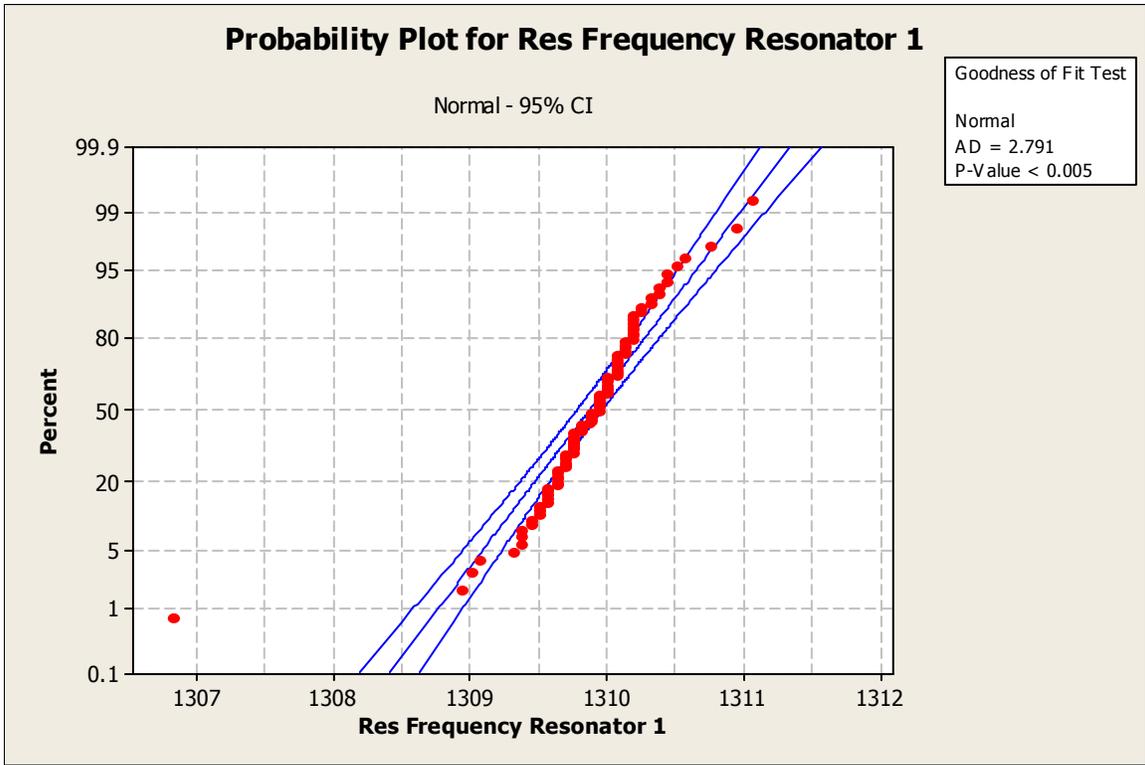
Observa-se que, dentre os 100 dados coletados, a maioria está concentrada dentro dos limites de $\pm 5\%$, o que comprova, novamente, que as frequência têm distribuição normal.

A qualidade do ajuste (*goodness of fit*) descreve quão bem um modelo estatístico se ajusta a um conjunto de observações. Este tipo de medida tipicamente resume a discrepância entre os valores observados e os valores esperados do modelo em questão.

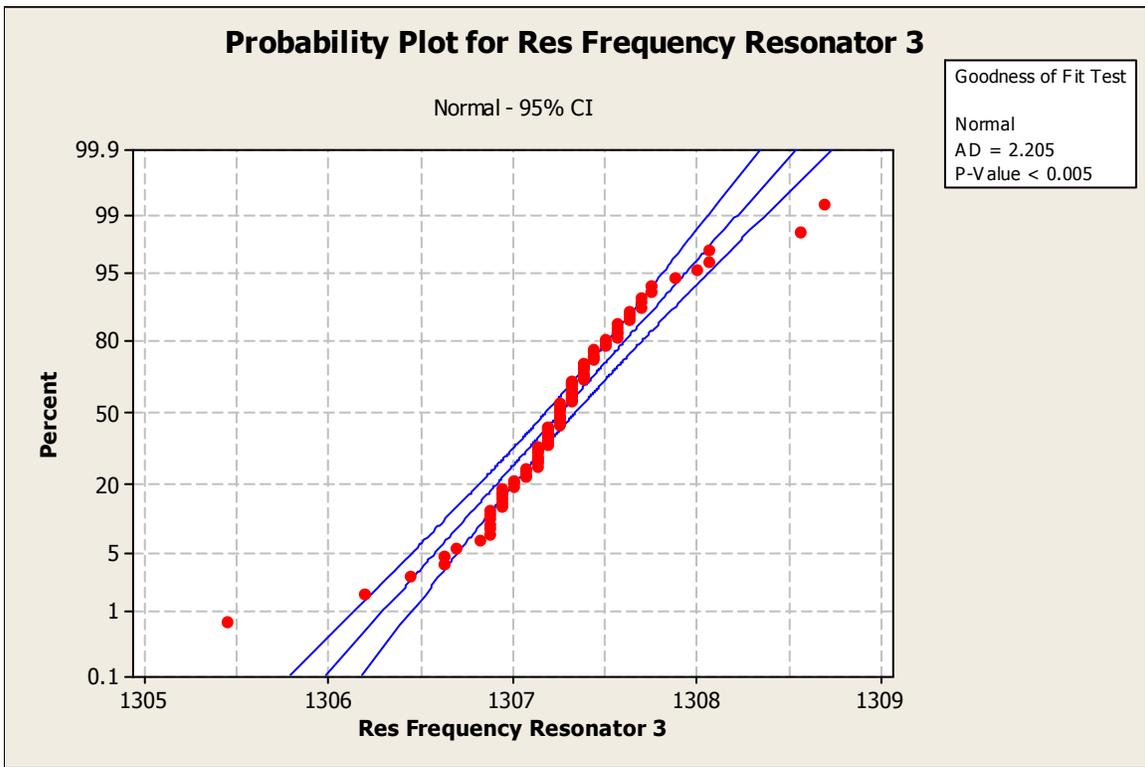
AD é a medida do teste de Ardenson-Darlington, que é uma forma de estimação por distância mínima, e uma das mais poderosas estatísticas para detectar afastamento de dados da distribuição normal. É baseado no conceito de que, dada uma distribuição hipotética, os dados podem ser transformados em uma distribuição uniforme. O valor de AD para a Fig. 4-5(a) é maior que o valor para a Fig. 4-5(b), o que indica, novamente, que a frequência da cerâmica três segue a distribuição normal melhor que a cerâmica um.

P-Value tem o mesmo significado descrito anteriormente, e, em ambas as figuras, confirmam a normalidade da distribuição, pois são menores que 0,005.

Dado que as frequência têm distribuição normal, o próximo passo é determinar se elas são estatisticamente iguais ou diferentes.



(a)



(b)

Fig. 4-5 - Análise de normalidade da frequência de ressonância para o ressoador (a) um e (b) três.

O primeiro passo para essa análise é determinar se as variâncias são iguais ou diferentes. Este resultado está mostrado na Fig. 4-6.

Um *F-Test* é qualquer teste estatístico no qual a estatística sob teste tem uma distribuição de Fisher se a hipótese nula é verdadeira. Interessa aqui o caso em que a hipótese sob teste é se o desvio padrão de duas populações com distribuição normal são iguais, e, portanto, são comparáveis na origem. É importante destacar que o *F-Test* é extremamente não robusto para dados não normais, mas este não é o caso em questão aqui, daí o fato de o *F-Test* ser uma boa medida para o que se deseja avaliar. O *Levene's Test* é uma estatística de avaliação usada para analisar a igualdade da variância de amostras distintas. Se o *P-Value* resultante de um *Levene's Test* é menor que um valor crítico, tipicamente 5%, a hipótese de que as variâncias sejam diferentes deve ser rejeitada, e conclui-se que há diferença na variância das amostras. O *Levene's Test* é mais geral que o *F-Test*. Para o tipo de variável que se está testando, o *F-test* é uma medida mais adequada que o *Levene's Test*; o *P-Value* do *F-Test* é 0,164, um valor muito grande. Isto mostra que as variâncias são iguais.

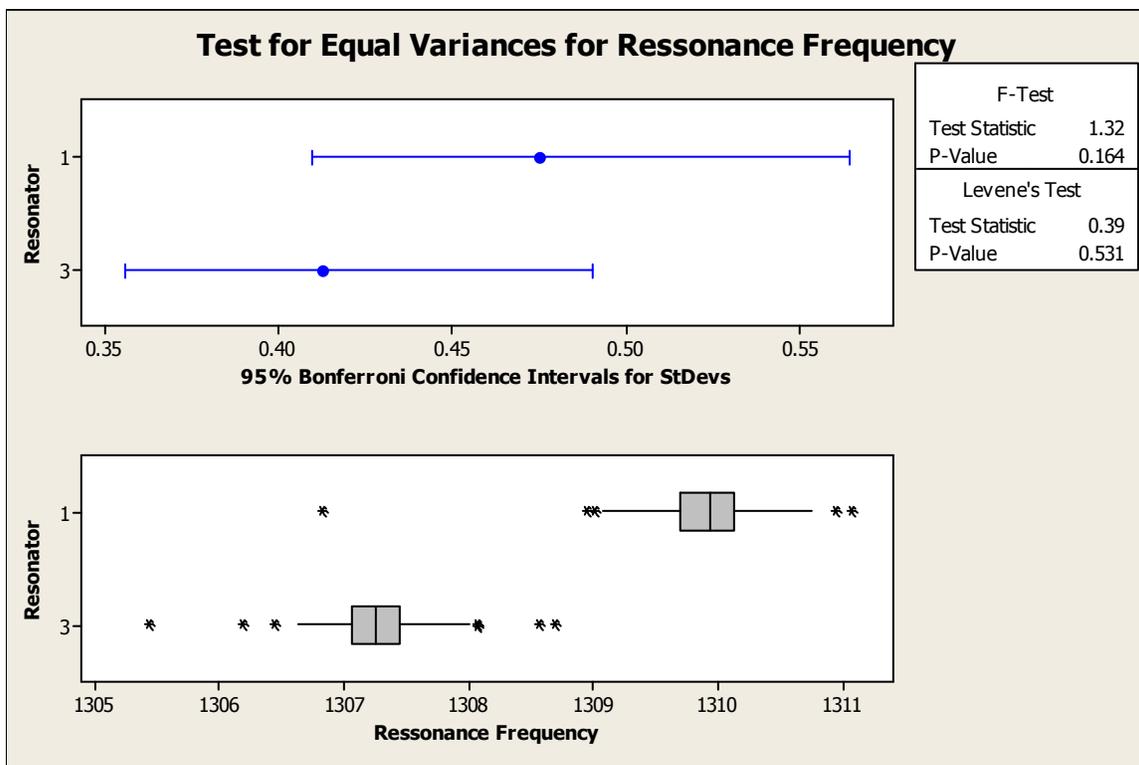


Fig. 4-6 - Teste para determinar se as variâncias dos ressoadores um e três são iguais.

O próximo passo é aplicar um teste de hipótese sobre as duas frequências, usando a informação de que as variâncias são iguais. Este resultado está na Fig. 4-7. Observe que o intervalo de confiança para que as frequências sejam consideradas estatisticamente iguais, representado por \bar{X} , está muito longe do ponto

H_0 , que representa a hipótese de as frequências serem iguais. Isto comprova que elas são estatisticamente diferentes.

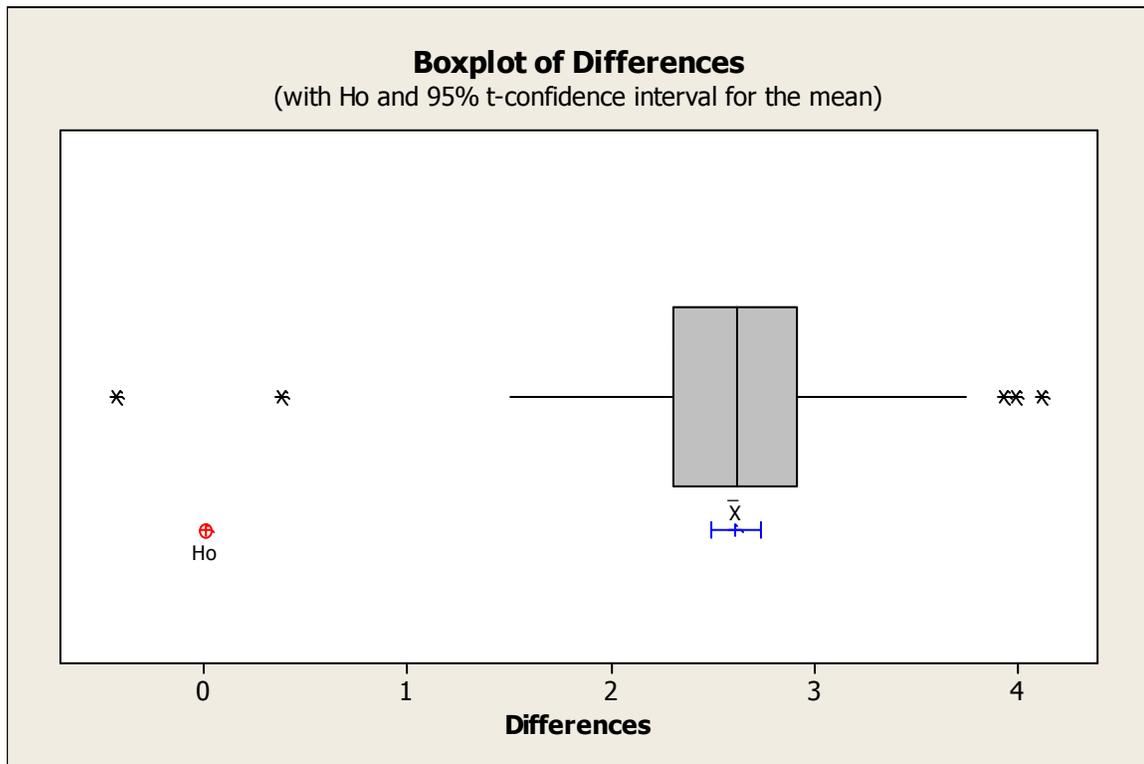


Fig. 4-7 - Teste de hipótese para determinar se as frequências de ressonância dos ressoadores um e três são iguais ou diferentes.

A Fig. 4-8 mostra visualmente a informação que se tem neste momento: as duas frequências são estatisticamente diferentes.

Esta visualização já havia sido mostrada na Fig. 4-4, mas não na mesma escala fato pelo qual se está repetindo a informação neste ponto. Na Fig. 4-8 fica bem clara a distinção dos conjuntos de dados, embora eles tenham a mesma distribuição normal.

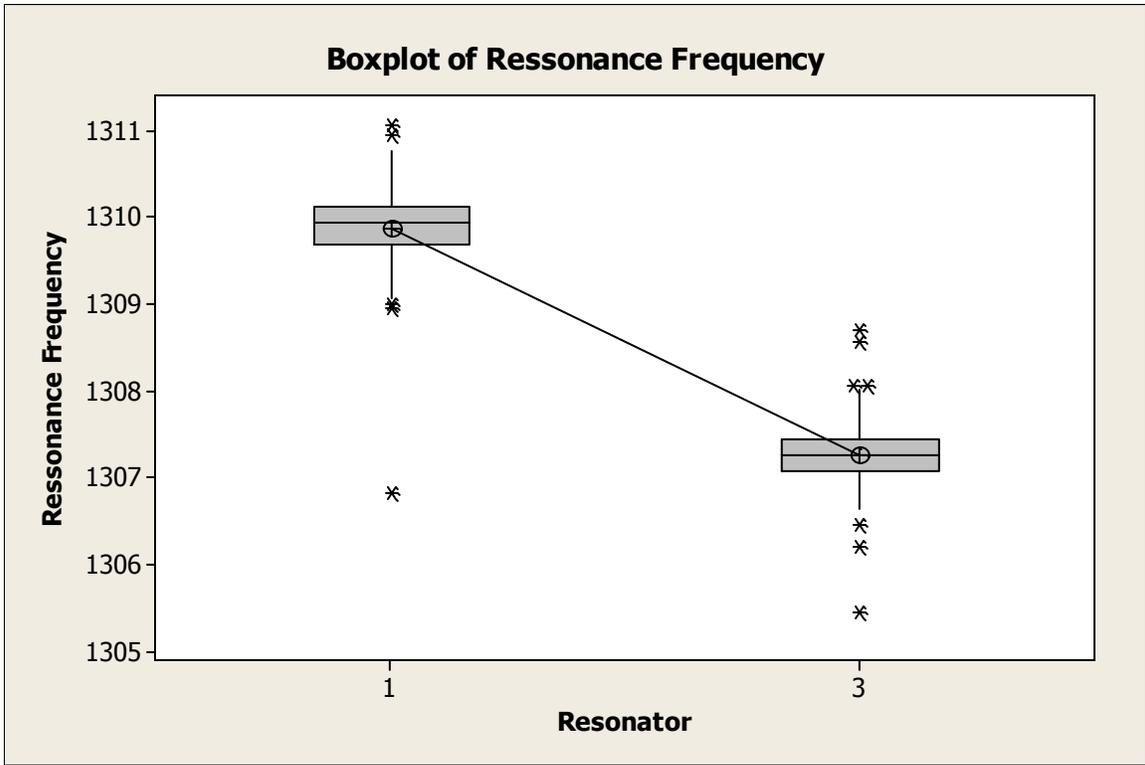


Fig. 4-8 - Comparação entre os dados da frequência de ressonância para os ressoadores um e três.

Capítulo 5

Resultados e Análise

"Com todo o respeito aos Matemáticos, enquanto eles discutem se a função degrau existe, nós, Engenheiros, projetamos pontes, prédios, circuitos..." Prof. Dr. Amauri Lopes, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Este Capítulo trata do projeto de filtros dielétricos via conceitos de circuitos elétricos de parâmetros concentrados e sua conversão para circuitos de parâmetros distribuídos. Projeta-se detalhadamente um filtro com ressoadores inteiros, mostram-se as modificações necessárias para o desenvolvimento de um filtro com 1/2 ressoador e outro filtro com 1/4 de ressoador, levando à contribuições na forma de alimentação dos mesmos. Neste último caso, motivado por um novo requisito de projeto, chega-se a outra inovação relacionada à fabricação dos ressoadores, a qual permite estender a banda de rejeição dos mesmos.

5.1 Determinação da permissividade dielétrica relativa

O método aqui proposto busca determinar ϵ_r levando em consideração o ambiente em que a cerâmica será usada, que é diferente do ambiente em que a medida foi feita pelo fabricante. Espera-se alguma diferença entre os valores determinados aqui e os fornecidos pelo fabricante, pelo fato de que a frequência em que o mesmo fez as medidas, mostrada na Tabela 4-2, é diferente da frequência em que se usam as cerâmicas, e, a rigor, ϵ_r é função da frequência, ou seja, tem-se $\epsilon_r = f(\omega)$.

O ambiente em que se usará a cerâmica está mostrado na Fig. 4-1. A determinação dos parâmetros indicados na Tabela 5-1 foi feita usando um procedimento típico de laboratório:

1. Mediu-se cada parâmetro 10 vezes, em posições diferentes;
2. Assumiu-se que a distribuição dos parâmetros segue uma distribuição normal - o tipo de parâmetro avaliado usualmente segue uma distribuição normal, o que justifica esta opção - de modo que cada parâmetro passa a ser caracterizado por uma média e por um desvio padrão;
3. Fez-se uma análise teórica para determinar quais destes parâmetros, quando variados individualmente, fazem com que a frequência de ressonância cresça. A conclusão é a seguinte: quanto menor as dimensões a , b , c internas da caixa, quanto mais próxima a cerâmica do fundo da caixa e quanto menor em diâmetro e em altura a cerâmica, maior a frequência de ressonância, e vice-versa.

4. Via simulação eletromagnética, se atribui todas as variáveis que aumentam a frequência e, pela variação de ε_r , busca-se atingir a maior frequência de cada uma das cerâmicas, no caso, $f_{r1}=1310,4MHz$ e $f_{r3}=1307,7MHz$.
5. Via simulação eletromagnética, se atribui todas as variáveis que diminuem a frequência e, pela variação de ε_r , busca-se atingir a menor frequência de cada uma das cerâmicas, no caso, $f_{r1}=1309,4MHz$ e $f_{r3}=1306,9MHz$. O modelo computacional simplificado para todas essas simulações está ilustrado na Fig. 5-1 e a descrição do método de simulação, na seção 5.2.

