

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



TESE DE DOUTORADO

Filtros e Diplexadores por Ressonadores Acoplados para
Micro-ondas

Lidiane da Silva Araújo



Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia e Geociências
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

LIDIANE DA SILVA ARAÚJO

FILTROS E DIPLEXADORES POR RESSOADORES ACOPLADOS PARA
MICRO-ONDAS

Trabalho apresentado ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia e Geociências da Universidade Federal de Pernambuco como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: *Antonio Jeronimo Belfort de Oliveira*
Co-Orientador: *Ignacio Llamas-Garro*

RECIFE, 2018

AGRADECIMENTOS

Externo especial agradecimento ao Prof. Antonio Jeronimo Belfort de Oliveira, meu orientador, a quem devo grande parte dos conhecimentos científicos adquiridos durante minha permanência no Curso. Sua conduta como professor, pesquisador e pessoa me inspiraram valores que carregarei sempre comigo. Sou-lhe grata pela dedicação, paciência e confiança que sempre externou em meu trabalho, minha capacidade.

Dirijo minha gratidão ao Dr. Ignacio Llamas-Garro, meu co-orientador, do Centro Tecnológico de Telecomunicações da Catalúnia, que me acolheu por seis meses em seu grupo de pesquisa, quando fui bolsista de projeto vinculado ao Programa de Cooperação Científica e Tecnológica Brasil-Espanha, financiado pelo CNPq.

Sou muito grata ao Prof. Michael J. Lancaster pelo forte interesse que externou em minha pesquisa, pelas valiosas discussões e contribuições, e pelo convite para desenvolver trabalho de pesquisa, em assunto desta tese, junto a seu grupo de Micro-ondas na Universidade de Birmingham, Inglaterra. Sinto-me também muito grata a essa instituição que me custeou todas as despesas com uma Bolsa de Estudante Pesquisador Estrangeiro por um período de sete semanas.

Sempre agradecida ao Dr. Xiaobang Shang, também destacado pesquisador do Grupo de Micro-ondas da Universidade de Birmingham, que me acolheu com paciência e interesse em ajudar-me, de quem absorvi inestimáveis conhecimentos para o desenvolvimento desta tese e para minha formação acadêmica.

Agradeço imensamente a Thiago Cavalcante pelo grande apoio emocional que me deu, especialmente nos momentos mais difíceis. Além disso, seus conhecimentos de informática me foram de grande valia na edição desta tese. Agradeço ao Prof. Sérgio Campello Oliveira, da Universidade de Pernambuco, pelo suporte de infraestrutura computacional que me concedeu quando o volume e complexidade da carga computacional que eu enfrentava exigiam a necessidade de mais recursos computacionais além do que era oferecido pelo Laboratório de Micro-ondas da UFPE. Sou muito grata a Clodomir Santana, aluno de mestrado em Sistemas, da UPE, pela eficiência, presteza e boa vontade no suporte técnico adequado para o uso da máquina.

Agradeço ao Dr. Fermín Mira, do Centro Tecnológico de Telecomunicações da Catalúnia, por ter fabricado e medido os dispositivos reconfiguráveis propostos nesta tese. Agradeço também a Crislane Silva, aluna de doutorado deste Programa de Pós-Gaduação, por ter auxiliado nas medições.

Expresso meus sinceros agradecimentos à secretária Andréa Tenório, pela forma competente e profissional com a qual tratou o lado administrativo que muito contribuiu para o bom desenvolvimento desta tese.

Meus agradecimentos à Capes pela bolsa que me foi concedida e por outros auxílios que recebi durante sua vigência.

À minha filha Ennya, que me suportou carinhosa e pacientemente durante meus momentos frequentes de inquietação, de fúria, quando nada parecia dar certo, reservo meu especial agradecimento.

Agradeço aos meus pais, Maria Célia e Luiz Carlos, e aos meus irmãos, Lilianne, Luciana e Luiz Carlos Filho, por compreenderem minha ausência nas reuniões de família, por mesmo de longe acreditarem sempre em minha capacidade, e por terem me incluído em suas orações para que tudo desse certo. Mais uma vez, e em especial, agradeço a minha mãe. Minha grande amiga nesta vida e com quem sempre tive uma ligação incrível. Ela por muitas vezes e em momentos cruciais (como quem adivinhara - coisa de mãe...) me enviou mensagens querendo saber sobre o meu dia e minhas lutas. Com palavras de conforto e sempre me dando sua bênção no final, trazia-me muita paz.

E, finalmente, agradeço a Deus, que, no seu silêncio e por várias vezes, sempre me estendeu a mão em meu socorro, atendendo a minhas orações.

RESUMO

Esta tese trata de filtros e diplexadores por ressoadores acoplados na faixa de micro-ondas. Filtros por ressoadores triangulares espiralados são projetados e construídos em tecnologia de microfitas e seus resultados experimentais e de simulação apresentados. Os triangulares não espiralados, em mesma tecnologia, são projetados com iguais especificações, construídos e medidos. Resultados comparativos são relatados entre os filtros com os dois tipos de ressoadores, em que se destaca a redução nas dimensões daqueles formados por ressoadores espiralados em relação aos não espiralados. Um filtro em estrutura coaxial, *comblin*e, projetado também pela teoria geral de acoplamento, é construído em tecnologia de impressão 3D e seu desempenho relatado. Um filtro e um diplexador de microfitas por ressoadores acoplados, reconfiguráveis por dispositivos do estado sólido, são projetados, com resultados de simulação e experimentais relatados.

Palavras-chave: Ressoadores acoplados. Ressoadores espiralados. Filtro reconfigurável. Diplexador reconfigurável. Filtro *comblin*e. Impressão 3D.

ABSTRACT

This thesis deals with filters and duplexers by coupled resonators in the microwave range. Triangular spiral resonator filters are designed and fabricated in microstrip technology and their experimental and simulation results presented. The Non-spiral triangular ones, in the same technology, are designed, fabricated and measured. Comparative results are reported between the filters with the two types of resonators, in which the reduction in the dimensions of those ones formed by the spiral resonators in relation to the non-spiral ones. A coaxial structure filter, combline, designed also by the general coupling theory is fabricated in 3D printing technology and its performance reported. A microstrip coupled resonator filter and a diplexer, reconfigurable by solid state devices, are designed, with simulation and experimental results reported.