Este procedimento permite obter dois valores para ε_r , para cada uma das cerâmicas, indicados na Tabela 5-1. Assumindo que ambos têm distribuição normal, determina-se seu valor médio pela média dos dois resultados, e seu desvio padrão pela diferença média das mesmas.

Tabela 5-1 - Dimensões dos parâmetros usados para as simulações e resultados obtidos.

Parâmetro	Dimensão (mm)
Dimensão a, largura da caixa	50,050 ± 0,004
Dimensão b, altura da caixa	25,12 ± 0,07
Dimensão c, comprimento da caixa	108,068 ± 0,003
Distância entre fundo da caixa e base da cerâmica	2,680 ± 0,004
Diâmetro da cerâmica 1	30,33 ± 0,01
Altura da cerâmica 1	10,393 ± 0,002
Diâmetro da cerâmica 3	30,27 ± 0,01
Altura da cerâmica 3	10,38 ± 0,02

Os valores obtidos via simulação eletromagnética são:

$$\begin{aligned}\varepsilon_{r1} &= 95,36 \pm 0,09 \\ \varepsilon_{r3} &= 96,8 \pm 0,1\end{aligned}\tag{5.1.1}$$

5.2 Filtro com ressoadores inteiros

Uma vez conhecida a permissividade elétrica relativa das cerâmicas, parte-se para o projeto de um filtro Chebyshev de ordem $N=2$ usando os conceitos de parâmetros distribuídos vistos na seção 3.4 e na seção 3.6.

Primeiro, determina-se a frequência de ressonância de cada uma das cerâmicas, usando o modelo computacional ilustrado na Fig. 5-1. Um passo importante aqui, que tem ligação direta com o simulador eletromagnético usado, é a correta atribuição de condições de simetria para garantir que o modo cuja frequência determina-se seja o modo com a distribuição de campos desejada. Para tanto, é necessário introduzir uma condição de campo elétrico tangente nulo, equivalente à presença de um condutor elétrico per-

feito, *Perfectly Electrical Conductor* (PEC). Como a cerâmica está localizada no centro do plano xz , a partir do centro da cerâmica, inserem-se PECs nos planos xy e yz .

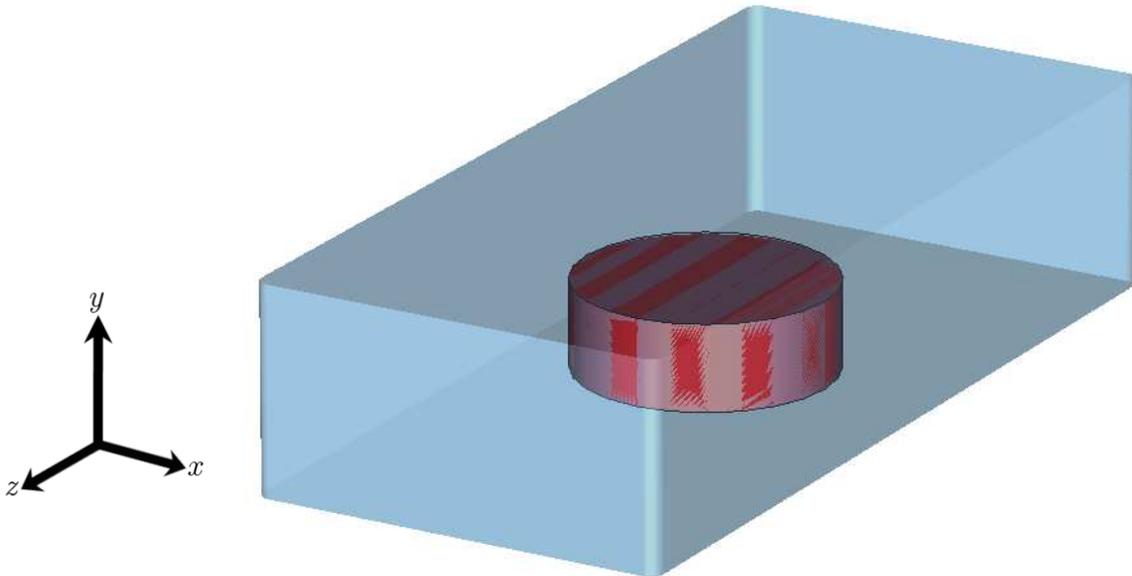


Fig. 5-1 - Modelo simplificado para determinação da frequência de ressonância dos ressoadores um e três.

É importante observar que não são usadas fontes externas para excitar as cerâmicas; a excitação é conseguida utilizando-se um método de autovalores, que compõe os métodos de simulação apresentados pelo simulador eletromagnético usado - outros dois modos de simulação, que exigem a presença de um alimentador externo, são a simulação transiente no tempo e a simulação no domínio da frequência.

A Fig. 5-2 mostra a distribuição de campos do modo fundamental $TE_{01\delta}$, que será usado para implementar o filtro usando as cerâmicas. Em ambas as figuras, quanto maior e quanto mais escuras as setas que representam os campos, mais intensos os mesmos são; a intensidade das setas está em escala logarítmica. A Fig. 5-2(a), uma imagem da Fig. 5-1 no plano xz , mostra que o campo elétrico é bastante concentrado dentro da cerâmica, possui um nulo no centro da mesma, um aumento de intensidade em direção à borda até certo ponto, e uma diminuição da intensidade até o fim da borda, a partir de onde diminui bastante.

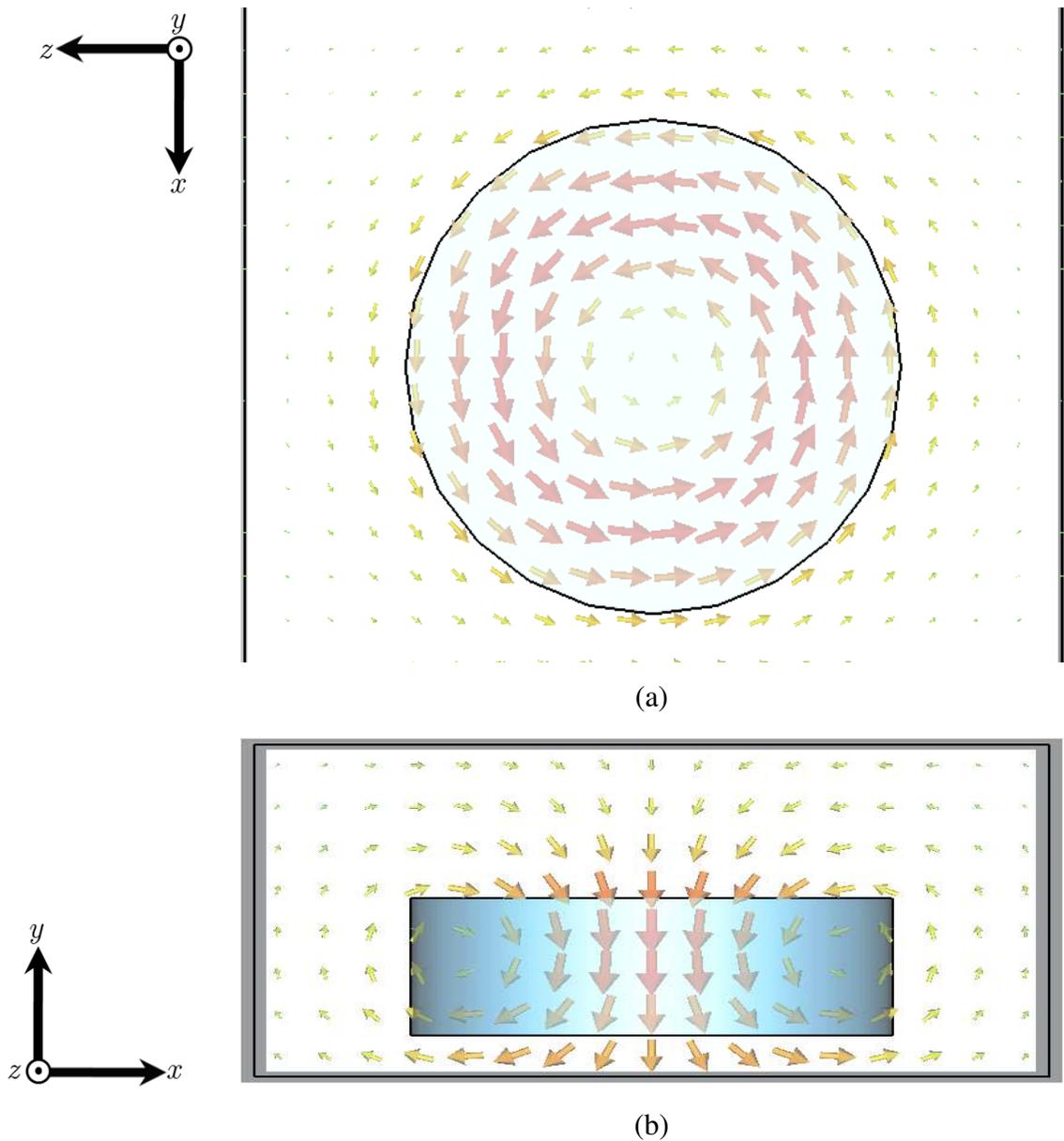


Fig. 5-2 - Distribuição de campos esperados para o modo de ressonância TE_{018} . (a) Campo elétrico. (b) Campo magnético. Quanto maior e mais escura a seta, maior a intensidade de campo.

A Fig. 5-2(b), uma imagem da Fig. 5-1 no plano xy , mostra que o campo magnético é bastante concentrado dentro da cerâmica, possui um máximo no centro da mesma, e uma redução gradativa de intensidade em direção à borda até certo ponto, onde muda direção; a partir do fim da cerâmica, a intensidade esta diminui, porém em menor intensidade que o campo elétrico, visto que as setas da região externa à cerâmica, na região da altura da mesma e ao longo da direção x , são maiores e mais largas que as mostradas na Fig. 5-2(a).

Há duas condições necessárias para a excitação de um modo específico em um ressonador: a primeira é que a frequência do alimentador tem que ser maior que a frequência de corte do modo desejado e menor que a frequência de ressonância do próximo modo do mesmo tipo, para garantir operação monomodo; a segunda é que o alimentador deve estar em uma posição que fisicamente favoreça o surgimento do campo a ser excitado.

Por inspeção da distribuição do campo magnético, fica evidente que, para excitá-lo, é necessário um condutor alinhado ao longo do eixo z , pois este possui distribuição de campo magnético igual à mostrada nas bordas da cerâmica da Fig. 5-2(b).

Como se deseja que a cerâmica ressoe no modo TE_{018} , se o campo magnético do alimentador tiver a distribuição mostrada nas bordas Fig. 5-2(b) - circular - haverá acoplamento entre o campo magnético do alimentador e o campo magnético que surge na cerâmica; como se trata da excitação de um modo específico, com frequência específica, excitar um dos campos implica no surgimento natural do outro.

Uma representação mais física da Fig. 5-1 está mostrada na Fig. 5-3. Dado que a cerâmica não pode flutuar no ar como mostrada na Fig. 5-2, e para posicionar o alimentador adequadamente - a trilha de metal - optou-se pela inserção de uma placa de fibra de vidro para servir de apoio para ambos.

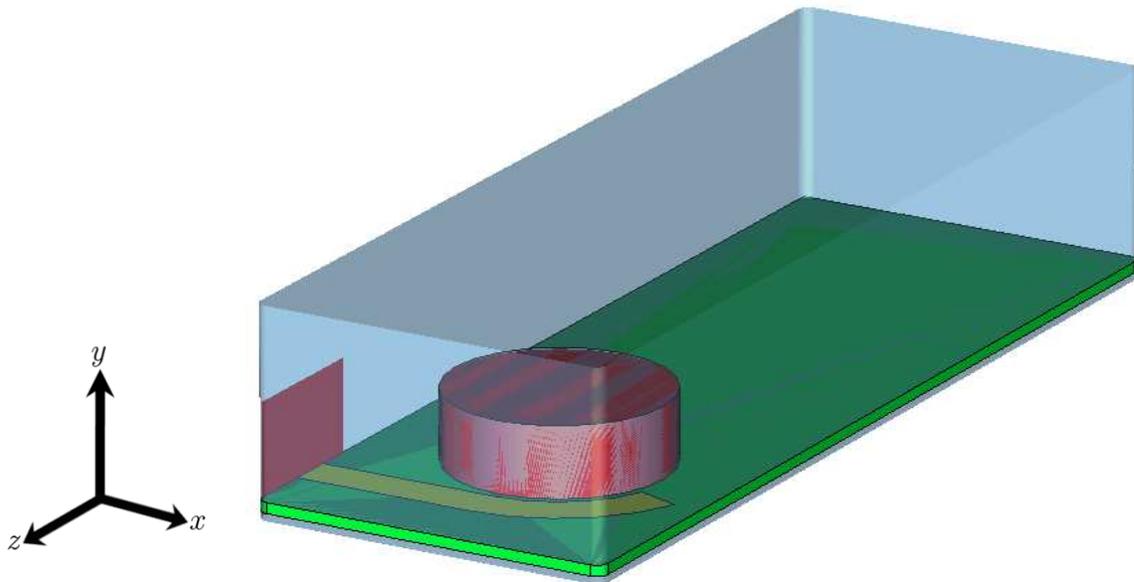


Fig. 5-3 - Modelo para determinação da distância necessária entre alimentador e ressonador de modo a ter-se um alto acoplamento eletromagnético entre os mesmos.

A curvatura do alimentador foi obtida, após testes que não serão relatados aqui, mas que o serão, para um caso semelhante, na seção 5.3, como uma condição necessária para a excitação eficiente do modo TE_{018} . A distância entre o alimentador e o ressonador e o ângulo de curvatura do alimentador não são arbitrários.

Como este modelo é bem mais completo que o ilustrado na Fig. 5-1, optou-se por repetir o procedimento de determinação de ϵ_r . Incluem-se perdas em todos os elementos, exceto nas cerâmicas: o substrato é de fibra de vidro com $\tan(\delta)=2.10^{-3}$, e a trilha é de cobre. Os valores obtidos são:

$$\begin{aligned}\epsilon_{r1} &= 94,94 \pm 0,04 \\ \epsilon_{r3} &= 94,8 \pm 0,2\end{aligned}\tag{5.2.1}$$

A diferença entre os valores de ϵ_r de (5.2.1) e (4.1.2) é igual a 1,6% para ambas as cerâmicas, o que justifica a repetição do procedimento. Além disso, ao colocarem-se as perdas fornecidas pelo fabricante, obtém-se uma variação de 0,15% em ambos os valores de ϵ_r mostrados (4.2.1), o que mostra que as perdas na cerâmica são importantes na determinação de ϵ_r . Este procedimento, juntamente com o procedimento para determinação da tangente de perda das cerâmicas, a ser visto a seguir, devem ser repetidos até que ambos converjam a valores comuns, mas não serão realizados neste trabalho, dado que a diferença atual é suficientemente pequena.

Para determinar o acoplamento entre dois ressoadores usando (3.4.5), é necessário ter um alto acoplamento entre o alimentador e um ressoador, de modo que o campo excitado concentre-se neste, e a influência do alimentador no carregamento do circuito seja desprezada. Após uma série de simulações, determinou-se que a condição necessária para obter-se esta condição implica em afastar o ressoador do alimentador, aumentando o comprimento total do alimentador e da caixa para acomodá-lo, como ilustrado para um caso particular na Fig. 5-4.

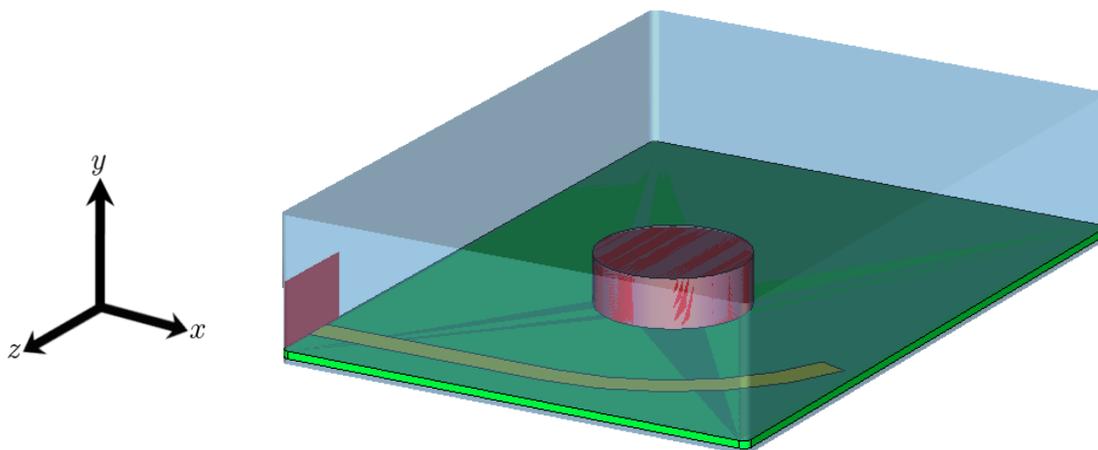
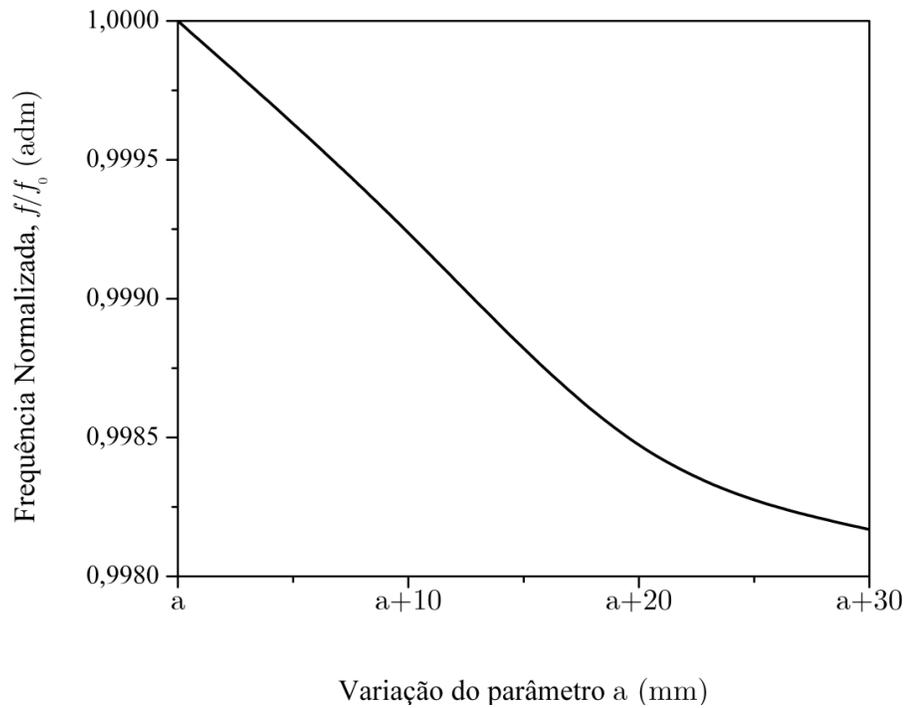
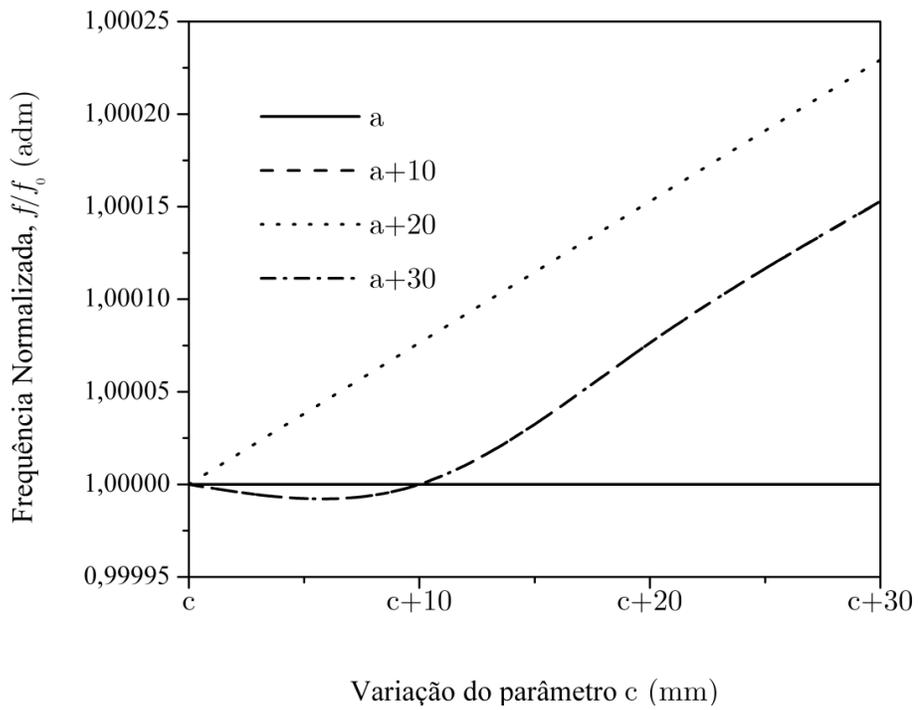


Fig. 5-4 - Distância para alto acoplamento eletromagnético entre alimentador e ressoador.

Uma possível dúvida neste ponto é se este aumento nas dimensões da caixa influencia a frequência de ressonância do ressoador. Para avaliar esta questão, produziram-se os resultados mostrados na Fig. 5-5.



(a)



(b)

Fig. 5-5 - Variação da frequência de ressonância em função do parâmetro (a) a , largura e (b) c , comprimento da caixa.

Os resultados mostrados na Fig. 5-5(a) e na Fig. 5-5(b) mostram que a influência destas dimensões é desprezível para a e c ; como para acomodar o aumento do alimentador é necessário alterar a e c , não há problemas significativos com esta abordagem.

O passo seguinte é obter um acoplamento alto entre alimentador e ressoador.

Em termos de parâmetros S , esta condição traduz-se da maneira ilustrada, para o caso particular de uma distância adequada entre alimentador e ressoador, na Fig. 5-6: uma oscilação na fase na frequência de ressonância, associada a uma queda monotônica antes e depois desta oscilação.

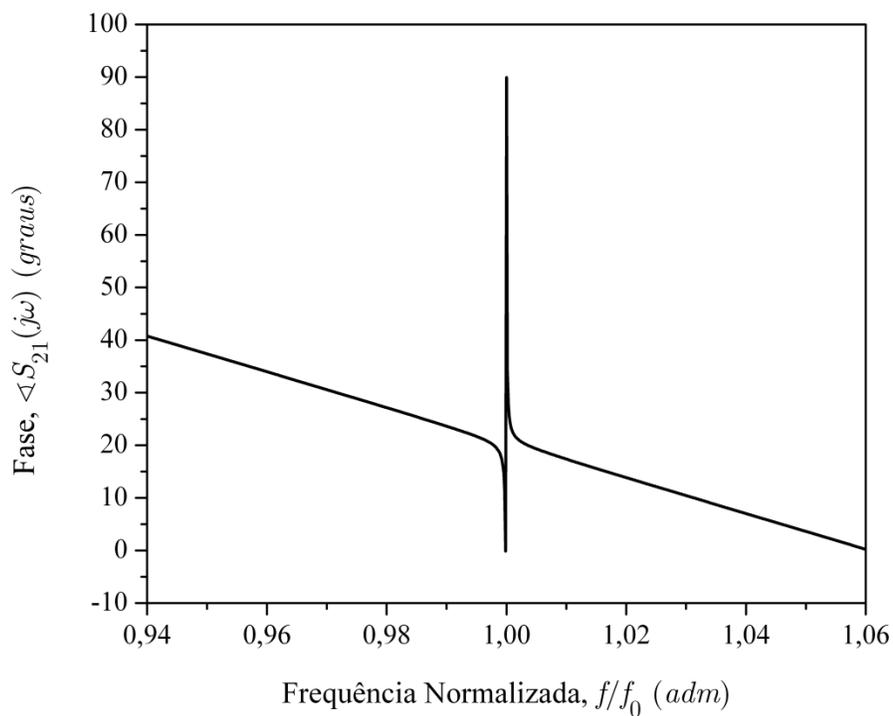


Fig. 5-6 - Resposta de fase $\angle S_{11}(j\omega)$ esperada para alto acoplamento entre alimentador e ressoador.

A Fig. 5-7 ilustra a distribuição da densidade de campo elétrico (a) e o campo magnético (b) para a condição ilustrada na Fig. 5-4. Observe a grande quantidade de campo no ressoador e a quantidade desprezível no alimentador, para o caso da densidade de campo elétrico. Isto mostra que há uma grande transferência de energia para o ressoador.

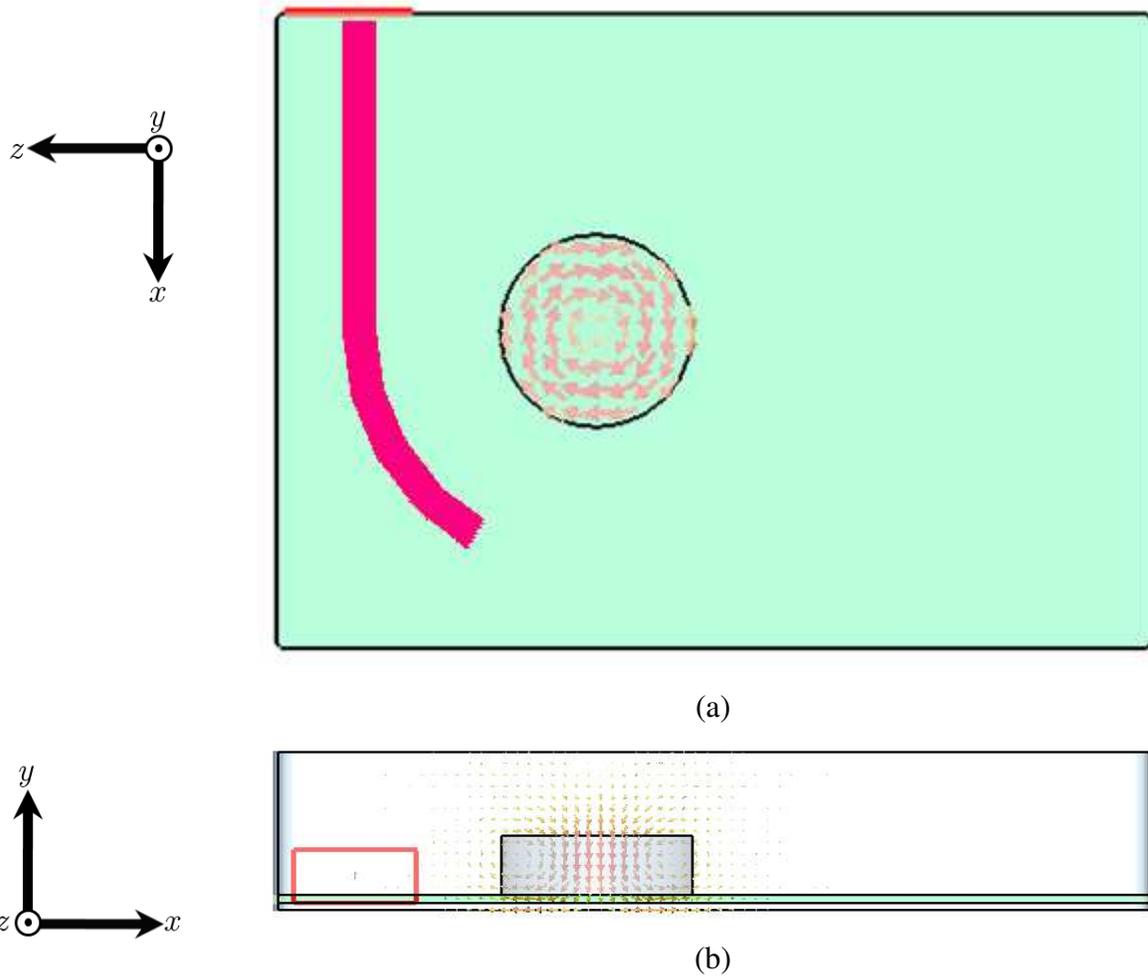


Fig. 5-7 – Distribuição de campo para o caso de alto acoplamento entre alimentador e ressoador. (a) Densidade de campo elétrico. (b) Campo magnético.

O passo final é determinar o acoplamento entre dois ressoadores, usando apenas um alimentador, como ilustrado na Fig. 5-8. A distância entre o alimentador e o primeiro ressoador, ao longo do eixo z , é a mesma que produz a resposta em fase como ilustrada na Fig. 5-6.

Ao variar-se a distância entre o primeiro e o segundo ressoador ao longo do eixo z , obtém-se a resposta ilustrada na Fig. 5-9 para diferentes distâncias entre os ressoadores: duas oscilações de fase em torno da frequência de ressonância, associadas a uma queda monotônica antes e depois destas, definindo f_1 e f_2 , as frequências abaixo e acima de $f_0=1,00$ respectivamente. Esta figura é igual à Fig. 3-10, e está repetida aqui por conveniência.

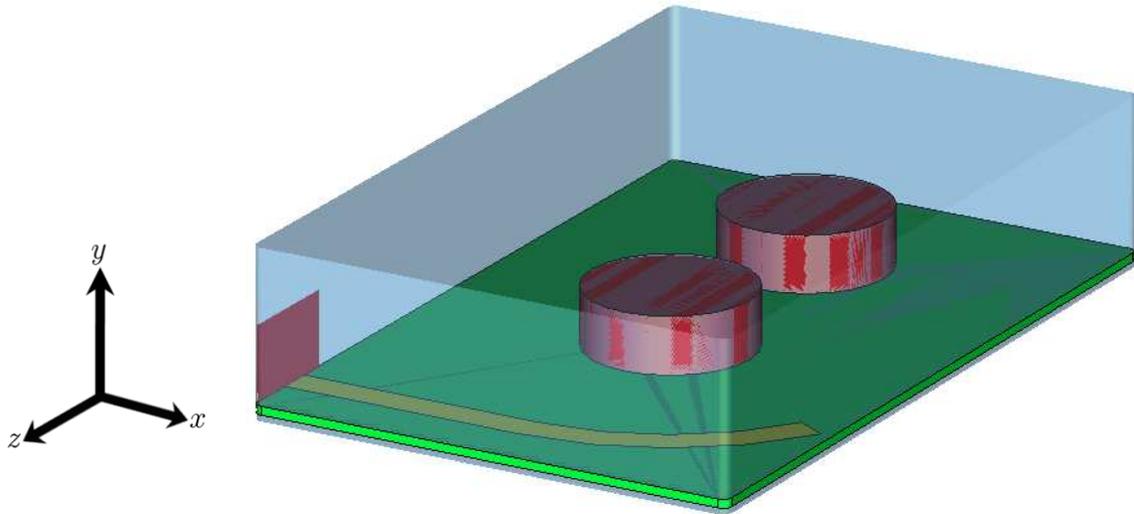


Fig. 5-8 - Modelo para determinação do acoplamento entre dois ressoadores.

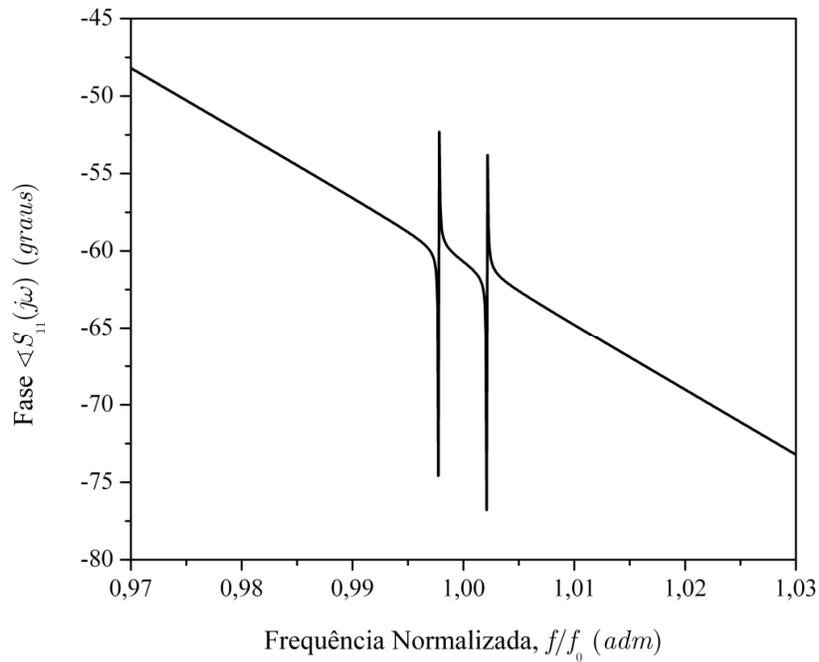


Fig. 5-9 - Resposta em fase, $\angle S_{11}(j\omega)$ obtida a partir do modelo ilustrado na Fig. 5-8.

A Fig. 5-10 ilustra a distribuição da densidade de campo elétrico (a) e a intensidade do campo magnético (b) para a condição ilustrada na Fig. 5-8. Observe a grande quantidade de campo nos ressoadores e a pequena quantidade no alimentador, o que indica alto acoplamento entre os ressoadores e pouco carregamento do alimentador de entrada.

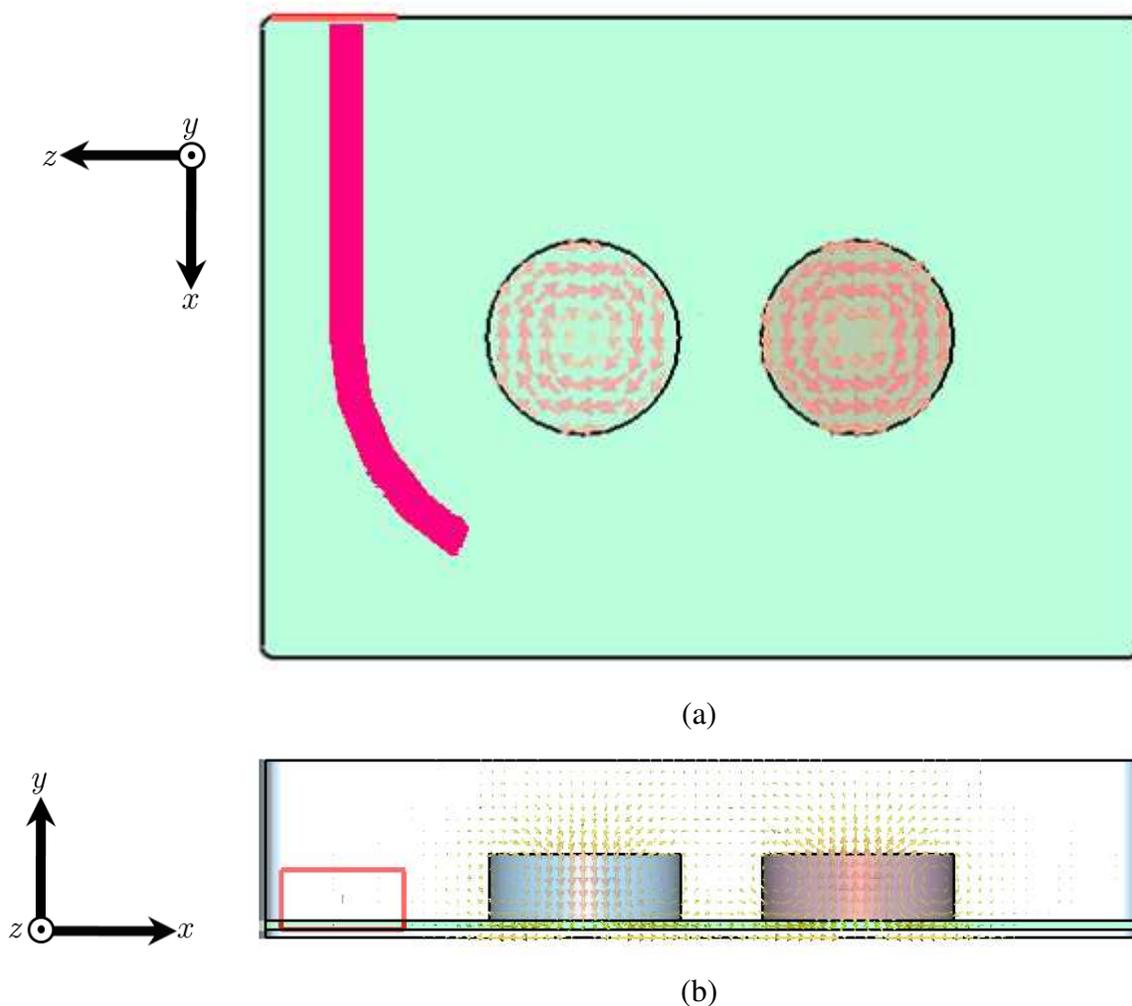


Fig. 5-10 – Distribuição de campo para o caso de alto acoplamento entre alimentador e ressoadores. (a) Densidade de campo elétrico. (b) Campo magnético.

A partir dos dados de f_1 e f_2 obtidos, e de (3.4.4), obtém-se o gráfico ilustrado na Fig. 5-11, que define o coeficiente de acoplamento entre os ressoadores em função da distância entre os mesmos.

Para determinar as zonas de incerteza, repete-se a simulação para os três casos mostrados na Tabela 5-1: os valores médios definem a curva média, e os valores maior e menor definem os limites inferior e superior, respectivamente.

O valor teórico do coeficiente de acoplamento entre os ressoadores define a distância entre os mesmos para obter-se a resposta em frequência $|S_{21}(j\omega)|$ desejada, cujo valor foi calculado na seção 3.6, mostrado em (3.6.1).

A distância para ter-se o acoplamento necessário é:

$$d = (15,82 \pm 0,09) \text{ mm} \quad (5.2.2)$$

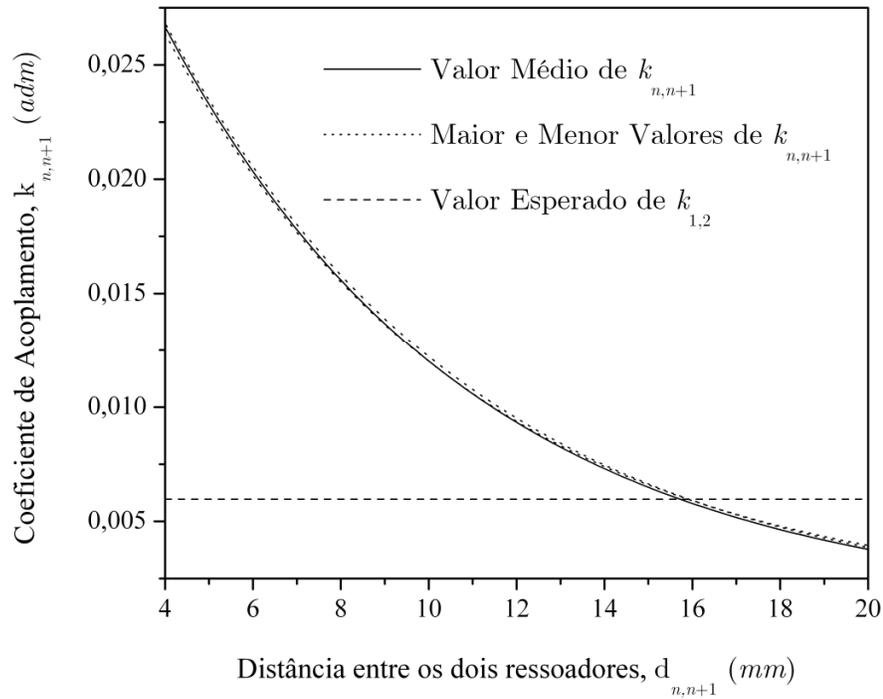


Fig. 5-11 - Curva de acoplamento versus distância entre dois ressoadores, obtida a partir de dados do tipo mostrado na Fig. 5-9(a) e de (3.4.5).

5.3 Determinação da frequência de ressonância e da tangente de perdas das cerâmicas

A Fig. 5-12 ilustra o modelo completo do filtro sem perdas, com os alimentadores de entrada e de saída feitos de PEC, os dois ressoadores com tangente de perdas nula, a caixa construída usando-se PEC e a placa feita de um dielétrico com ϵ_r igual ao da fibra de vidro e com tangente de perdas nula.

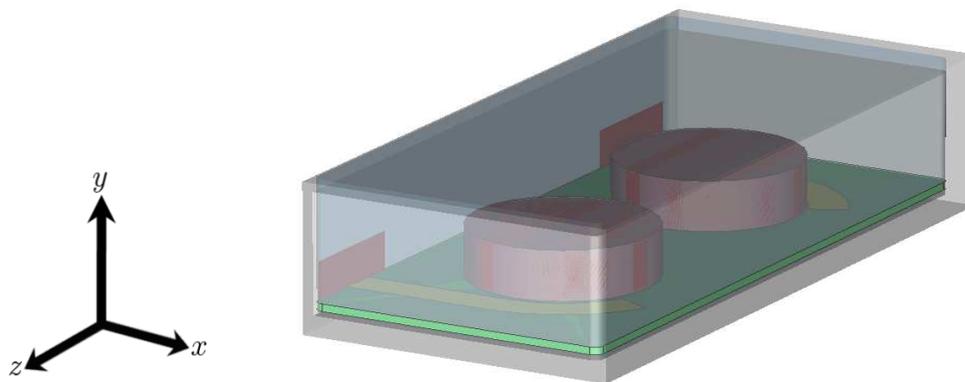


Fig. 5-12- Modelo do filtro com ressoadores inteiros.