Keywords: Coupled resonators. Spiral resonators. Reconfigurable filter. Reconfigurabel Diplexer. Comblin Filter. 3D Printing.

LISTA DE FIGURAS

2.1	Representação simbólica de um filtro.	22
2.2	Resposta ideal em frequência para filtros (a) passa-baixas, (b) passa-altas, (c) passa-faixa e (d) rejeita-faixa.	22
2.3	Diagrama de um filtro conectado a uma fonte de impedância interna R_0 e a uma carga também R_0	22
2.4	Exemplo simples de um filtro passa-baixas.	23
2.5	Resposta em frequência do protótipo do filtro passa-baixas da Figura 2.4.	23
2.6	Protótipo do filtro passa-baixas daquele da Figura 2.4.	24
2.7	Protótipos de filtro passa-baixas de ordem N com elementos normalizados, iniciados por capacitor (a) ou por indutor (b).	24
2.8	Diagrama do filtro passa-baixas da Figura 2.3 com os parâmetros de incidência a_1 , a_2 e de reflexão b_1 , b_2	25
2.9	Aproximações de Tchebyshev e Butterworth para protótipos de filtro passa-baixas de ordem $N = 5$	27
2.10	Aproximações de Tchebyshev e Butterworth para o protótipo de filtro passa-baixas de ordem $N = 5$ e frequência de corte Ω_c . (a) Perda de transmissão e (b) perda de reflexão.	29
2.11	Resultado da transformação em frequência para a realização do filtro passa-faixa.	30
2.12	Resposta Butterworth de um filtro passa-faixa com $N = 5$	31
2.13	Resposta Butterworth de um filtro passa-faixa com $N = 5$, expressa em perda de transmissão.	31
2.14	Equivalência entre elementos de circuito do passa-baixas e os do passa-faixa, com L'_{si} e C'_{si} dados por (2.31a) e (2.31b), e L'_{pi} e C'_{pi} dados por (2.33a) e (2.33b), respectivamente. O elemento indutivo (a) transforma-se em um circuito tanque série, e o capacitivo (b), em um circuito tanque paralelo.	33
2.15	Filtros passa-faixa com N células. (a) Obtido a partir do protótipo de passa-baixas da Figura 2.7a e (b) do protótipo da Figura 2.7b.	33
2.16	Representação de um inversor de impedância (a) e dois exemplos de inversores com $K = \omega L$ (b) e $K = 1/\omega C$ (c).	35
2.17	Equivalência entre circuitos. Circuito tanque série conectado a dois inversores de impedância (a) e seu circuito equivalente LC paralelo (b).	35
2.18	Filtro passa-faixa com inversores de impedância.	36
2.19	Representação de um inversor de admitância (a) e dois exemplos de inversores com $J = 1/\omega L$ (b) e $J = \omega C$ (c).	38

2.20	Equivalência entre circuitos ressoadores LC . Circuito tanque conectado em paralelo a dois inversores de admitância (a) e seu circuito tanque série equivalente (b).	39
2.21	Filtro passa-faixa com inversores de admitância.	39
3.1	Diagrama simplificado de um <i>transponder</i> de satélite.	43
3.2	O diplexador operando com a função de um duplexador em um circuito transceptor.	43
3.3	Circuito de N portas por n ressoadores magneticamente acoplados.	45
3.4	Representação de rede para o circuito de N portas da Figura 3.3.	47
3.5	Circuito de N portas por n ressoadores eletricamente acoplados.	49
3.6	Representação de rede para o circuito de N portas da Figura 3.5.	51
3.7	Dois diferentes esquemas de acoplamento entre ressoadores. Os pontos representam os ressoadores, a linha contínua entre eles representa o acoplamento direto, e a linha tracejada, o acoplamento cruzado.	57
3.8	Circuitos de duas portas por ressoadores acoplados.	58
3.9	Equivalência entre circuitos ressoadores magneticamente acoplados. (a) Um par de ressoadores LC série magneticamente acoplados, (b) seu circuito equivalente com inversor de impedância $K = \omega L_m$ representando o acoplamento entre os ressoadores, e (c) o circuito equivalente com o inversor de impedância em sua representação de elementos concentrados.	59
3.10	Equivalência entre circuitos ressoadores eletricamente acoplados. (a) Um par de ressoadores LC paralelo eletricamente acoplados, (b) seu circuito equivalente com inversor de admitância $J = \omega C_m$ representando o acoplamento entre os ressoadores, e (c) o circuito equivalente com o inversor de admitância em sua representação de elementos concentrados.	60
3.11	Representação de um multiportas de 4 acessos com 9 ressoadores acoplados.	64
3.12	Representação de um diplexador com n ressoadores acoplados.	65
3.13	Resposta ideal de $ S_{21} $ em frequência, para o protótipo de filtro passa-baixas com frequência de corte $\Omega_c = 1$ rad/s (a) e para o novo protótipo, com Ω_c qualquer (b).	66
3.14	Resposta ideal em frequência para o protótipo de um diplexador com frequência de corte Ω_c	66
3.15	Transformação em frequência do protótipo de diplexador (a) para o realizável (b).	68
3.16	Resposta Tchebyshev típica de $ S_{11}(j\Omega) $, $ S_{21}(j\Omega) $ e $ S_{31}(j\Omega) $ para o protótipo de um diplexador com n ressoadores acoplados.	70
3.17	Um par de ressoadores por elementos concentrados, sincronamente sintonizáveis, com acoplamento magnético (a); e seu equivalente, com um inversor de impedância $K = \omega L_m$ representando o acoplamento magnético (b).	74

3.18	Um par de ressoadores sincronamente sintonizáveis, eletricamente acoplados (a) e seu circuito equivalente com um inversor de admitância $J = \omega C_m$ representando o acoplamento elétrico entre eles (b).	75
3.19	Circuito equivalente de um ressonador de entrada/saída com carga única.	78
3.20	Resposta em fase de S_{11} para o circuito da Figura 3.19.	80
3.21	Resposta do atraso de grupo de S_{11} para o circuito da Figura 3.19.	81
3.22	Circuito equivalente de um ressonador de entrada/saída com carga dupla.	82
3.23	Resposta ressonante, em amplitude, de S_{21} para o circuito da Figura 3.22.	83
4.1	Linha de transmissão em estrutura de microfita.	89
4.2	Ressonador quadrado de malha aberta em estrutura de microfita (a) e seu circuito tanque LC paralelo equivalente (b).	92
4.3	Exemplos de esquemas de alimentação para o ressonador da Figura 4.2a.	92
4.4	Análise da forma de alimentação ilustrada na Figura 4.3a. (a) O atraso de grupo de S_{11} como uma função da frequência para diferentes valores do parâmetro de controle t_{la} ; (b) o fator de qualidade externo como uma função de t_{la}	94
4.5	Análise da forma de alimentação ilustrada na Figura 4.3d com $w_{laa} = 0,5$ mm. (a) O atraso de grupo de S_{11} em função da frequência para diferentes valores do parâmetro de controle g_{la} ; (b) o fator de qualidade externo Q_e e a frequência de ressonância f_0^* extraída, em função de g_{la}	94
4.6	Pares de ressoadores quadrados de malha aberta com acoplamento elétrico (a), magnético (b) e misto (c).	95
4.7	Circuitos equivalentes por elementos discretos dos pares de ressoadores acoplados da Figura 4.6. Acoplamento (a) elétrico, (b) magnético e (c) misto.	96
4.8	Esquema de alimentação utilizado na extração dos coeficientes de acoplamento do par de ressoadores da Figura 4.6b.	96
4.9	Resposta em frequência da perda de transmissão do esquema de acoplamento da Figura 4.8, para $s = 2$ mm e diferentes valores do parâmetro g_{la}	97
4.10	Frequência de ressonância f_0^* do par de ressoadores da Figura 4.8 em função do espaçamento g_{la} . Cada ponto da curva foi calculado pelo uso de (3.108), e com os valores de f_{p1} e f_{p2} extraídos das curvas de $ S_{21} _{dB}$	97
4.11	Resposta em frequência da perda de transmissão do esquema de acoplamento da Figura 4.8 com $g_1 = g_2 = 1,34$ mm, para vários valores do espaçamento s	98
4.12	Coefficiente de acoplamento k (a) e frequência de ressonância f_0^* (b) em função do espaçamento s , calculados a partir dos valores de f_{p1} e f_{p2} extraídos da Figura 4.11.	99
4.13	Resposta em frequência da perda de transmissão do esquema de acoplamento da Figura 4.8 com $g_1 = 1,34$ mm e $g_2 = 6,5$ mm, para vários valores do espaçamento s	100

4.14	Coeficiente de acoplamento (a) e frequência de referência f_{12}^* extraída (b), em função do espaçamento s do par de ressoadores assincronamente sintonizáveis.	100
4.15	Esquema utilizado para a extração do coeficiente de acoplamento.	101
4.16	Resposta em frequência obtida para a configuração de acoplamento da Figura 4.15 com diferentes espaçamentos entre os ressoadores.	102
4.17	Valores extraídos para a frequência de ressonância f_0^* (a) e para o coeficiente de acoplamento k (b), em função do espaçamento s entre o par de ressoadores da Figura 4.15.	102
4.18	Esquema de alimentação utilizado para a extração do fator de qualidade externo Q_e de um ressoador quadrado de malha aberta, pelo atraso de grupo de S_{11} .	103
4.19	(a) Resposta em frequência do atraso de grupo de S_{11} para diferentes valores da posição t_{1a} do esquema da Figura 4.18. (b) Fator de qualidade externo e frequência de ressonância extraída em função de t_{1a} .	103
4.20	<i>Layout</i> do filtro de dois polos com ressoadores quadrados de malha aberta assimétricos.	104
4.21	Resultados de simulação para a resposta do filtro da Figura 4.20 quanto às perdas de reflexão e de transmissão.	105
4.22	O filtro passa-faixa <i>comblin</i> .	106
4.23	Um ressoador do filtro <i>comblin</i> da Figura 4.22 (a); o Diagrama de Smith ilustrando as impedâncias dos pontos A (seção de $\lambda_0/4$ mais o capacitor) e B (curto-circuito) (b); e o circuito tanque <i>RLC</i> paralelo representativo do ressoador (c).	107
4.24	Esquema utilizado para a extração do fator de qualidade externo no ressoador de entrada/saída de um filtro coaxial <i>comblin</i> . A estrutura é mostrada em dois diferentes ângulos de visão: (a) posição mostra o pino central de cada conector.	108
4.25	Vista superior da parte interna da estrutura ilustrada na Figura 4.24.	108
4.26	Perda de transmissão $ S_{21} _{dB}$ para o esquema da Figura 4.25 obtida com $d_{CR1} = 4,09$ mm e $L_R = 19,57$ mm.	109
4.27	Curva extraída para o fator de qualidade externo do esquema da Figura 4.25 em função do espaçamento d_{CR1} .	110
4.28	Esquema utilizado para a extração do coeficiente de acoplamento entre os ressoadores de um filtro coaxial <i>comblin</i> .	110
4.29	Vista superior da parte interna da Figura 4.28.	111
4.30	Perda de transmissão $ S_{21} _{dB}$ do esquema de acoplamento da Figura 4.29 obtida com $s = 9,306$ mm e $s = 21,434$ mm.	111
4.31	Curva de acoplamento obtida para o par de ressoadores da Figura 4.29 em função do espaçamento s entre eles.	112