A Fig. 5-13 mostra a resposta em frequência $|S_{21}(j\omega)|$ para o modelo de filtro sem perdas ilustrado na Fig. 5-12, e a compara com a resposta ideal baseada em (3.2.12), a resposta do circuito sintetizado a partir do filtro passa-baixa normalizado e transformado em filtro passa-banda via mapeamento em frequência e conversão de elementos mostrado na Fig. 3-4, e a resposta do circuito usando inversores de impedância, ilustrado na Fig. 3-11.

A concordância entre todas estas respostas é excelente, e mostra que todos os quatro métodos citados - um dispositivo eletromagnético fisicamente implementável, uma função de transferência matemática, e dois circuitos elétricos de parâmetros concentrados - levam à mesma resposta. As pequenas variações observadas são causadas pelos inversores dos circuitos elétricos, que não são ideais, como citado anteriormente.

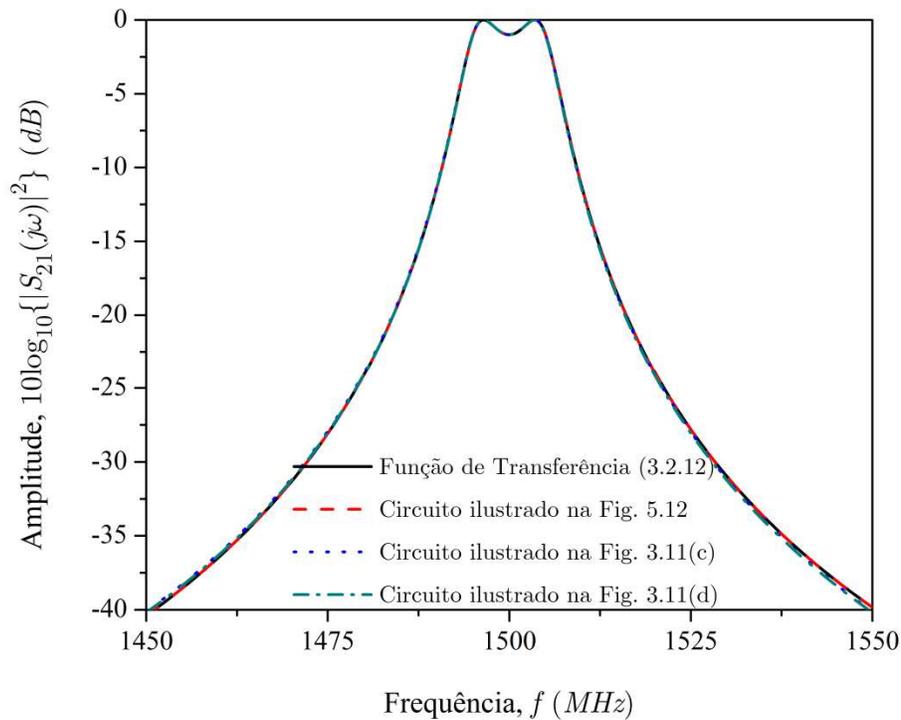
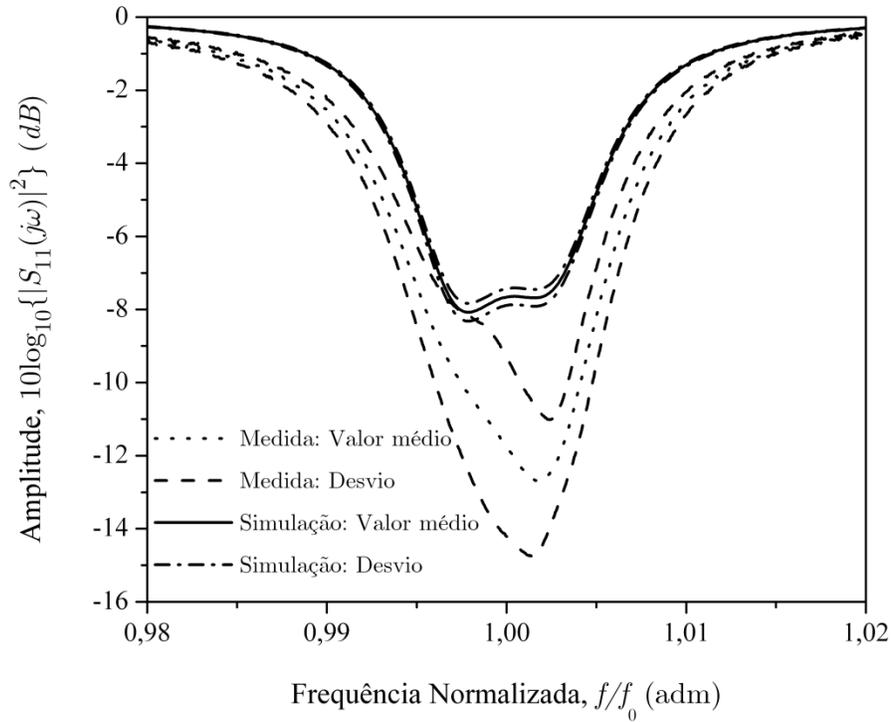
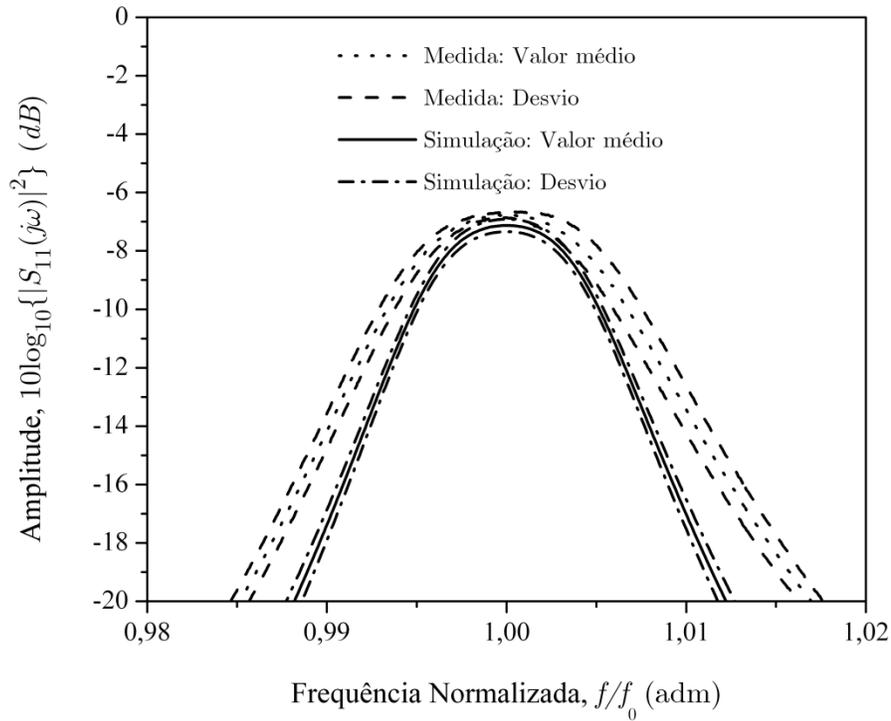


Fig. 5-13- Resposta em frequência da magnitude para o filtro ilustrado na Fig. 5-12.

A Fig. 5-14 mostra a resposta em frequência medida experimentalmente e a compara com a resposta em frequência simulada para o caso em que os materiais têm perdas: a caixa é de alumínio, as trilhas são de cobre, a placa de apoio é de fibra de vidro com $\tan(\delta)=2.10^{-3}$, e os ressoadores têm a tangente de perdas fornecida pelo fabricante, cujo valor é $\tan(\delta)=5.10^{-3}$.



(a)



(b)

Fig. 5-14 - Resposta em frequência da magnitude de (a) $|S_{11}(j\omega)|$ e (b) $|S_{21}(j\omega)|$ para o filtro ilustrado na Fig. 5-12, para o caso com perdas em todos os materiais. Comparação com medidas realizadas.

O desvio dos dados experimentais foi obtido pela medida do mesmo parâmetro 10 vezes, aplicando-se uma média estatística para obter-se o valor médio, e dividindo-se o desvio padrão pela raiz quadrada de 10, para obter-se o valor do desvio. O desvio dos dados simulados foi obtido repetindo-se a simulação para as três dimensões possíveis mostradas na Tabela 5-1, e os respectivos valores de ε_r dados em (5.2.1).

A concordância não é boa nem em largura de banda, nem em frequência central.

Na Fig. 5-14(a), a frequência central dos dados medidos e dos dados simulados foi normalizada para que fosse possível uma comparação visual das bandas. A diferença na frequência central vem do fato de que o filtro mostrado na Fig. 5-12 foi projetado para $\varepsilon_r=100$; como este valor é diferente, e menor, é natural que a frequência central desloque-se para cima. A diferença na largura de banda vem do fato de que o filtro mostrado na Fig. 5-12, projetado para $\varepsilon_r=100$, leva a uma distância entre os ressoadores igual a, aproximadamente, $13,9mm$; a distância para as cerâmicas usadas é igual a $15,82mm$, $13,8\%$ maior. Uma distância menor que a prevista leva a um alargamento da banda, fato claramente observado na Fig. 5-14(a), e, finalmente, dado que $|S_{21}(j\omega)|$ é diferente do esperado, também o será $|S_{11}(j\omega)|$, fato observado na Fig. 5-14(b).

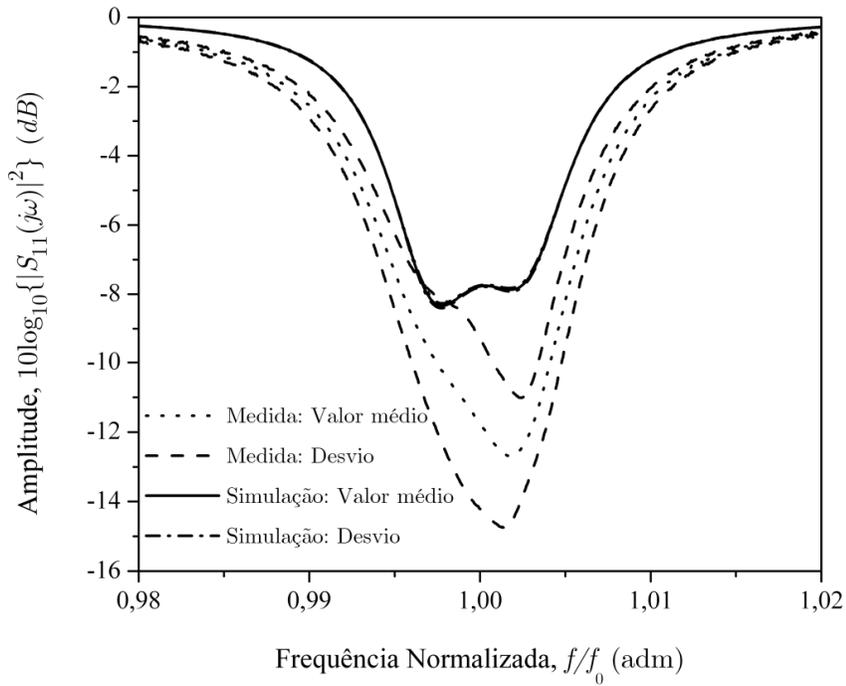
Correção da tangente de perdas

A partir da diferença observada entre as respostas simulada e medida na Fig. 5-14, optou-se por um método para determinar um valor mais adequado que o fornecido para a tangente de perdas, dado que o ambiente em que a mesma foi medida, a frequência da medida e o método usado, como descritos na seção 4.1, são bastante diferentes dos usados neste trabalho.

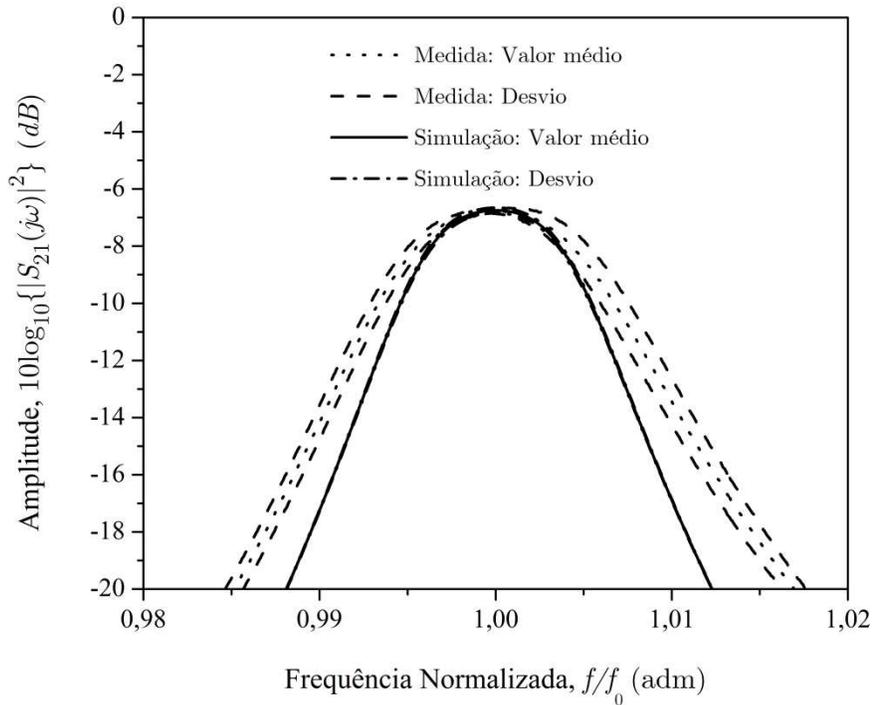
Para realizar esta estimação, o procedimento, baseado em simulação, é o seguinte:

1. A partir do modelo ilustrado na Fig. 5-12, torna-se o parâmetro tangente de perdas variável.
2. A partir de simulações, faz-se com que a perda de inserção simulada coincida com o valor médio da perda de inserção medida. Isto determina o valor médio da tangente de perdas.
3. A partir de simulações, faz-se com que a perda de inserção simulada coincida com os valores máximo e mínimo da variação da perda de inserção medida. A média destes valores determina o erro na determinação da tangente de perdas.

A partir dos valores médio, máximo e mínimo, obtém-se o resultado ilustrado na Fig. 5-15.



(a)



(b)

Fig. 5-15 - Resposta em frequência da magnitude (a) $|S_{11}(j\omega)|$ e (b) $|S_{21}(j\omega)|$ para o filtro ilustrado na Fig. 5-12, para o caso com perdas em todos os materiais, e tangente de perdas corrigida. Comparação com medições realizadas.

O valor obtido é:

$$\tan(\delta) = (4,67 \pm 0,09) \cdot 10^{-3} \quad (5.2.3)$$

A concordância com a perda de inserção é total. Isto é esperado, uma vez que a tangente de perdas interfere, essencialmente, na perda de inserção, e afeta de modo muito sutil a frequência central e as bandas.

A concordância com as larguras de banda segue a mesma análise feita para o caso da Fig. 5-14: dado que ϵ_r usado é diferente do usado no projeto, as diferenças observadas estão de acordo com o esperado.

Fazendo-se, via simulação, uma análise das perdas de cada um dos elementos que compõem o filtro, obtém-se o resultado mostrado na Tabela 5-2.

Tabela 5-2 - Perdas individuais dos elementos do filtro completo ilustrado na Fig. 5-12.

Elemento	Perda (dB)
Caixa Metálica	$\approx 0,65$
Substrato de FR-4	$\approx 0,60$
Cerâmicas	$\approx 6,00$

A análise dos dados da Tabela 5-2 mostra que a caixa metálica e o substrato de FR-4 produzem perdas não desprezíveis e equivalentes; as cerâmicas produzem grandes perdas, devido, naturalmente, ao grande valor de sua tangente de perdas.

Uma maneira de reduzir as perdas da caixa metálica é colocar uma camada de prata com uma espessura pelicular dentro de toda a caixa - algo da ordem de unidades de micrômetro na frequência da banda L - e cobri-la com uma camada de ouro o mais fina possível - algo da ordem de $1\mu m$ - para evitar a oxidação da prata. Este procedimento leva à redução de $0,1 dB$ na perda introduzida pela caixa, de acordo com simulações.

Uma maneira de reduzir as perdas do substrato é reduzir suas dimensões, por exemplo, mantendo apenas as porções necessárias para apoiar as cerâmicas e os alimentadores, ou substituir o material que a compõe, FR-4, por outro que apresente uma menor tangente de perdas. Estes casos não foram testados, pois se apresenta uma solução melhor na seção 5.4.

5.4 Filtro com 1/2 ressoador

Por inspeção da Fig. 5-2, observa-se que é possível inserir uma PEC ao longo do plano yz e manter a mesma distribuição de campos - o campo elétrico permanece normal à PEC, e o campo magnético, tan-

gente à PEC, o que está de acordo com as equações de Maxwell - o que permite concluir que é possível usar metade da cerâmica e obter os mesmos resultados da seção 5.2 e da seção 5.3, com a possibilidade de reduzir as perdas do modelo completo, pois se tem menos material para dissipar energia - a cerâmica é menor - e pode-se remover o substrato que apóia as cerâmicas, colando as metades diretamente na caixa.

Uma questão importante que surge é com alimentar as cerâmicas. A referência [39] mostra um tipo de alimentação usando coaxiais como ilustrado no modelo da Fig. 5-16.