4.32	Exemplo ilustrativo para o <i>layout</i> de um filtro de dois polos. (a) Geometria original. (b) Geometria modificada.	113
4.33	Perda de transmissão simbólica para os filtros da Figura 4.32.	113
4.34	Filtro reconfigurável pela introdução de diodos PIN.	114
4.35	Exemplo de topologia de um diplexador de quatro ressoadores de microfita com geometria retangular de malha aberta assimétrico.	115
4.36	Versão reconfigurável do exemplo de diplexador da Figura 4.35.	115
4.37	Respostas simbólicas para as perdas de transmissão do diplexador reconfigurável com os diodos em seus estados ON e OFF.	116
4.38	Procedimentos para a realização dos dispositivos propostos nesta tese.	117
5.1	Estrutura projetada do filtro <i>comblin</i> e com $L_B = 81,86$ mm, $W_B = 37,5$ mm, $H_B = 20$ mm, $t_B = 5$ mm, $W_R = 5$ mm e $d_{BC1} = d_{BC2} = d_{BC} = 6,35$ mm. (a) Vista em perspectiva ilustrando os quatro ressoadores juntamente com os condutores internos dos conectores SMA e (b) vista superior da parte interna do filtro ilustrando as dimensões planares.	120
5.2	Resultados de simulação para o filtro projetado no CST, com metal <i>Perfect Electric Conductor</i> (PEC) em vez de cobre, antes e depois da otimização de suas dimensões internas.	121
5.3	Resposta em frequência obtida das simulações no CST do filtro projetado com suas dimensões otimizadas, considerando PEC o metal utilizado, em comparação com a resposta ideal calculada com a matriz $[A]$	122
5.4	Fotografia do filtro passa-faixa coaxial <i>comblin</i> e incluindo o par de conectores SMA.	122
5.5	Resultados experimentais e de simulação obtidos para o filtro <i>comblin</i> e. (a) A perda de transmissão exibida em três faixas localizadas de frequência. (b) A perda de reflexão. A condutividade do cobre foi utilizada nas simulações.	123
5.6	Ressoadores triangulares de microfita. (a) Ressorador triangular de malha aberta original, TOLR. (b) Ressorador triangular espiralado proposto, TSR.	124
5.7	Esquemas de acoplamento analisados para os ressoadores triangulares ilustrados na Figura 5.6. (a) TOLR e (b) TSR.	125
5.8	Curvas de acoplamento extraídas para os ressoadores TOLR e TSR acoplados de acordo com os esquemas da Figura 5.7.	126
5.9	Fator de qualidade externo em função da posição da linha de alimentação t_{la} para o ressoador triangular não espiralado (a) e o espiralado (b).	127
5.10	<i>Layout</i> dos filtros de dois polos por ressoadores do tipo TOLR (a) e TSR (b).	128

5.11	Resposta em frequência calculada com o uso da matriz geral de acoplamento [A] e aquela obtida das simulações, com o CST, dos filtros de dois polos com os <i>layouts</i> ilustrados na Figura 5.10, considerando PEC em vez de cobre como o condutor utilizado.	128
5.12	Perdas de transmissão e de reflexão, obtidas por simulação com o CST, para os filtros de dois polos com ressoadores TOLR e TSR incluindo as perdas dielétricas, e cobre como condutor, com espessura de $t = 0,036$ mm.	129
5.13	Fotografia dos filtros passa-faixa realizados com TOLR e TSR.	129
5.14	Resultados experimentais para as perdas de transmissão e de reflexão dos filtros de dois polos da foto exibida na Figura 5.13.	130
5.15	<i>Layout</i> dos filtros de três polos projetados com ressoadores TOLR (a) e TSR (b).	131
5.16	Resposta em frequência calculada com o uso da matriz geral de acoplamento [A] e aquela obtida das simulações com o CST dos filtros de três polos com os <i>layouts</i> ilustrados na Figura 5.15, considerando PEC em vez de cobre como o condutor utilizado.	131
5.17	Perdas de transmissão e de reflexão, obtidas por simulação com o CST, para os filtros de três polos com ressoadores TOLR e TSR incluindo as perdas dielétricas, e cobre como condutor, com espessura de $t = 0,036$ mm.	132
5.18	Perda de transmissão para o circuito equivalente do diodo em polarização direta, <i>RL</i> série com $R = 4,817 \Omega$ e $L = 941,6$ pH (a) e, em polarização inversa, <i>RC</i> série com $R = 76,1 \Omega$ e $C = 129$ fF (b).	133
5.19	Perda de transmissão exibida pelo circuito equivalente <i>LC</i> paralelo com $L = 56$ nH e $C = 66,97$ pF para o indutor <i>choke</i>	134
5.20	A geometria do filtro original.	134
5.21	Resposta em frequência para o filtro original (<i>layout</i> ilustrado na Figura 5.20). Os resultados foram obtidos com $L_{21aa} = 11$ mm e $g = 3,3$ mm, e considerando camada metálica de PEC e de cobre com espessuras $t = 0,018$ mm e $t = 0,036$ mm.	136
5.22	Diagrama do filtro de dois polos para reconfiguração com diodos apenas nos ressoadores. (a) <i>Layout</i> com a abertura para os diodos. (b) <i>Layout</i> incluindo os diodos.	137
5.23	Diagrama do filtro de dois polos para reconfiguração com diodos nos ressoadores e nas linhas de alimentação. (a) <i>Layout</i> com a abertura para os diodos. (b) <i>Layout</i> incluindo os diodos.	137
5.24	Resultados de simulação para as perdas de transmissão (a) e de reflexão (b), obtidas para o filtro reconfigurável com dois (Figura 5.22b) e com quatro diodos (Figura 5.23b).	138
5.25	<i>Layout</i> do dispositivo final incluindo as linhas de polarização (a) e <i>layout</i> com os componentes de polarização inseridos.	139

5.26	Resultados de simulação para a perda de transmissão e de reflexão do filtro reconfigurável da Figura 5.25b, considerando as perdas no dielétrico e a fita metálica de material cobre com $t = 0,018$ mm.	140
5.27	Fotografia do filtro passa-faixa reconfigurável.	141
5.28	Resultados experimentais para o filtro reconfigurável da foto ilustrada Figura 5.27. (a) Perdas de transmissão. (b) Perdas de reflexão.	141
5.29	Topologia escolhida para o diplexador de quatro ressoadores acoplados. Os ressoadores são representados pelos círculos enumerados, e o acoplamento entre eles, pelas linhas que os conectam.	143
5.30	Perda de reflexão $ S_{11}(f) _{dB}$ e perdas de transmissão $ S_{21}(f) _{dB}$ e $ S_{31}(f) _{dB}$ do protótipo de diplexador de 4 ressoadores com topologia ilustrada na Figura 5.29.	145
5.31	Perdas de reflexão $ S_{22}(f) _{dB}$ e $ S_{33}(f) _{dB}$ nas portas de saída, e isolamento entre elas, $ S_{32}(f) _{dB}$, do protótipo de diplexador de 4 ressoadores com a topologia ilustrada na Figura 5.29.	146
5.32	Perda de reflexão $ S_{11}(f) _{dB}$, perdas de transmissão $ S_{21}(f) _{dB}$, $ S_{31}(f) _{dB}$ e $ S_{32}(f) _{dB}$ (isolação) do diplexador de 4 ressoadores com a topologia ilustrada na Figura 5.29.	147
5.33	<i>Layout</i> do diplexador original.	148
5.34	Resultados de simulação obtidos para o diplexador original, com geometria ilustrada na Figura 5.33, considerando dielétrico sem perdas e material condutor perfeito (PEC). (a) Perda de reflexão $ S_{11} _{dB}$ na porta de entrada e perdas de transmissão $ S_{21} _{dB}$ e $ S_{31} _{dB}$. (b) Isolação $ S_{32} _{dB}$ entre as portas de saída, e as perdas de reflexão $ S_{22} _{dB}$ e $ S_{33} _{dB}$ em cada uma delas.	149
5.35	Comparação entre os resultados obtidos com a otimização da matriz de acoplamento (curvas em vermelho) e os de simulação obtidos para o diplexador com a geometria ilustrada na Figura 5.33 (curvas em preto). (a) Perdas de transmissão $ S_{21} _{dB}$ e $ S_{31} _{dB}$. (b) Perdas de reflexão $ S_{11} _{dB}$ na porta de entrada e isolamento $ S_{32} _{dB}$ entre as portas de saída.	150
5.36	Resultados de simulação obtidos para o diplexador original com três diferentes valores do parâmetro g_{1a1} . (a) Perdas de transmissão $ S_{21} _{dB}$ e $ S_{31} _{dB}$, e (b) perda de reflexão $ S_{11} _{dB}$ na porta de entrada.	151
5.37	Resultados de simulação para o diplexador original com $g_{1a1} = 0,40$ mm, incluindo as perdas dielétricas e considerando fita metálica de cobre com espessuras t de 0,018 mm e 0,036 mm, para comparação de desempenho. (a) Perdas de transmissão $ S_{21} _{dB}$ e $ S_{31} _{dB}$. (b) Perda de reflexão $ S_{11} _{dB}$	152
5.38	Diplexador modificado pelos cortes nos ressoadores para criar a abertura necessária para a inserção dos diodos PIN (a), e o <i>layout</i> incluindo os quatro diodos (b).	153

5.39	Diplexador modificado incluindo cortes também nas linhas de alimentação 2 e 3 para a inserção dos diodos PIN (a), e o <i>layout</i> já incluindo os seis diodos (b).	153
5.40	Diplexador modificado incluindo cortes também nas três linhas de alimentação para a inserção dos diodos PIN (a), e o layout incluindo os sete diodos (b).	153
5.41	Resultados de simulação obtidos para o diplexador reconfigurável usando 4, 6 ou 7 diodos, com os <i>layouts</i> respectivamente ilustrados nas figuras 5.38b 5.39b e 5.40b, considerando camada metálica com material PEC e os diodos nos estados ON/OFF de polarização, em comparação com a resposta do diplexador original. (a) Perdas de transmissão $ S_{21} _{dB}$ e $ S_{31} _{dB}$, e (b) perda de reflexão $ S_{11} _{dB}$ na porta de entrada.	154
5.42	Diagrama final do diplexador reconfigurável com 6 diodos. (a) <i>Layout</i> do circuito RF com as linhas de polarização. (b) <i>Layout</i> do dispositivo final incluindo também os componentes para a reconfiguração.	155
5.43	Resultados de simulação obtidos para o diplexador reconfigurável em sua versão final usando 6 diodos (Figura 5.42b), considerando as perdas no dielétrico e as trilhas metálicas de cobre com espessura $t = 0,018$ mm. (a) Perdas de transmissão $ S_{21} _{dB}$ e $ S_{31} _{dB}$, e (b) perda de reflexão $ S_{11} _{dB}$ na porta de entrada.	156
5.44	Diagrama final do diplexador reconfigurável com 7 diodos. (a) <i>Layout</i> do circuito de <i>Radio Frequency</i> (RF) com as linhas de polarização. (b) <i>Layout</i> do dispositivo final incluindo também os componentes para a reconfiguração.	157
5.45	Resultados de simulação obtidos para o diplexador reconfigurável em sua versão final usando 7 diodos (Figura 5.44b), considerando as perdas no dielétrico e as trilhas metálicas de cobre com espessura $t = 0,018$ mm, em comparação com a resposta do diplexador original. (a) Perdas de transmissão $ S_{21} _{dB}$ e $ S_{31} _{dB}$, e (b) perda de reflexão $ S_{11} _{dB}$ na porta de entrada.	158
5.46	Fotografia do diplexador reconfigurável com 7 diodos.	159
5.47	Resultados experimentais para o diplexador reconfigurável com 7 diodos da foto ilustrada Figura 5.46. (a) Perdas de transmissão $ S_{21} _{dB}$ e $ S_{31} _{dB}$; (b) perda de reflexão $ S_{11} _{dB}$ na porta de entrada; e (c) perda de reflexão $ S_{22} _{dB}$ na porta 2 e $ S_{33} _{dB}$ na porta 3.	160
A.1	Diagrama de fluxo do algoritmo de otimização pelo Método do Gradiente.	170
B.1	Estágios de fabricação de um objeto (cone) pela tecnologia de estereolitografia.	173
B.2	Ilustração do princípio de <i>Fused Deposition Modeling</i> (FDM).	174