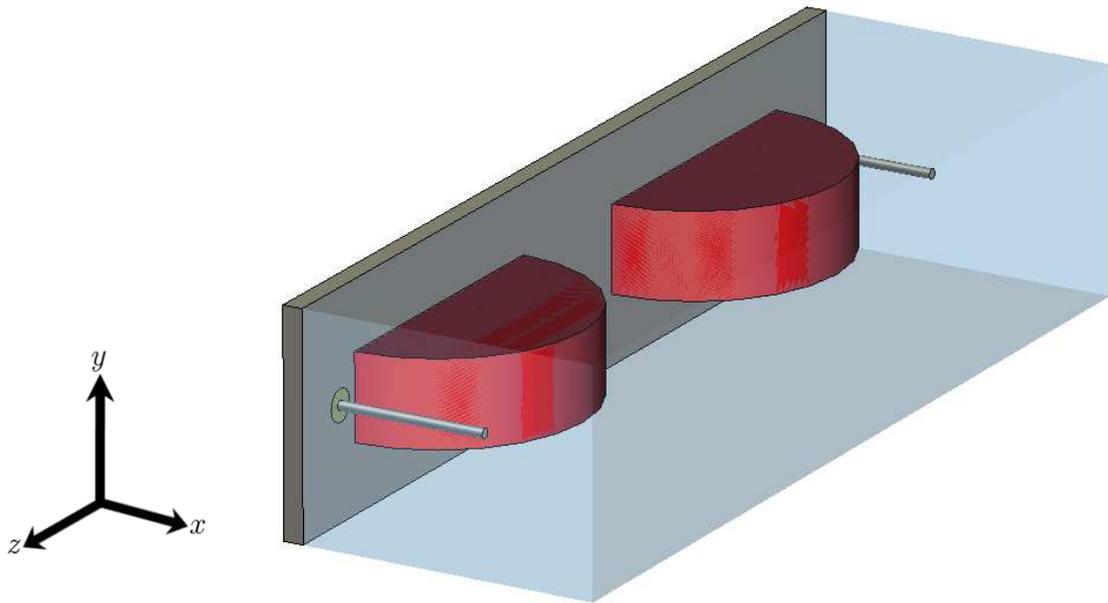
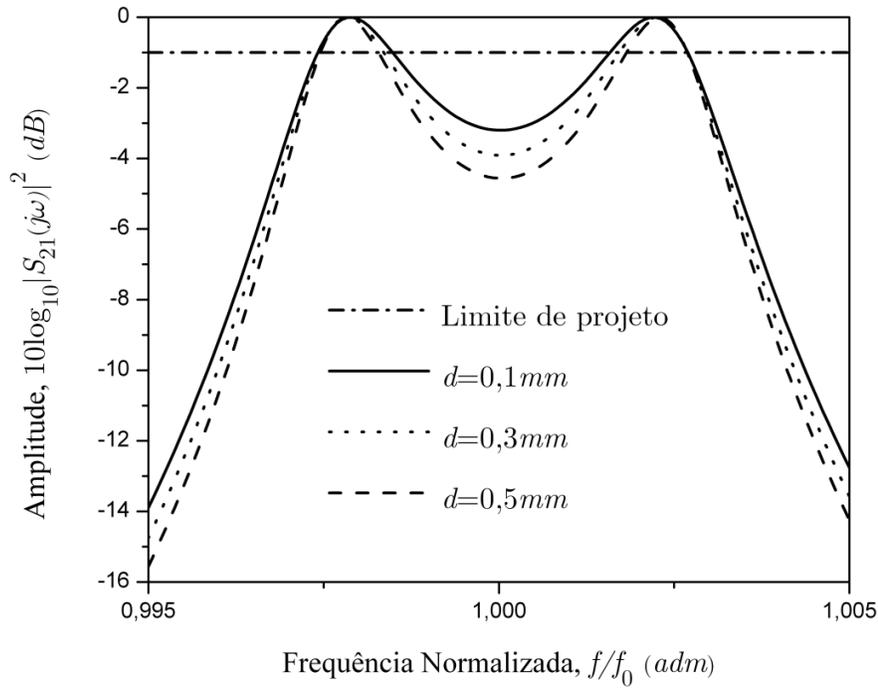
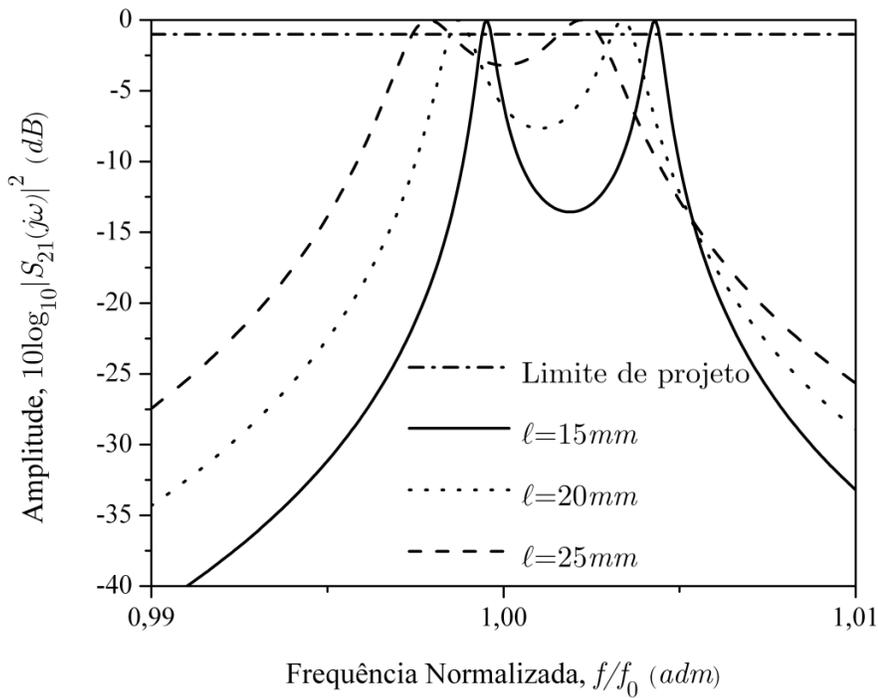


Fig. 5-16 - Alimentador coaxial tradicional para um filtro formado por 1/2 ressoadores.
A resposta em frequência simulada a partir deste modelo está ilustrada na Fig. 5-17.



(a)



(b)

Fig. 5-17 - Resposta em frequência da magnitude para diferentes (a) distâncias d entre o alimentador coaxial e o ressonador e (b) comprimentos ℓ do alimentador coaxial.

Observe que, mesmo com as variações no comprimento e na posição do alimentador, não é possível atingir o nível de *ripple* de -1dB necessário ao projeto.

Repetindo a simulação para o valor de ϵ_r da ordem de 36 usado em [39], consegue-se obter o *ripple* de -1dB - este resultado não está mostrado. Este fato evidencia que o valor de ϵ_r exerce um papel fundamental na alimentação do filtro.

Os resultados ilustrados na Fig. 5-17 indicam que falta acoplamento entre o alimentador e a cerâmica. Como mostram os resultados da Fig. 5-17(a), uma primeira ideia é manter o alimentador o mais próximo possível da cerâmica. A Fig. 5-17(b) mostra, além disso, que aumentar o comprimento do alimentador aumenta o acoplamento, o que é uma segunda ideia.

Em todos os resultados da Fig. 5-17, a menos do parâmetro mostrado na legenda, o outro foi definido com o intuito de maximizar o acoplamento. Por exemplo, na Fig. 5-17(a) fez-se o comprimento total ℓ do alimentador o maior possível, no caso, $\ell=25\text{mm}$, como mostra a legenda da Fig. 5-17(b).

A partir destas conclusões, tenta-se resolver o problema da alimentação com o modelo sem perdas ilustrado na Fig. 5-18.

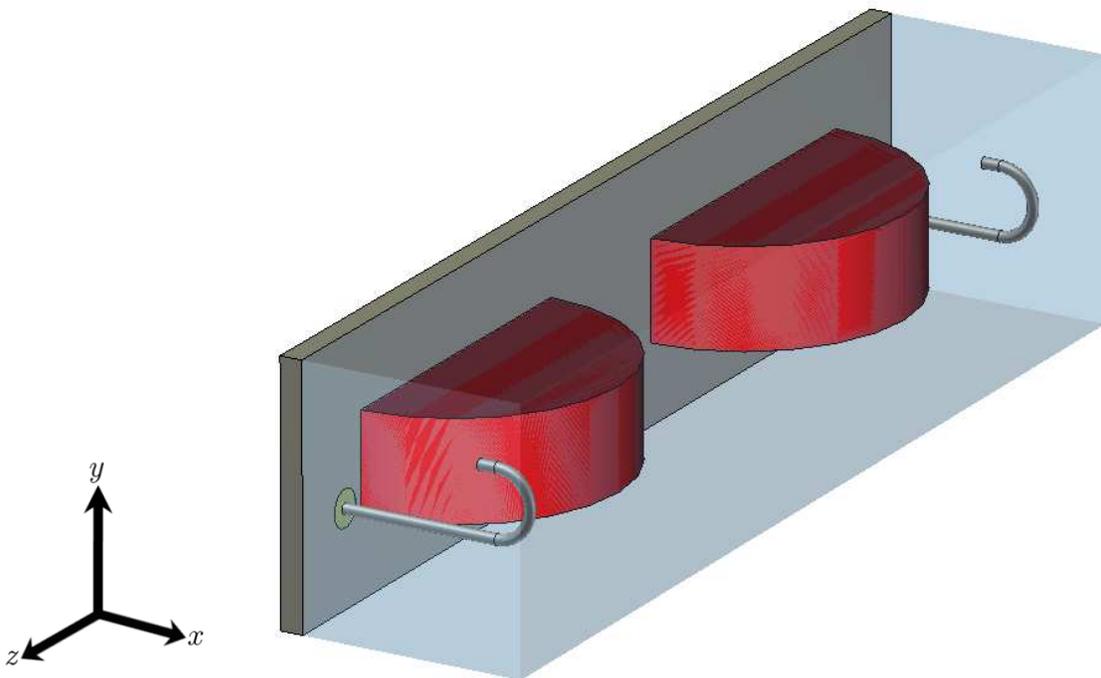


Fig. 5-18 - Primeira tentativa de modificar o alimentador coaxial.

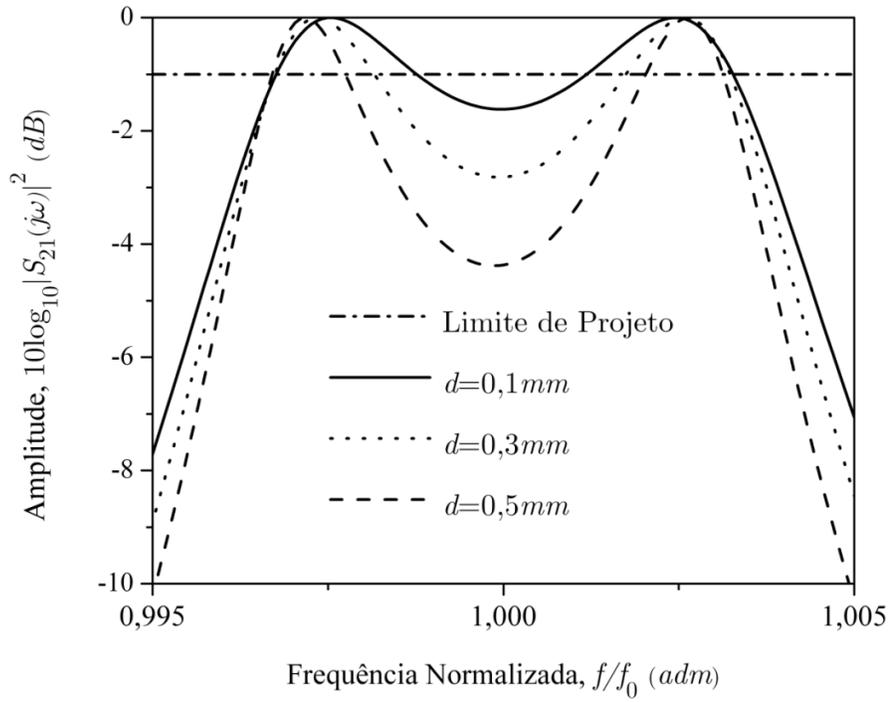
Esta ideia busca aumentar o comprimento do alimentador sem aumentar em demasia o comprimento da caixa, uma vez que se deseja obter, como requisito adicional de projeto, um filtro miniaturizado. Um alimentador reto muito comprido pode levar a dois problemas:

1. A dimensão da caixa cresce muito na direção x , o que vai contra o requisito adicional de projeto.
2. A quantidade de campo distribuída ao longo do comprimento do alimentador fica cada vez mais distante da cerâmica, embora a intensidade do mesmo diminua em direção à ponta do alimentador, ao longo da direção x .

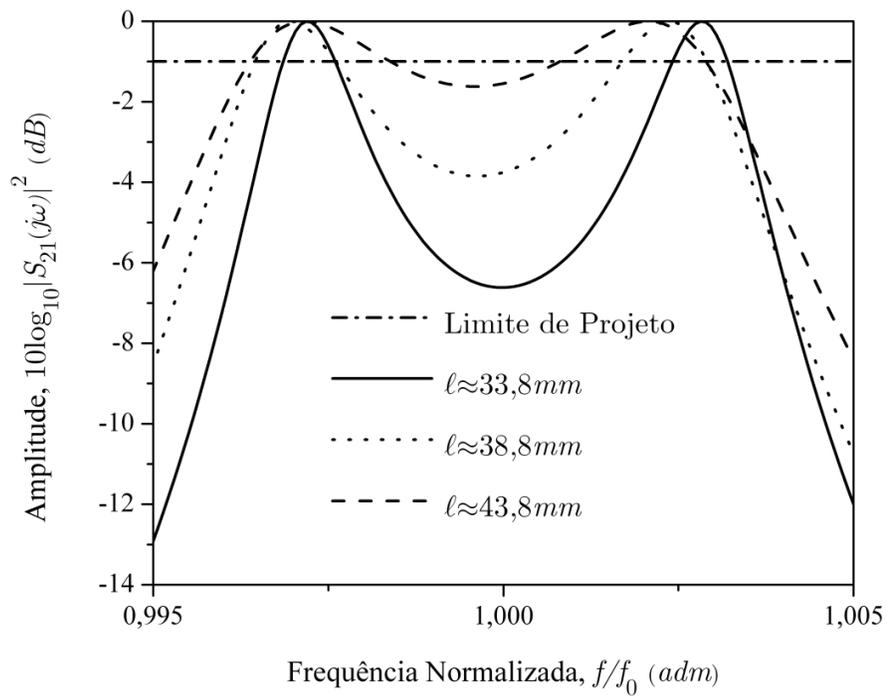
A resposta em frequência simulada a partir deste modelo sem perdas está ilustrada na Fig. 5-19.

Em todos os resultados da Fig. 5-19, a menos do parâmetro mostrado na legenda, o outro foi definido com o intuito de maximizar o acoplamento. Por exemplo, na Fig. 5-19(a), fez-se raio $r=3mm$, o que leva a um comprimento total ℓ do alimentador de aproximadamente $43,8mm$, como mostram as legendas da Fig. 5-19(a) e Fig. 5-19(b).

Embora não se consiga chegar a $-1dB$, chega-se mais perto agora (Fig. 5-19) que antes (Fig. 5-18), mas ainda falta acoplamento.



(a)



(b)

Fig. 5-19 - Resposta em frequência da magnitude para diferentes (a) distâncias d entre o alimentador coaxial e o ressoador (b) comprimentos l totais do alimentador coaxial.

A partir destas observações, tenta-se resolver o problema da alimentação com o modelo sem perdas ilustrado na Fig. 5-20. Dado que se trabalha com ϵ_r da ordem de 100, o que faz com que os campos se concentrem mais próximo da cerâmica, uma nova ideia é aproximar mais o alimentador da cerâmica. A Fig. 5-20 mostra o modelo sem perdas que incorpora as três ideias obtidas até o momento: aproxima-se o alimentador da cerâmica, aumenta-se o comprimento desse, e aproxima-se ainda mais esse da cerâmica.

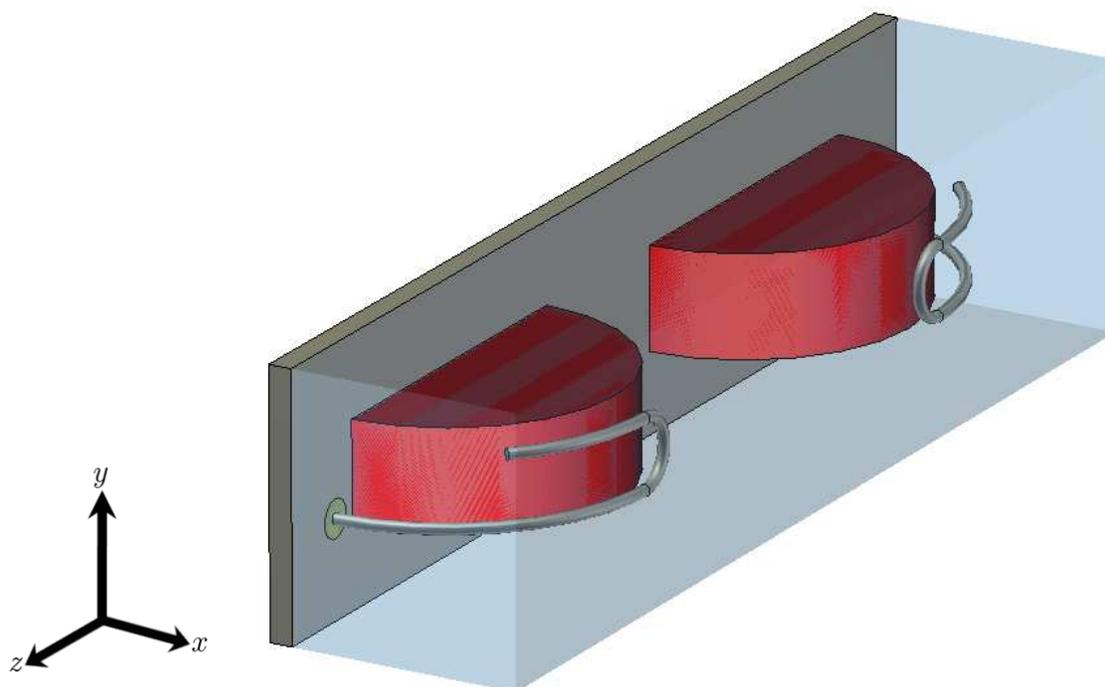
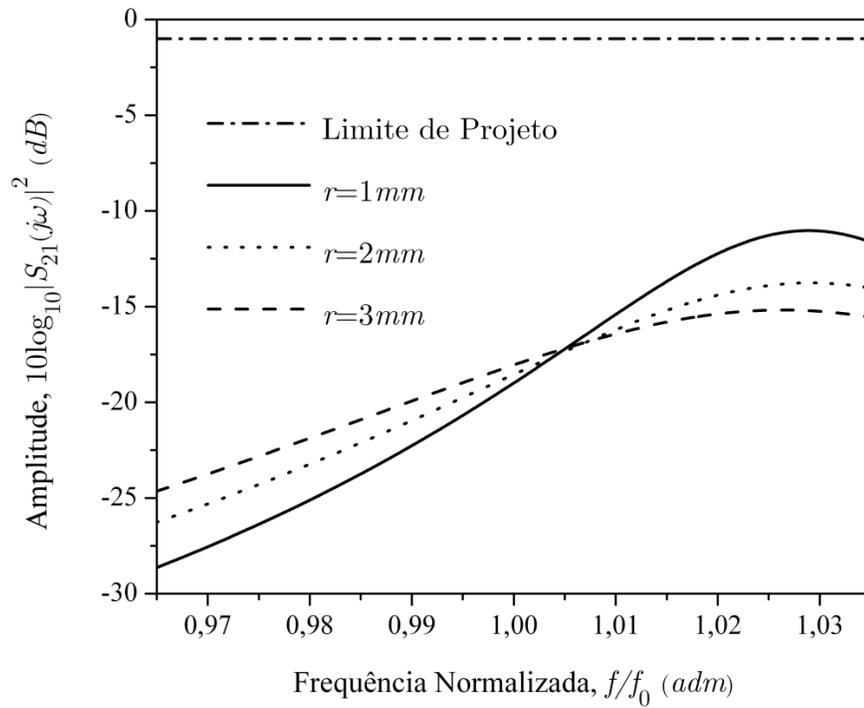
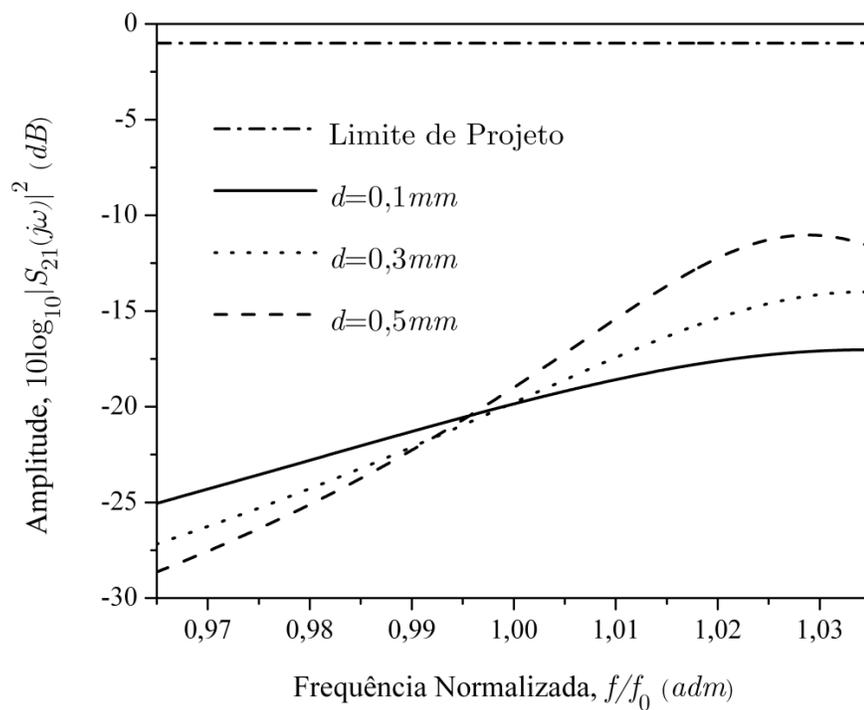


Fig. 5-20 - Segunda tentativa de modificar o alimentador coaxial.

A resposta em frequência simulada a partir deste modelo está ilustrada na Fig. 5-21.



(a)



(b)

Fig. 5-21 - Resposta em freqüência da magnitude para diferentes (a) raios de curvatura r do alimentador coaxial e (b) distâncias d entre o alimentador coaxial e o ressonador.

Estes resultados mostram que a combinação de boas ideias independentes não leva, necessariamente, a uma boa ideia geral.

O principal problema aqui, além da falta de acoplamento, é o fato de que a presença de tanto metal do alimentador tão perto da cerâmica faz com que a frequência de ressonância da mesma mude. Este efeito é, a princípio, inesperado, mas faz sentido que ocorra, uma vez que a frequência de ressonância da cerâmica depende do ambiente que a envolve, em particular, da proximidade dos metais que a cercam. Embora a parede metálica na direção x esteja longe da cerâmica, este novo alimentador coloca muito metal próximo da mesma. O fato de a frequência de ressonância ter aumentado comprova que este aumento é efeito da proximidade do metal do alimentador, pois, quanto mais próximas as paredes metálicas estiverem das cerâmicas, maior será a frequência de ressonância do conjunto.