LISTA DE ACRÔNIMOS

CAD	<i>Computer Aided Design</i>
FDM	<i>Fused Deposition Modeling</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
SLA	<i>Stereolithography Apparatus</i>
SLS	<i>Selective Laser Sintering</i>
TOLR	<i>Triangular Open-loop Resonator</i>
TSR	<i>Triangular Spiral Resonator</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
2	FUNDAMENTOS DA TEORIA DE FILTROS	21
2.1	O filtro passa-baixas	21
2.2	Filtros passa-faixa	29
2.3	Inversores de imitância	34
2.3.1	Inversores de impedância	34
2.3.2	Inversores de admitância	38
2.4	Conclusões	40
3	CIRCUITOS MULTIPORTAS POR RESSOADORES ACOPLADOS	42
3.1	Multiplexadores e diplexadores	42
3.2	Matriz geral de acoplamento para circuitos multiportas	44
3.2.1	Circuitos por ressoadores magneticamente acoplados	44
3.2.2	Circuitos por ressoadores eletricamente acoplados	49
3.2.3	Matriz geral de acoplamento	52
3.2.4	A obtenção dos elementos m_{ij} e q_{ek} da matriz geral de acoplamento	56
3.3	Teoria Geral de Acoplamento	72
3.3.1	Circuitos por ressoadores sincronamente sintonizáveis	73
3.3.2	Circuitos por ressoadores assincronamente sintonizáveis	76
3.3.3	Formulação geral para a extração dos coeficientes de acoplamento	76
3.3.4	Formulação geral para a extração dos fatores de qualidade externos	78
3.4	Extração dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos	84
3.4.1	Procedimento para extração dos coeficientes de acoplamento	84
3.4.2	Procedimento para extração dos fatores de qualidade externos	85
3.5	Conclusões	87
4	PROJETO DE FILTROS E DIPLEXADORES POR RESSOADORES ACOPLADOS E RECONFIGURAÇÃO	88
4.1	Filtros de microfita por ressoadores acoplados	88
4.1.1	A estrutura planar de microfita	88
4.1.2	Ressoadores de microfita	91
4.1.3	Exemplo de projeto: Filtro de dois polos	101
4.2	O Filtro <i>comblin</i> em estrutura coaxial	105
4.2.1	O filtro <i>comblin</i>	105

4.3	Reconfiguração de dispositivos de microfita	112
4.3.1	Reconfiguração de um filtro	112
4.3.2	Reconfiguração de um diplexador	114
4.4	Roteiro para realização dos dispositivos desta tese	117
4.5	Conclusões	118
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO	119
5.1	O filtro coaxial <i>comblin</i> em tecnologia de impressão 3D	119
5.2	O ressoador triangular espiralado	123
5.2.1	Os filtros de dois polos	127
5.2.2	Os filtros de três polos	130
5.3	Os dispositivos reconfiguráveis	132
5.3.1	Os componentes elétricos para a reconfiguração	132
5.3.2	O filtro reconfigurável	134
5.3.3	O diplexador reconfigurável	142
5.4	Conclusões	161
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	163
6.1	Conclusões	163
6.2	Trabalhos futuros	164
	REFERÊNCIAS	166
	APÊNDICE A – O MÉTODO DO GRADIENTE	169
	APÊNDICE B – TECNOLOGIA DE IMPRESSÃO 3D	171
B.1	Vantagens do uso de impressão 3D	171
B.2	Tecnologia SLA	172
B.3	Tecnologia FDM	174
B.4	Tecnologia SLS	175

1

INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, filtros e diplexadores têm encontrado aplicações muito frequentes em sistemas de telefonia celular [1–5]. Com a atual necessidade de transmissão de voz, dados e imagens, há a exigência de que os circuitos envolvidos tenham a capacidade de operar em várias faixas de frequência, apresentem alta isolamento entre seus acessos e, além disso, que tenham dimensões cada vez menores e baixo peso. Os sistemas transceptores de estações radiobase de telefonia celular tendem a ocupar mais espaço quando instalados. Os *transponders* de satélites, além de pequenos espaços para abrigar seus circuitos, exigem redução no peso de seus componentes. Dimensões e peso dos dispositivos são, portanto, temas de interesse sempre presentes entre fabricantes e usuários de sistemas de telecomunicações.

Diversas são as tecnologias de construção de filtros passa-faixa a depender da banda de frequência em que se deseja operar (microfita, *stripline*, estruturas coaxiais, guias de ondas etc). Para a região inferior da faixa de micro-ondas, a estrutura em microfita é preferível por ser de fácil fabricação, leve, planar, de baixo custo e integrar-se com facilidade aos demais elementos do circuito. Filtros e diplexadores são dois tipos de dispositivos largamente utilizados em micro-ondas e que estão presentes em todos os transceptores de telecomunicações.

Um diplexador é um dispositivo passivo de três portas que divide o sinal de RF da porta de entrada em dois outros com banda espectrais distintas emergindo das duas outras portas. Sendo um dispositivo recíproco, ele pode operar como combinador de sinais, reunindo em uma só porta dois sinais de RF com bandas espectrais distintas. Isso ocorre, por exemplo, quando uma antena é conectada à porta comum para separar dois canais de voz, de recepção e de transmissão, operando simultaneamente. As estações radiobase de telefonia celular e o próprio aparelho celular, por exemplo, hoje largamente utilizados no mundo inteiro, são exemplos claros de sistemas que usam tais dispositivos. Os filtros passa-faixa que são projetados com seções retas de linhas de transmissão paralelas de meio comprimento de onda, lado a lado, formando ressoadores acoplados, já estão sendo hoje em dia substituídos por seções de linhas de transmissão de meio comprimento de onda, ressoando na mesma frequência, mas em forma de quadrado com uma abertura

nas extremidades. São os ressoadores quadrados de malha aberta [6, 7]. O uso desses ressoadores contribui para a redução nas dimensões das estruturas. Com isso, tanto os filtros quanto os diplexadores têm sofrido redução em suas dimensões. Não muitos trabalhos científicos, entretanto, têm sido publicados com esse objetivo [1, 3–5, 8]. Teoria complexa e eficiente foi elaborada por Hong e Lancaster [9], envolvendo uma matriz geral de circuitos acoplados, a matriz de acoplamento. A partir dessa teoria, diversos dispositivos podem ser projetados (filtros, multiplexadores, divisores de potência etc). Na intenção de redução ainda maior nas dimensões dos filtros e diplexadores, alguns autores, incluindo a autora desta tese, analisaram os ressoadores em microfita quadrados espiralados [4, 10, 11], que aproveitam a região interna do ressoador para abrigar parte do comprimento do dispositivo sem prejudicar a frequência de ressonância nem seu desempenho.