Em todos os resultados da Fig. 5-21, a menos do parâmetro mostrado na legenda, o outro foi definido com o intuito de maximizar o acoplamento. Por exemplo, na Fig. 5-21(a) fez-se a distância entre alimentador e cerâmica $d=0,1mm$, como mostra a legenda da Fig. 5-21(b).

A partir destas observações, tenta-se resolver o problema da alimentação com o modelo sem perdas ilustrado na Fig. 5-22. Dado que se trabalha com ϵ_r da ordem de 100, o que faz com que os campos se concentrem mais próximo da cerâmica, continua sendo uma boa ideia aproximar mais o alimentador da cerâmica, porém, sem aumentar muito a quantidade de metal ao redor da mesma. A Fig. 5-22 mostra o modelo sem perdas que incorpora as quatro ideias obtidas até o momento: aproxima-se o alimentador da cerâmica, aumenta-se o comprimento desse, e aproxima-se ainda mais esse da cerâmica e reduz-se a quantidade de metal próximo desta.

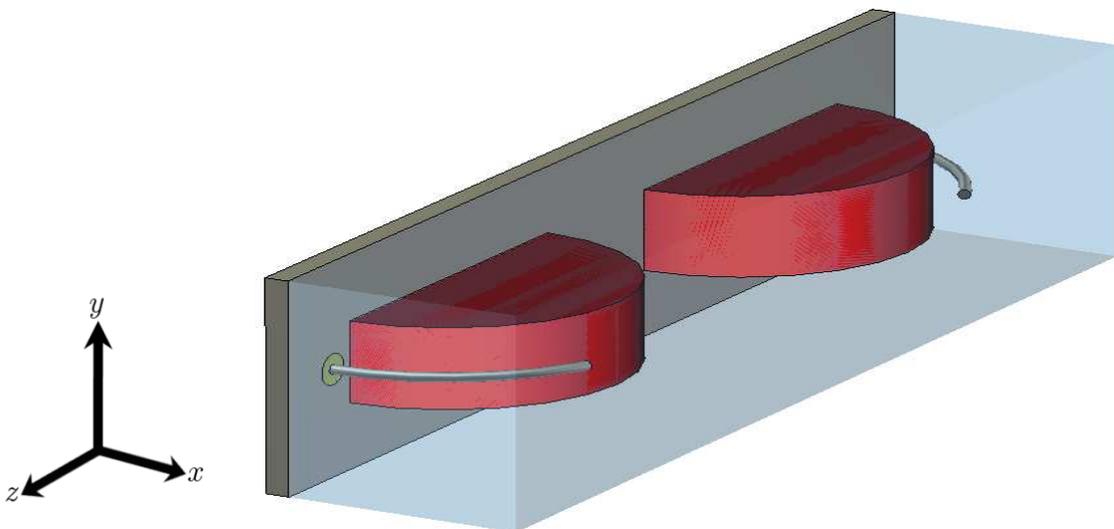


Fig. 5-22 - Solução para o problema de alimentação. Modelo do filtro com 1/2 ressoador.

A resposta em frequência simulada para este modelo sem perdas está ilustrada na Fig. 5-23.

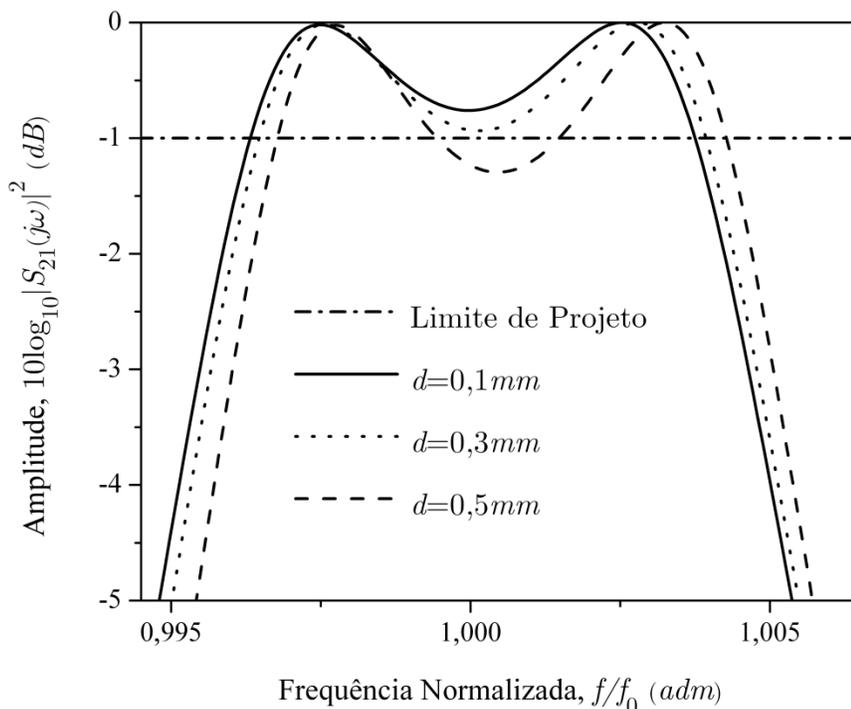


Fig. 5-23 - Resposta em frequência da magnitude para diferentes distâncias entre o alimentador coaxial e o ressonador.

O problema de alimentação está resolvido. Agora se consegue atingir o nível de *ripple* de -1dB e, adicionalmente, favorece-se a ideia de miniaturização exigida para o projeto, pois o alimentador não ocupa muito espaço dentro da caixa - fica bem próximo da cerâmica em todos os pontos. Embora não esteja mostrado na Fig. 5-23, dada a distância d entre o alimentador e a cerâmica, o comprimento total ℓ do alimentador é o fator que permite controlar o nível de *ripple*, e ajustá-lo ao nível desejado. Observe ainda a tendência de deslocar a frequência central em função da posição do alimentador observada, em muito maior escala, na Fig. 5-21.

A Fig. 5-24 mostra a resposta em frequência obtida para o modelo ilustrado na Fig. 5-22, e sua comparação com o caso sem perdas ilustrado na Fig. 5-13.

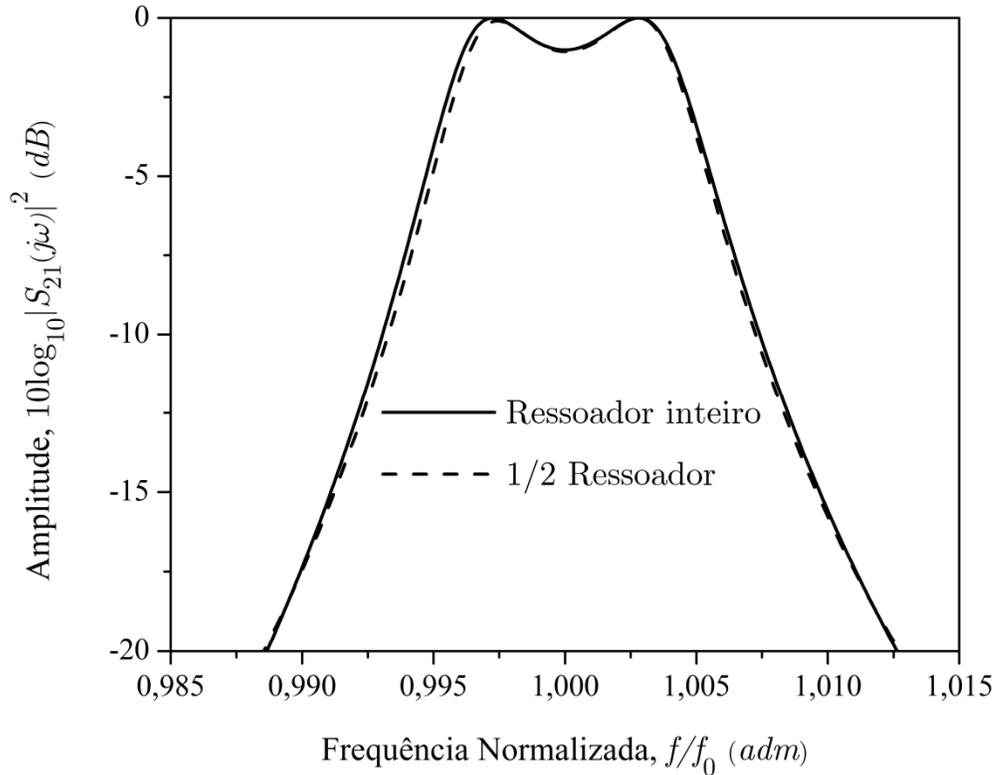


Fig. 5-24 - Resposta em frequência da magnitude para o filtro ilustrado na Fig. 5-12 e na Fig. 5-22.

A concordância é muito boa. Observa-se um pequeno estreitamento de banda, que pode ser corrigido alterando-se a distância de separação entre os ressoadores. De qualquer modo, ambas as respostas estão muito próximas uma da outra.

A Fig. 5-25 mostra a distribuição dos campos elétrico (a) e magnético (b) para o filtro ilustrado na Fig. 5-22. Ambos são os mesmos obtidos na Fig. 5-2 para o modo TE_{018} , exceto pelo fato de que agora há metade das cerâmicas; como ambas estão coladas em PECs, os campos da Fig. 5-25 são rigorosamente iguais aos campos da Fig. 5-2.

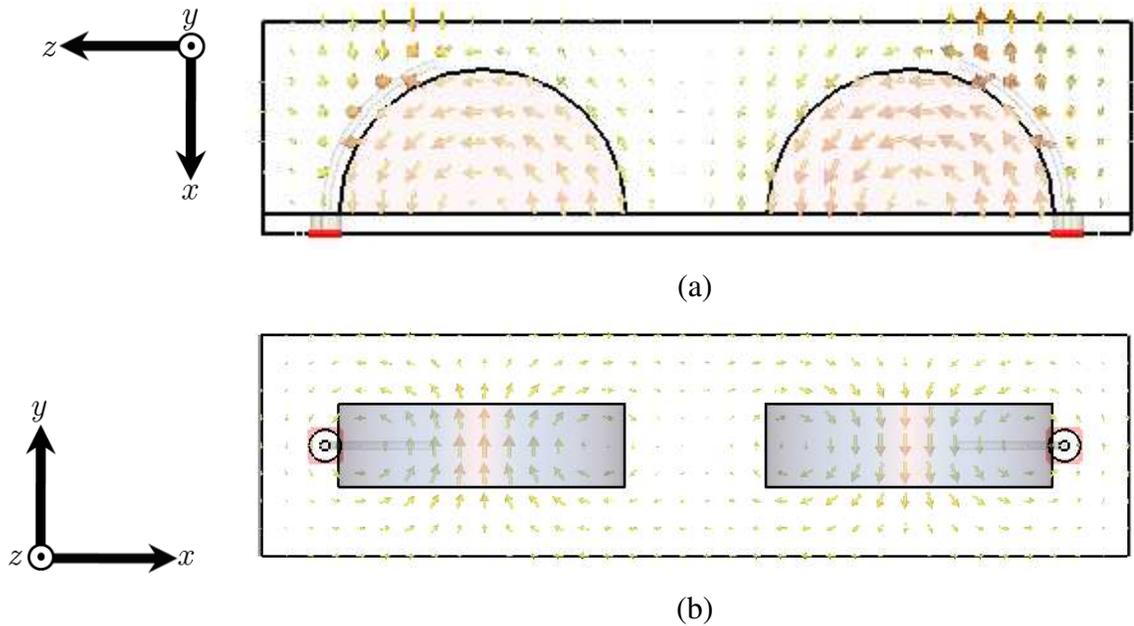


Fig. 5-25 - Distribuição de campos para o filtro ilustrado na Fig. 5-22. (a) Campo elétrico. (b) Campo magnético.

A partir deste ponto, no qual se determina o alimentador adequado para o filtro, segue-se com o procedimento da seção 5.2:

1. Determina-se a distância entre o alimentador e um ressoador para ter-se alto acoplamento;
2. Determina-se a curva acoplamento versus distância entre os ressoadores, com um alimentador apenas, e na distância determinada em 1;
3. Inclui-se o segundo alimentador e ajusta-se seu comprimento e sua distância dos ressoadores para ter-se um *ripple* de -1dB na banda passante;
4. Determina-se a resposta em frequência do filtro completo para o caso com perdas em todos os elementos.
5. Compara-se a qualidade da resposta simulada com perdas com a resposta medida.
6. Medem-se as perdas individuais introduzidas por cada elemento do filtro.

Nenhum desses passos será feito para este filtro, pois o mesmo não foi fabricado e o filtro da próxima seção apresenta características melhores; em particular, é menor que o atual.

5.5 Filtro com 1/4 de ressoador

Por inspeção da Fig. 5-2, observa-se que é possível inserir uma PEC ao longo do plano yz e do plano yx e manter a mesma distribuição de campos - o campo elétrico seria normal à PEC, e o campo magnético, tangente à PEC, o que está de acordo com as equações de Maxwell - o que permite concluir que é possível

usar 1/4 da cerâmica e obter os mesmos resultados da seção 5.4, com a possibilidade de reduzir as perdas do modelo completo, pois se tem menos material para dissipar energia - a cerâmica é menor.

Repete-se aqui o problema de determinar alimentador.

Desta vez, partindo do conhecimento adquirido ao longo da seção 5.4, há apenas uma modificação a ser feita. Não serão mostradas as curvas aqui, mas ao usar-se o alimentador mostrado na Fig. 5-22 modifica-se muito a frequência de ressonância dos ressoadores, e atrapalha-se muito o acoplamento entre os mesmos. A solução obtida para o problema da alimentação está ilustrada na Fig. 5-26, e consiste em curvar o alimentador uma segunda vez, na direção contrária à primeira curva, ao longo do plano xz . Há, aqui, a vantagem adicional de que o *loop* formado pelo alimentador intensifica o campo magnético produzido pelo mesmo, o que favorece o acoplamento entre este e a cerâmica.

Uma vez definido o alimentador, segue-se com o procedimento da seção 5.2, que está resumido no fim da seção 5.4 e que, novamente, não será repetido aqui.

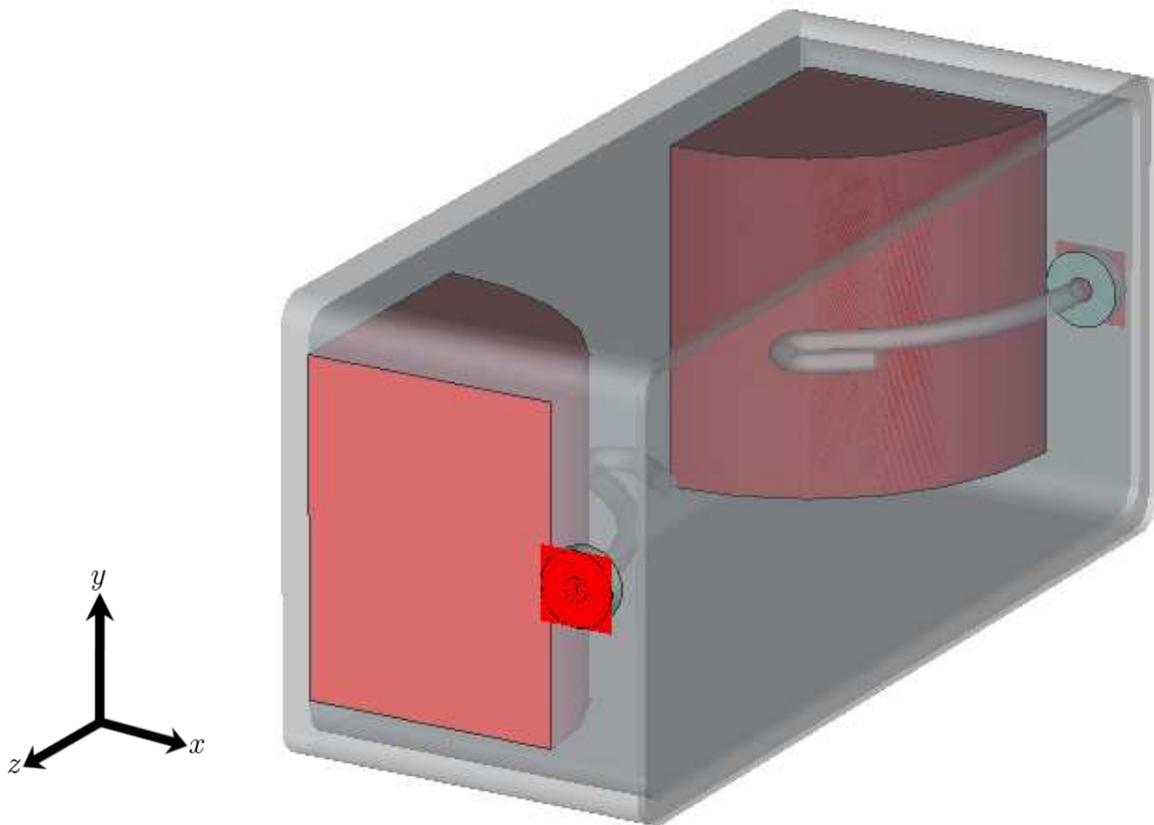


Fig. 5-26 - Modelo do filtro com 1/4 de ressoador.

A Fig. 5-27 mostra a resposta em frequência para o filtro ilustrado na Fig. 5-26, e a compara com as respostas da Fig. 5-24.

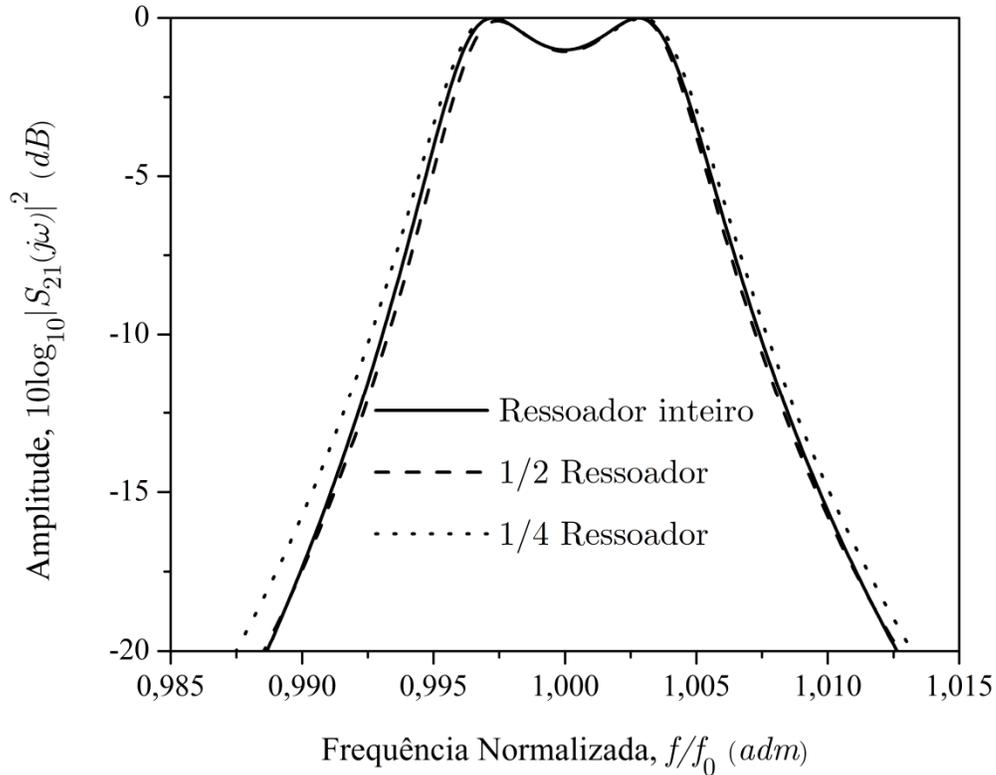


Fig. 5-27 - Resposta em frequência da magnitude de para o filtro ilustrado na Fig. 5-12, na Fig. 5-22 e na Fig. 5-26.

Claramente, a nova curva segue o padrão mostrado na Fig. 5-13 para o filtro com cerâmicas inteiras, e o mostrado na Fig. 5-24, para o filtro com 1/4 cerâmica. Neste ponto, tem-se um filtro que satisfaz o requisito de miniaturização em relação ao primeiro protótipo, ilustrado na Fig. 5-12.

Observa-se um pequeno alargamento de banda, que pode ser corrigido alterando-se a distância de separação entre os ressoadores. De qualquer modo, as três respostas estão muito próximas uma da outra.