Visando também a uma redução ainda maior nas dimensões de filtros por ressoadores acoplados, esta tese propõe ressoadores triangulares espiralados, que podem, a princípio, ser utilizados no projeto de qualquer dispositivo por ressoadores acoplados, segundo a teoria de acoplamento. Comparação aqui feita entre os filtros com ressoadores espiralados e não espiralados mostra redução nas dimensões dos primeiros sem se verificar prejuízo em seus desempenhos. A proposta de ressoadores triangulares espiralados no projeto de filtros constitui um dos itens originais desta tese.

Diplexadores por ressoadores acoplados em microfita têm também despertado o interesse dos pesquisadores em micro-ondas. Vários diplexadores descritos na literatura utilizam em sua topologia um divisor de potência como junção a partir da qual o sinal de micro-ondas é distribuído para os dois ramos de saída do dispositivo. Isso exige um circuito de casamento para cada ramo de saída, o que torna o sistema final de dimensões relativamente grandes. Diplexadores por ressoadores acoplados utilizando a metodologia da matriz de acoplamento dispensam essa junção, e o sinal é dividido entre as duas bandas através de um ressoador distribuidor, o que torna essa teoria atrativa. Visando à redução nas dimensões dos diplexadores, entretanto, poucos trabalhos têm sido relatados na literatura [1, 3, 4]. Aqueles citados sempre apresentam expedientes adicionais, ajustes experimentais, que por vezes nem mesmo resultados satisfatórios conseguem apresentar. O projeto de diplexadores aqui procura definir os dispositivos apenas com os ressoadores espiralados. Técnica de otimização da matriz de acoplamento é utilizada minimizando-se uma função (Função Custo) que depende dos parâmetros de acoplamento do diplexador, e que estão relacionados com as dimensões físicas dos ressoadores, com o espaçamento entre eles e com a posição da linha de alimentação e de saída do diplexador. Obter essas quantidades requer técnicas cuidadosas de extração, que são descritas com detalhes nesta tese.

Para regiões na faixa de micro-ondas a partir da banda X (8 a 12 GHz), é preferível o uso de estruturas de guias de ondas ou coaxiais na construção de dispositivos, por serem blindadas para os campos eletromagnéticos e suportarem níveis de potência muito

superiores aos de microfita. Um tipo de filtro passa-faixa muito utilizado é o filtro *comblin*e.

Os filtros *comblin*e são filtros passa-faixa, inicialmente concebidos e divulgados por Matthaei, Young e Jones [12]. Operando numa faixa de frequências de 100 MHz a 20 GHz, são muito utilizados em sistemas de comunicações e em outras aplicações de micro-ondas por exibirem bom desempenho, linearidade, baixas perdas, e boa resposta diante de sinais espúrios. São comumente construídos em *stripline* e em guias de ondas [2, 6, 7, 13, 14]. Dispositivos em *stripline* ainda sofrem a desvantagem de ter um meio parcialmente aberto, o que produz perdas por radiação. Construí-lo em guia de onda torna-o um dispositivo de grandes dimensões e de peso considerável.

Esta tese descreve um filtro *comblin*e em estrutura coaxial, construído em tecnologia de impressão 3D e projetado para a frequência central de 3 GHz. Resultou em estrutura de pequenas dimensões e peso reduzido. Trata-se do primeiro filtro *comblin*e [15], já publicado na literatura, construído em tecnologia de impressão 3D para a banda S (2 a 4 GHz) de micro-ondas. Constitui mais um aspecto original desta tese.

Por fim, o tema de reconfiguração de filtros e de diplexadores é aqui tratado. Reconfigurá-los, para o caso desta tese, significa fixar novas bandas de operação para o mesmo dispositivo. Com esse objetivo, diodos PIN são inseridos nas linhas de microfita, realizando o chaveamento de acordo com seu estado de polarização ON/OFF. Assim, essa função continua sendo tarefa dos dispositivos originais, o que dispensa a aquisição de outros similares para operarem nas novas bandas desejadas. Isso em muito contribui para reduzir o número de componentes que normalmente integram os sistemas de telecomunicações quando se deseja operação em bandas distintas. Nesta tese, a reconfiguração de um filtro com dois ressoadores e de um diplexador com quatro, fazendo uso de diodos PIN, foi realizada, e os resultados de simulação e experimentais são apresentados. Ressoadores quadrados de malha aberta e os espiralados são utilizados na formação desses dispositivos. Reconfigurar os ressoadores quadrados de malha aberta e os espiralados é também procedimento original desta tese, não sendo ainda encontrado na literatura.

A tese consiste em seis capítulos e dois apêndices.

O Capítulo 2 trata da revisão da teoria de filtros passa-baixas e passa-faixa. Apresenta a teoria dos inversores de imitância (impedância ou admitância) e mostra sua importância na análise dos filtros por ressoadores acoplados.

O Capítulo 3 revisa a teoria e o procedimento para a formulação da matriz geral de acoplamento de circuitos multiportas por ressoadores acoplados. Revisa também a Teoria Geral de Acoplamento, que descreve técnicas de extração dos coeficientes de acoplamento e dos fatores de qualidade externos para a obtenção das dimensões dos dispositivos.

O Capítulo 4 trata da tecnologia de microfita para a construção de filtros e diplexadores, bem como descreve o projeto de um filtro *comblin*e em estrutura coaxial, com enfoque na matriz geral de acoplamento. Além disso, descreve uma técnica de reconfiguração utilizando diodos do estado sólido (PIN).