A Fig. 5-28 mostra a distribuição dos campos elétrico (a) e magnético (b) para o filtro ilustrado na Fig. 5-26. Ambos são os mesmos obtidos na Fig. 5-2 e na Fig. 5-25, todos para o modo TE_{016} , exceto pelo fato de que agora há 1/4 dos ressoadores; como ambos estão coladas em PECs, os campos da Fig. 5-28 são rigorosamente iguais aos campos da Fig. 5-2 e da Fig. 5-25.

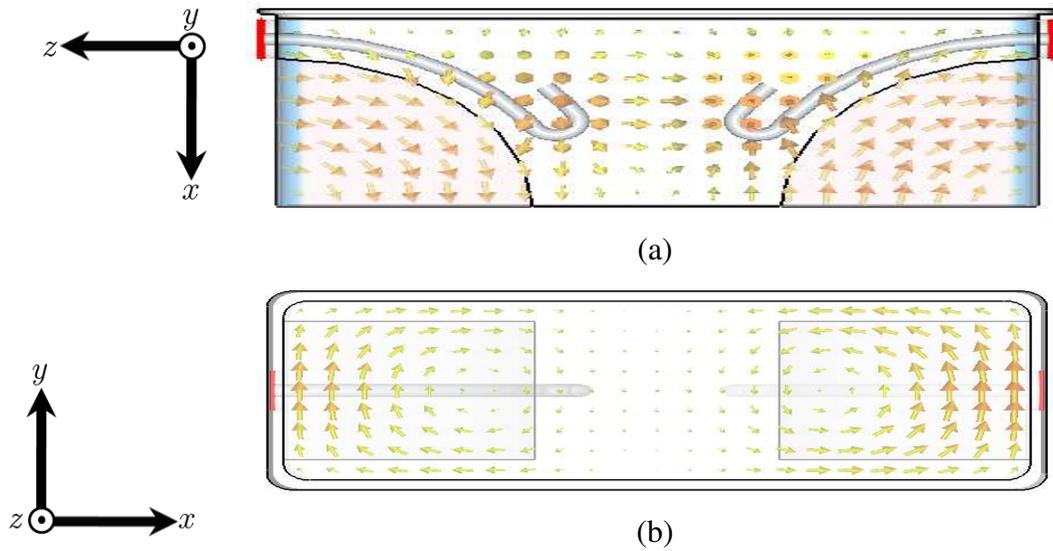


Fig. 5-28 - Distribuição de campos para o filtro ilustrado na Fig. 5-26. (a) Campo elétrico. (b) Campo magnético.

5.3.1 Filtro com 1/4 de ressoador perfurado

Como requisito adicional de projeto, precisa-se ter controle sobre os modos de ordem superior, de modo a deslocá-los em frequência e a atenuá-los em amplitude, para expandir a faixa de rejeição do filtro.

A Fig. 5-29 mostra a resposta em frequência do filtro ilustrado na Fig. 5-26 para uma faixa de frequência bem mais ampla que as vista até o momento, de modo que seja possível identificar dois modos de ordem superior.

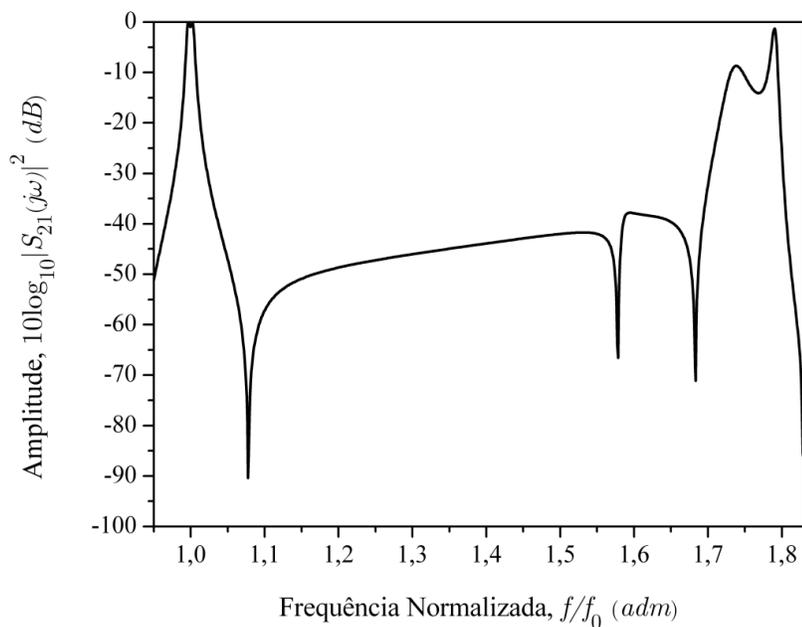


Fig. 5-29 - Resposta em frequência da magnitude de para verificação de modos de ordem superior.

Deslocar os modos de ordem superior em frequência é uma técnica tratada em [28]. Alterando-se a razão altura/raio da cerâmica, é possível obter a mesma resposta na banda passante e alterar a resposta dos modos de ordem superior, deslocando-os em frequência para a direita ou para a esquerda. A Fig. 5-30 ilustra ambos os casos, em relação ao original.

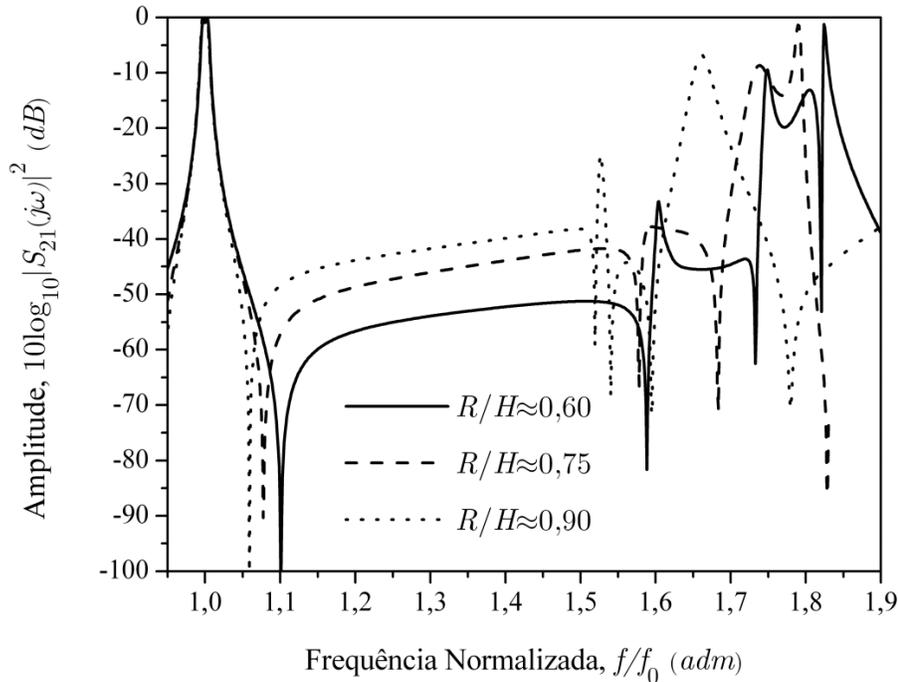


Fig. 5-30 - Solução apontada por [28] para deslocamento em frequência de modos de ordem superior. R = raio e H = altura.

Percebe-se claramente o efeito do deslocamento em frequência dos modos de ordem superior com sua aproximação da banda passante à medida que a relação raio/altura cresce.

Isto, contudo, pode não ser suficiente para alguns projetos. É necessário, além de controlar a posição em frequência dos modos de ordem superior, controlar sua amplitude, reduzindo-a se necessário.

Após uma série de testes, que não serão relatados aqui, uma análise da distribuição da densidade de energia magnética mostrou-se como a solução a este requisito de projeto. A Fig. 5-31 ilustra tal distribuição.

O modo fundamental, ilustrado na Fig. 5-31 (a), como já citado anteriormente, apresenta uma distribuição da energia magnética praticamente nula no centro da cerâmica, um máximo na direção radial, e um mínimo que segue atenuando-se radialmente a partir daí.

O primeiro modo de ordem superior, ilustrado na Fig. 5-31(b), apresenta dois máximos localizados nas bordas da cerâmica, que diminuem em direção a uma linha imaginária radial central.

O segundo modo de ordem superior, ilustrado na Fig. 5-31(c), apresenta uma distribuição da energia magnética praticamente nula no centro da cerâmica, um máximo na direção radial, em uma posição anterior à do modo fundamental, e um mínimo que segue atenuando-se radialmente a partir daí.

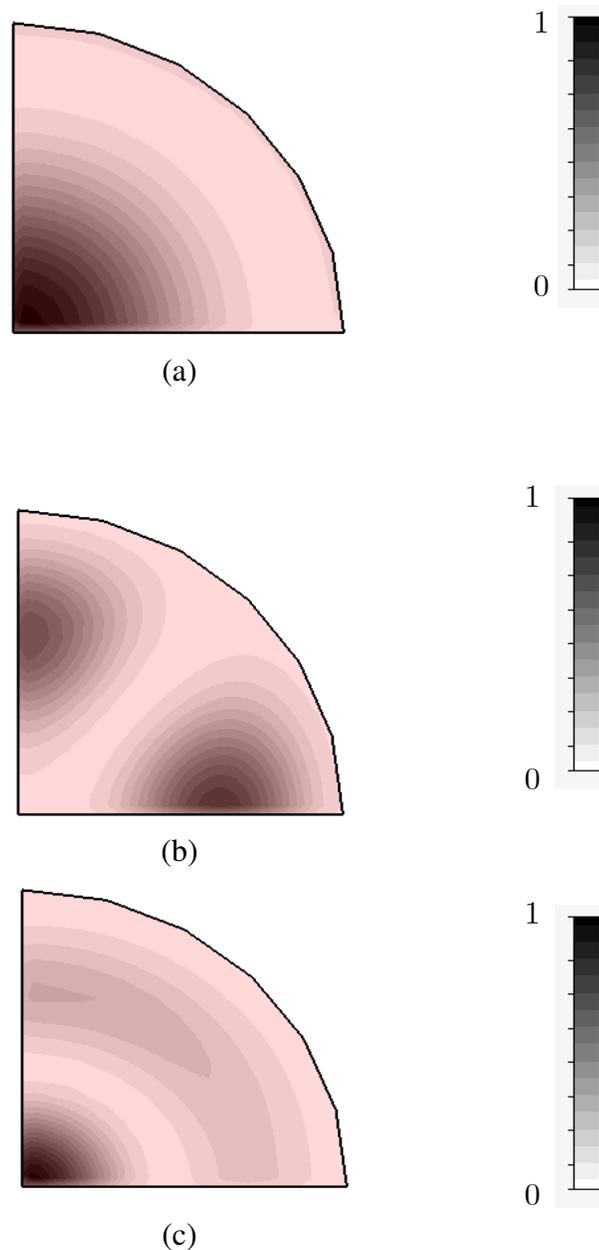


Fig. 5-31 - Distribuição da densidade de energia magnética do (a) modo fundamental (b) primeiro modo de ordem superior e (c) segundo modo de ordem superior.

A partir desta análise, para atenuar os modos de ordem superior, optou-se por remover material da cerâmica na posição onde estão localizados os máximos do primeiro e do segundo modos de ordem superior. O filtro resultante está ilustrado na Fig. 5-32. Em relação ao filtro ilustrado na Fig. 5-26, é necessário fazer alguns ajustes no alimentador e na distância entre as cerâmicas, que não serão mostrados aqui.

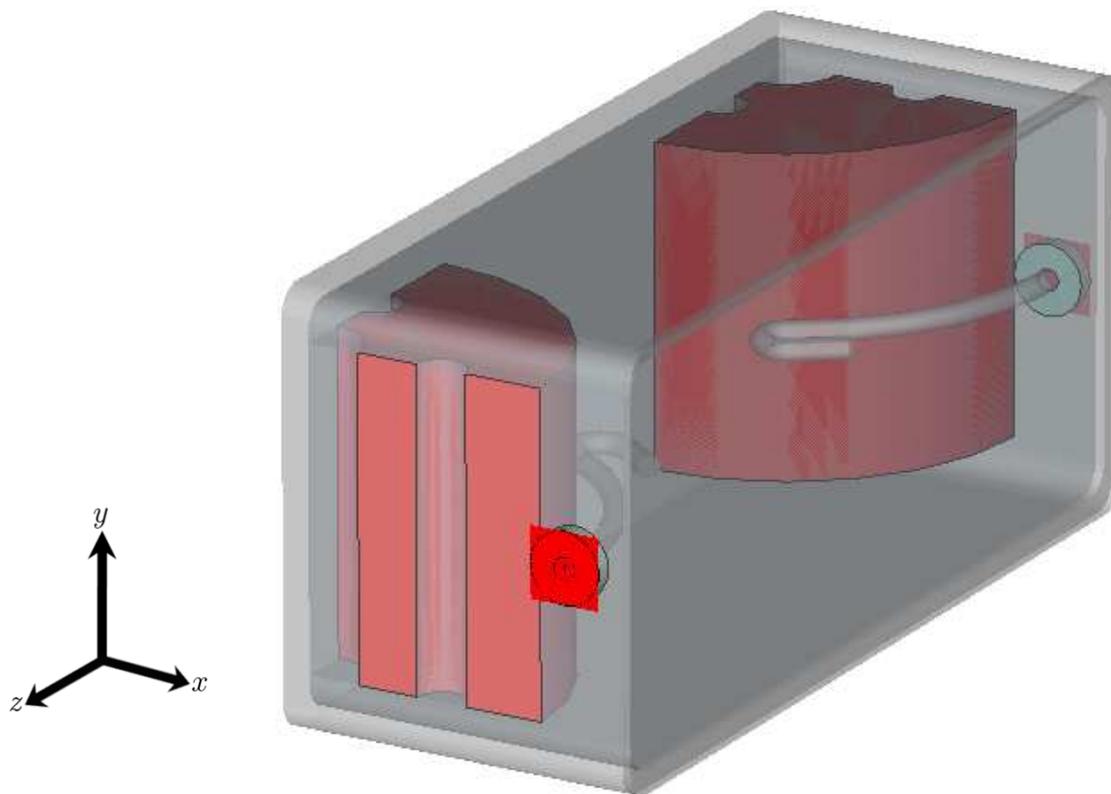


Fig. 5-32 - Modelo do filtro com 1/4 de ressoadores perfurados.

A remoção de material da porção central provavelmente afetará o modo fundamental, uma vez que a maior densidade de campo magnético do mesmo encontra-se nesta região; contudo, esta região é maior para este modo que para o modo de ordem superior, logo, removendo-se pouco material, reduz-se o efeito no modo fundamental.

A remoção de material das porções laterais não deve afetar muito o modo fundamental, já que estas estão em uma região onde a densidade do campo magnético do deste são relativamente baixas.

A Fig. 5-33 mostra a distribuição dos campos elétrico (a) e magnético (b) para o filtro ilustrado na Fig. 5-32. Ambos são os mesmos obtidos na Fig. 5-2, na Fig. 5-25 e na Fig. 5-28, todos para o modo TE_{016} , exceto pelo fato de que agora há 1/4 das cerâmicas perfuradas; como ambas estão coladas em PECs, os campos da Fig. 5-33 são rigorosamente iguais aos campos da Fig. 5-2, da Fig. 5-25 e da Fig. 5-28.

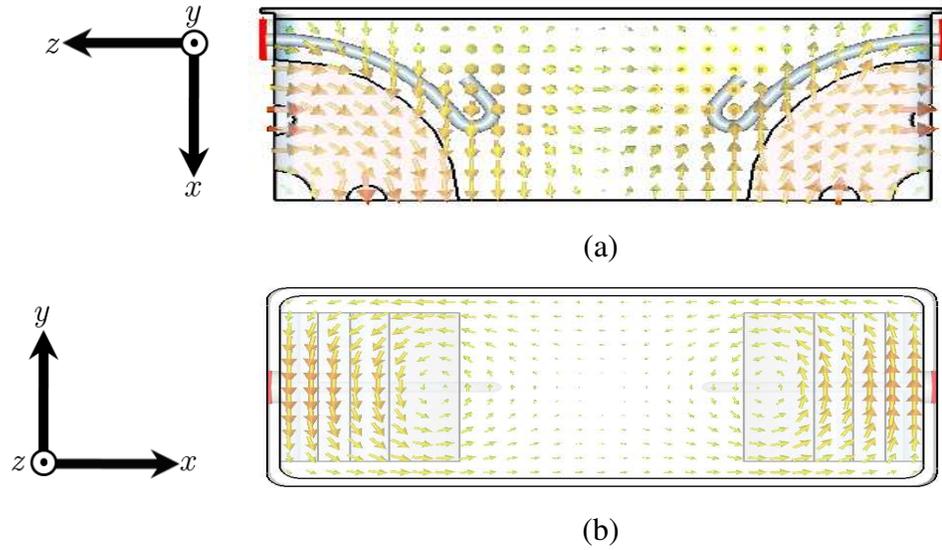


Fig. 5-33 - Distribuição de campos para o filtro ilustrado na Fig. 5-32. (a) Campo elétrico. (b) Campo magnético.

A Fig. 5-34 mostra a resposta em frequência para o filtro ilustrado na Fig. 5-32. Claramente, a mesma segue o padrão mostrado na Fig. 5-13 para o filtro com ressoadores inteiros, o mostrado na Fig. 5-21, com 1/2 ressoadores, e o mostrado na Fig. 5-24, para o filtro com 1/4 de ressoadores.

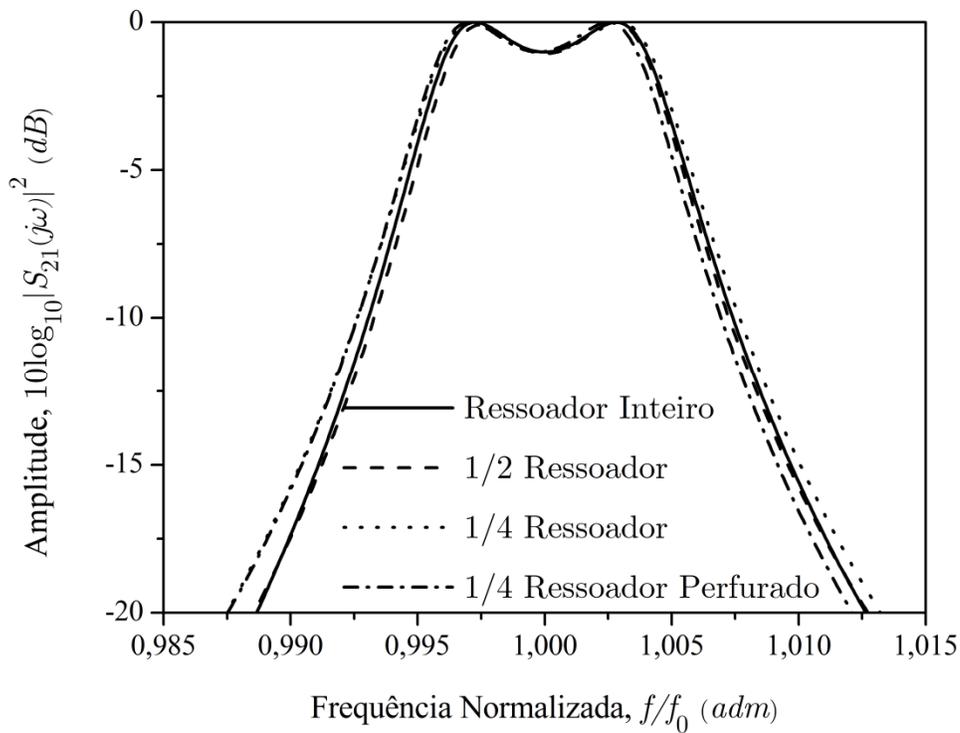


Fig. 5-34 - Resposta em frequência da magnitude de para os filtros ilustrados na Fig. 5-12, na Fig. 5-22, na Fig. 5-26 e na Fig. 5-32.

A concordância é, novamente, muito boa. Observa-se um pequeno deslocamento da frequência central, que pode ser corrigido alterando-se a altura dos ressoadores. De qualquer modo, as quatro respostas estão muito próximas uma da outra.

A Fig. 5-35 ilustra a resposta em frequência para o filtro ilustrado na Fig. 5-32, em uma faixa de frequência que permite ver os modos de ordem superior e a maneira como os mesmos são afetados pelas perfurações, como mostra o filtro da Fig. 5-32, e a compara com o caso sem perfurações, como mostra o filtro da Fig. 5-26. Em ambos os casos, não há perdas nos materiais.

A redução da amplitude do primeiro modo de ordem superior é bastante evidente. Já o segundo modo de ordem superior desloca-se em frequência, e não em amplitude.

Os deslocamentos em frequência fora da banda passante, inclusive em torno da frequência normalizada 1,07 ocorrem porque, uma vez feitas as perfurações, é necessário alterar-se a razão raio/altura dos ressoadores; como visto na Fig. 5-30, mudar esta relação implica em alterar o comportamento de $|S_{21}(j\omega)|$ fora da banda passante, e isto é observado na Fig. 5-35. Dado que a correção na altura dos ressoadores implica em reduzi-las, o sentido do deslocamento do primeiro modo de ordem superior está de acordo com o esperado. A atenuação do primeiro modo de ordem superior é certamente efeito da remoção de material, visto que a região é relativamente neutra para o modo fundamental e para o segundo modo de ordem superior, como mostra a Fig. 5-31.

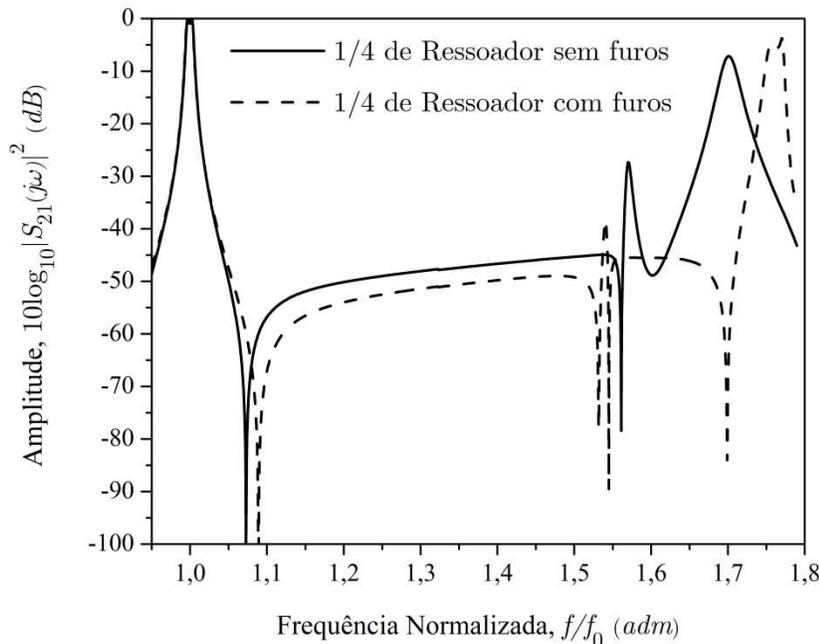


Fig. 5-35 - Resposta em frequência da magnitude de para o filtro ilustrado na Fig. 5-26 e na Fig. 5-32, para o caso sem perdas nos materiais.

O deslocamento em frequência do segundo modo de ordem superior, que é um modo múltiplo do fundamental, está na direção contrária à esperada. Isto provavelmente ocorre porque, ao remover-se material das cerâmicas, o $\epsilon_{r,\text{efetivo}}$ visto pelo ambiente altera-se e, neste caso particular, diminui; ϵ_r menor implica no aumento da frequência de todos os modos e, no caso do segundo modo de ordem superior, tem-se o efeito combinado da remoção do material, do fato de que este modo é múltiplo do fundamental, e é muito mais afetado pela remoção do material que o modo fundamental, como se percebe pela Fig. 5-31(a) e Fig. 5-31(c).

A Fig. 5-36 ilustra a resposta em frequência para o filtro ilustrado na Fig. 5-32, para o caso de perdas em todos os materiais.

O nível das perdas mostradas na Fig. 5-36, para um filtro composto por 1/2 ressoadores perfurados alimentados por coaxiais curvados, é similar ao mostrado na Fig. 5-14, para um filtro composto por ressoadores inteiros, apoiados sobre um substrato e alimentados por linhas de microfita.

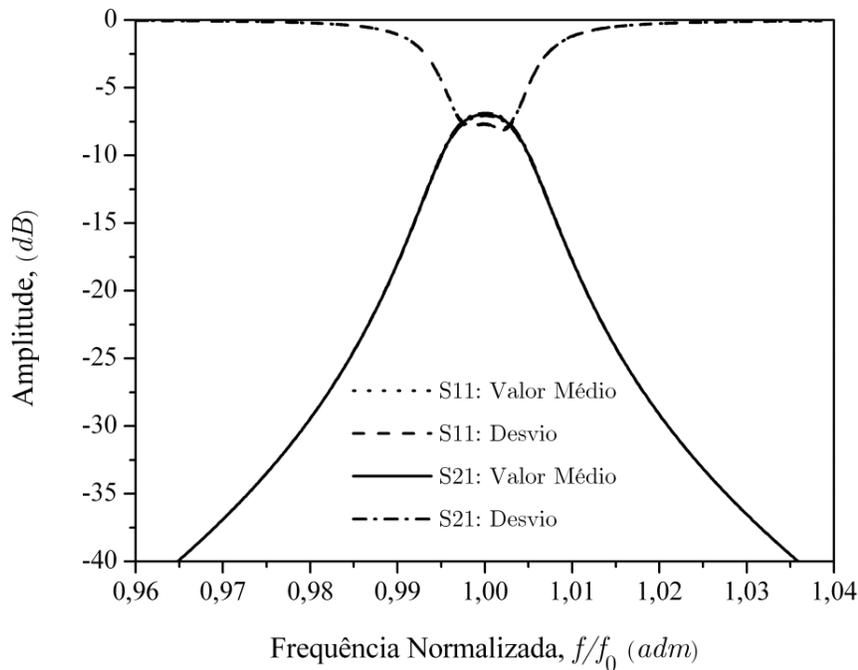


Fig. 5-36 - Resposta em frequência da magnitude de $|S_{21}(j\omega)|$ para o filtro ilustrado na Fig. 5-32, para o caso com perdas em todos os materiais.

Fazendo-se, via simulação, uma análise das perdas de cada um dos elementos que compõem o filtro, obtém-se o resultado mostrado na Tabela 5-3.

Tabela 5-3- Perdas individuais dos elementos do filtro completo ilustrado na Fig. 5-32.

Elemento	Perda (dB)
Caixa Metálica	≈0,700
Alimentadores Coaxiais	≈0,032
Cerâmicas	≈6,080

Este resultado, comparado ao da Tabela 5-2 é, a primeira vista, surpreendente, pois as perdas nos ressoadores inteiros e nos 1/4 de ressoadores são muito parecidas. Isto ocorre, provavelmente, porque, o espelhamento dos campos dos 1/4 de ressoadores é feito com estes já levando em conta as perdas produzidas pelos mesmos, que se manifestam nas imagens virtuais e criam um efeito real de perda como se houvesse um ressoador inteiro, o que faz muito sentido.

Como esperado, as perdas na caixa metálica e nos alimentadores são similares - diferenças no caso da caixa têm relação, provavelmente, com as correntes superficiais presentes no caso dos 1/2 ressoadores, e ausentes no caso dos ressoadores inteiros.

As perdas nos alimentadores coaxiais são desprezíveis, como esperado.

A Fig. 5-37 ilustra a resposta em frequência para o filtro ilustrado na Fig. 5-32, para o caso de perdas em todos os materiais, em uma faixa de frequência que permite a visualização dos modos de ordem superior, e as correções na amplitude e no deslocamento dos mesmos produzidos pelas perfurações nas cerâmicas.

O efeito das perdas é, principalmente, o de atenuar a amplitude tanto do modo fundamental quanto dos dois modos de ordem superior seguintes, além de produzir um pequeno deslocamento destes para frequências mais altas; desta forma, mostra-se ser possível cumprir a exigência de controlar os modos de ordem superior em amplitude e em frequência, expandindo a faixa da banda de rejeição do filtro.

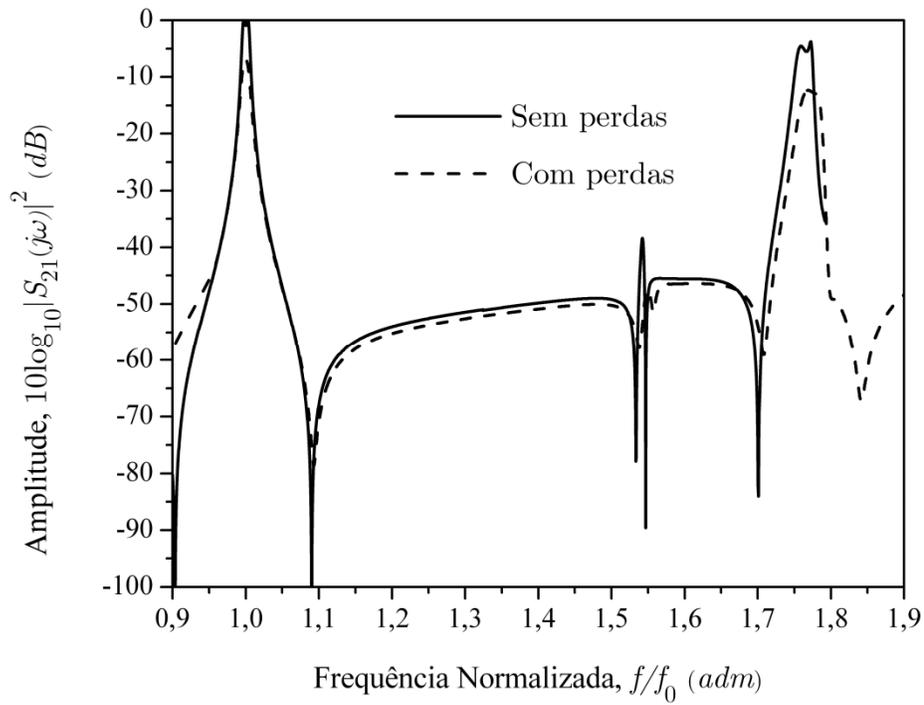


Fig. 5-37 - Resposta em frequência da magnitude para o filtro ilustrado na Fig. 5-32 para visualização dos modos de ordem superior e da atenuação em amplitude e do deslocamento em frequência produzido nos mesmos pelas perfurações nas cerâmicas, para o caso com perdas em todos os materiais, em relação ao caso sem perdas.

Capítulo 6

Conclusões

No Capítulo 1, tivemos uma visão geral da evolução histórica do desenvolvimento dos diversos tipos de filtro e dos materiais usados na fabricação dos mesmos.

No Capítulo 2, tratamos da teoria geral de filtros, formalizando a definição da função de transferência para estes como um módulo ao quadrado; da definição da função de transferência para filtros, o que leva ao assunto principal do capítulo, a definição da função de transferência para filtros Chebyshev, para os quais se desenvolvem equações para determinação de parâmetros que os caracterizam; da definição do filtro passa-baixa normalizado e de sua conversão para outros tipos de filtro - passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa, todos não normalizados. Finalizamos este capítulo fazendo uma comparação para a escolha do tipo de filtro adequado para atender a um conjunto de especificações arbitrárias.

No Capítulo 3, tratamos das aproximações necessárias para a conversão do circuito passa-faixa do modelo de circuito de parâmetros concentrados para o modelo de parâmetros distribuídos. Partimos da definição da função de transferência e do circuito elétrico de parâmetros concentrados equivalentes para um filtro com elementos parâmetros concentrados; chegamos à definição do conceito de inversores de impedância, fundamental para a conversão citada; mostramos a conversão de circuito de parâmetros concentrados em circuito de parâmetros distribuídos, cujos conceitos permitem converter um circuito elétrico de parâmetros concentrados em um circuito eletromagnético de parâmetros distribuídos, composto por ressoadores; mostramos como fazer a conversão do circuito passa-faixa usando inversores de impedância e finalizamos o capítulo com a conversão do circuito passa-faixa do modelo de circuito de parâmetros concentrados para o modelo de parâmetros distribuídos.

No Capítulo 4, tratamos da análise estatística dos dados recebidos. Partimos da determinação da frequência de ressonância e da tangente de perdas para as cerâmicas, usando-se a análise via $6-\sigma$, para determinar com segurança estatística a permissividade elétrica relativa e a tangente de perdas das cerâmicas usadas na construção do filtro.

No Capítulo 5, seguimos com o desenvolvimento completo de um filtro usando ressoadores inteiros, mostrando que uma função matemática abstrata tem uma implementação física real; mostramos o desenvolvimento de um alimentador para filtros com $1/2$ ressoador, com a mesma resposta em frequência do anterior; mostramos como usar $1/4$ de ressoador para obter um filtro com a mesma resposta dos anterior-

res; estendemos a faixa da banda de rejeição através da introdução de perfurações no filtro com 1/4 de ressoador.

Contribuições

Com o requisito de miniaturização presente ao longo deste trabalho, as modificações necessárias para o desenvolvimento de um Filtro com 1/2 ressoador e outro Filtro com 1/4 de ressoador levam à contribuições na alimentação dos mesmos. Neste último caso, motivado por um novo requisito de projeto, chega-se a outra inovação relacionada à geometria dos ressoadores, que permite estender a faixa de rejeição dos mesmos.

Trabalhos Futuros

É importante obter cerâmicas com tangente de perdas menor que as atuais, da ordem de 10^{-3} ; se conseguirmos 1.10^{-3} , as simulações mostram que as perdas do ressoador vão para $4,0dB$; se conseguirmos 1.10^{-4} , as perdas do ressoador vão para $2,0dB$; se conseguirmos 1.10^{-5} , as perdas do ressoador vão para $0,2dB$. Esta redução é importante para tornar possível a aplicação prática do filtro projetado, dado que bancos comerciais com oito filtros trabalham com perda de inserção da ordem de $3,0dB$; no caso das perdas que temos atualmente, chegamos a quase $9,0dB$ de perda de inserção para construir um banco semelhante, um valor elevado demais.

Como no caso do filtro com ressoadores inteiros obtivemos bons resultados experimentais, uma necessidade importante é a de medir-se o filtro com 1/4 de ressoador e comparar este resultado com os obtidos via simulação, para validar o uso do mesmo. Se isto se confirmar, teremos atingido uma redução, em volume, da ordem de 80% em relação ao protótipo construído com ressoadores inteiros, uma redução bastante expressiva.

Outro passo importante na sequência deste trabalho é estender os conceitos da atual faixa de microondas para as faixas de frequência de Terahertz e para a faixa de Ótica, uma vez que estas são as tendências atuais no desenvolvimento de dispositivos eletromagnéticos.

Referências Bibliográficas

- [1] Campbell, G. A (1911). Cisoidal Oscillations. *AIEE Transactions*. Vol. 30, pt. II, p. 873.
- [2] Campbell, G. A (1922). Physical Theory of the Electric Wave-Filter. *Bell System Tech J*. Vol. 1, 2, pp. 1-32.
- [3] Valkenburg, M. E. V (1982). *Analog Filter Design*. s.l. : Holt Rinehart & Winston.
- [4] Cauer, W (1939). *Ausgangsseitig Leerlaufende Filter*. Vol. 16, 6, pp. 161-163.
- [5] Brune, O (1931). Synthesis of a Finite Two-Terminal Network. *J. Math. and Phys.* 10, pp. 191–236.
- [6] Bode, H. W (1945). *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. [ed.] R. E. Krieger Pub. Co.
- [7] Butterworth, S (1930). On the Theory of Filter Amplifiers. *Experimental Wireless and the Wireless Engineer*. Vol. 7, pp. 536-541.
- [8] Cauer, W (1931). Ein Reaktanztheorem. *Sitzungsberichte d. Preuß. Akademie d. Wissenschaften, phys.-math. Klasse*, pp. 673–681.
- [9] H. L. Krall, O. Frink (1949). A New Class of Orthogonal Polynomials: The Bessel Polynomials. *Trans. Amer. Math. Soc.* Vol. 65, pp. 100-115.
- [10] Thomson, W.E (1949). Delay Networks Having Maximally Flat Frequency Characteristics. *Proc. IEEE*. Vol. 96, 3, pp. 487-490.
- [11] Chebyshev, P. L (1899). Théorie des mécanismes connus sous le nom de parallélogrammes. *Mémoires présentés à l'Académie Impériale des Sciences de St-Pétersbourg*. Vol. I, pp. 111-143.
- [12] Stephenson, F.W (1985). *RC Active Filter Design Handbook*. s.l. : Wiley Electrical and Electronics Technology Handbook series.
- [13] Papoulis, A (1958). Optimum Filters with Monotonic Response. *Proc. IRE*. Vol. 46, pp. 606-609.
- [14] Halpern, P (1969). Optimum Monotonic Lowpass Filters. *IEEE Trans. Circuit Theory*. Vols. CT-16, pp. 240-242.
- [15] Y. H. Ku, M. Drubin (1962). Network Synthesis using Legendre and Hermite Polynomials. *J. Franklin Inst.* Vol. 273, pp. 138-157.
- [16] D. E. Johnson, Johnson. and. J. R (1996). Lowpass Filters using Ultra-Spherical Polynomials. *IEEE Circuit Theory*. Vols. CT-13, pp. 364-369.
- [17] Y. Attikiouzel, W. F. Punch. The Inverse Modified Ultraspherical and Hermite Lowpass Filters. *International Journal of Electronics*. 6, 1978, Vol. 45, pp. 667 - 671.
- [18] D. Rabrenovic, M. D. Lutovac (1992). A Quasi-Elliptic Function. *IEEE Trans. Circ. Syst. I*. 3. Vol. 39, pp. 247-249.

- [19] M. D. Lutovac, D. Rabrenovic (1993). Algebraic Design of Some Lower-Order Elliptic Filters. *Electronics Letters*. Vol. 29, 2, pp. 192-193.
- [20] McNee, A. B (1963). Chebyshev Approximation of a Constant Group Delay. *IEEE Trans. on Circuit Theory*. Vols. CT-10, pp. 284-285.
- [21] Bunker, W. M (1970). Symmetrical equal-ripple delay and symmetrical equal-ripple phase filters. *IEEE Trans. Circuit Theory*. Vols. CT-17, pp. 455-458.
- [22] M. Ariga, M. Sato (1970). Maximally Flat Lumped-Element Approximation to a Fractional Operator Immittance Function. *IEEE Trans. on Circuit Theory*. pp. 125-128.
- [23] Halpern, P. H (1976). Monotonic Step Response Filters with Maximum Asymptotic Cutoff. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*. 6. Vols. CAS-23, pp. 380-383.
- [24] Bennett, B (1988). Hourglass Filter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. Vol. 12, p. 1469.
- [25] Dishal, M (1988). Gaussian-Response Filter Design. *Electr. Commun.* Vol. 36, pp. 3-26.
- [26] Mason, W. P (1934). A New Quartz Crystal Plate, Designated the GT, which Produces a Very Constant Frequency over a Wide Temperature Range. *Proc. IRE*. Vol. 28, pp. 20-223.
- [27] Richtmeyer, R. D (1939). Dielectric Resonators. *J. Appl. Phys.* Vol. 10, pp. 391-398.
- [28] Guillon, Pierre (1982). *Dielectric Resonator*.
- [29] Matthews, H (1977). *Surface Wave Filters*. New York : Wiley-Interscience Publication.
- [30] Dillon, J. F (1958). Magnetostatic Modes in Ferrimagnetic Spheres. *Phys. Rev.* Vol. 112, pp. 59-63.
- [31] Laboratório de Telecomunicações e Ciência e Tecnologia dos Materiais. [Online] [Citado em: 05 de Janeiro de 2009.] <http://www.fisica.ufc.br/~locem/>.
- [32] G. L. Mathei, L. Young, E. M. T. Jones (1964). *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*. 1980. New York : McGraw-Hill.
- [33] Pozar, D. M (1988). *Microwave Engineering*. New York : John Wiley and Sons.
- [34] Zverev, A. I (1967). *Handbook of Filter Synthesis*. New York : John Wiley and Sons.
- [35] Dishal, M (1971). Design of Dissipative Band-Pass Filter Producing Desired Exact Amplitude-Frequency Characteristics. *IEEE Trans. on Microwave Tech.*, pp. 1050-1069.
- [36] Sleeper, A. D (2006). *Design for Six Sigma Statistics*. New York : McGraw-Hill.
- [37] Cameron, J.M (1960). Statistics. [ed.] D.H. Menzel. *Fundamental Formulas of Physics*. New York : Dover.
- [38] Squires, G. L (1985). *Practical Physics*. 3rd. Cambridge : Cambridge University Press.
- [39] T. Yamakawa, T. Ishizaki, M. Fujikawa, I. Awai. *Resonator, Filter, Communication Apparatus, Resonator Manufacturing Method and Filter Manufacturing Method*. US2004 / 0130412 A1 United States, 8 de Julho de 2008. Patent Application.