O Capítulo 5 apresenta a proposta de um ressoador triangular espiralado e seu uso na composição de filtros de dois e de três polos, com resultados experimentais e de simulação relatados. Um filtro *comblin*e, fabricado com tecnologia de impressão 3D, é também aqui descrito, projetado e realizado. Um filtro e um diplexador reconfiguráveis são também aqui propostos.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho e realizações desta tese. Trabalhos futuros são também propostos.

O Apêndice A descreve o Método do Gradiente aplicado na otimização da matriz de acoplamento utilizada no projeto do diplexador.

O Apêndice B faz breve descrição da tecnologia de impressão 3D utilizada na fabricação do filtro *comblin*e.

2

FUNDAMENTOS DA TEORIA DE FILTROS

Este capítulo faz uma breve revisão da teoria de filtros a partir do filtro passa-baixas, que é a base para o projeto dos filtros passa-altas, rejeita-faixa e passa-faixa. Ênfase será dada, entretanto, aos filtros passa-baixas e aos passa-faixa. Os primeiros, por sua importância básica, e os últimos, pelo papel que desempenham no desenvolvimento desta tese, quer no projeto do filtro *comblin*e, quer no dos filtros por ressoadores triangulares espiralados em microfita, quer no projeto do filtro e do diplexador reconfiguráveis em microfita. A teoria revisada neste capítulo possibilita também a comparação dos filtros passa-faixa, aqui tratados, com os modelos representativos dos circuitos envolvendo estruturas acopladas propostas por Hong e Lancaster [9], vistos mais adiante nesta tese. Dessa comparação, obtêm-se expressões úteis para o cálculo dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos em termos dos elementos do protótipo do filtro passa-baixas, que trazem o tipo de resposta (Tchebyshev, Butterworth, elíptico etc) e as especificações para o desempenho desejado do filtro. No modelo de análise desses filtros, os inversores de imitância desempenham importante função e, por isso, são aqui tratados com destaque.

2.1 O filtro passa-baixas

Filtros em geral são dispositivos de duas portas utilizados para limitar o espectro de frequência que se deseja obter de um determinado sinal. A Figura 2.1 mostra a representação simbólica de um dispositivo de duas portas, ilustrando na porta 2 a resposta à excitação do sinal na porta 1. A resposta de um filtro a uma excitação na porta de entrada é mais comumente obtida no domínio da frequência, muito embora possa também ser expressa no domínio do tempo. A resposta ideal, em frequência, para os respectivos filtros passa-baixas, passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa é ilustrada na Figura 2.2 em termos da magnitude da função transferência $|H(j\omega)|$ (definida ainda nesta secção), em que ω é a frequência angular dada em rad/s, com máxima amplitude $|H(j\omega)| = 1$. Para o filtro passa-baixas, por exemplo, a função transferência se mantém constante até certa frequência angular ω_c (rad/s), definida como sua frequência de corte, quando finalmente cai para zero de forma abrupta. Isso significa que, nessa faixa de frequência limitada por ω_c , toda potência entregue à porta de entrada seria recebida na porta de saída sem

que houvesse perdas na transmissão do sinal. Filtros reais, entretanto, não apresentam respostas como essas, mas são aproximadas por expressões polinomiais, conforme será visto ao longo deste capítulo.



Figura 2.1: Representação simbólica de um filtro.

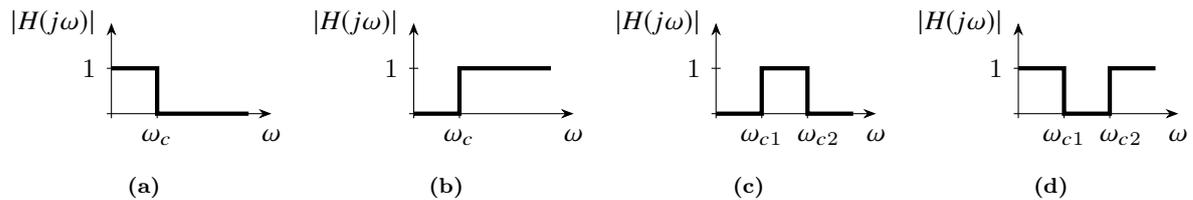


Figura 2.2: Resposta ideal em frequência para filtros (a) passa-baixas, (b) passa-altas, (c) passa-faixa e (d) rejeita-faixa.

Neste texto a variável Ω será usada sempre que se fizer referência à frequência associada ao protótipo de filtro passa-baixas cuja frequência de corte é Ω_c . O protótipo de um filtro passa-baixas é, em geral, definido como um filtro que permite a transmissão, com mínima atenuação, das baixas frequências de um sinal incidente em uma de suas portas, até atingir sua frequência de corte Ω_c , atenuando fortemente as frequências acima dela. A frequência de corte se dá em Ω_c quando os elementos do filtro estão normalizados em relação à resistência ou condutância da fonte, que passa a ser considerada $g_0 = 1$. A frequência de corte é aquela para a qual a magnitude da função transferência $|H(j\Omega)|$ tem seu valor reduzido a $1/\sqrt{2}$ do seu valor máximo ao longo da faixa de passagem (ou de -3 dB em relação à potência máxima).

A Figura 2.3 ilustra o diagrama de um filtro conectado a uma fonte de resistência interna R_0 e a uma carga também R_0 . Dessa forma é indiferente sua alimentação ser pela porta 1 ou pela porta 2.

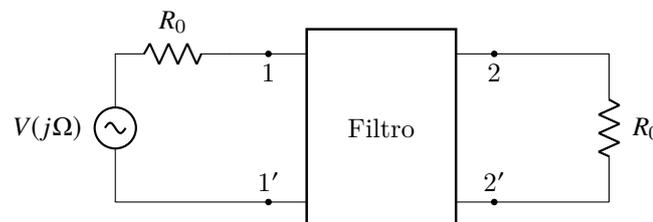


Figura 2.3: Diagrama de um filtro conectado a uma fonte de impedância interna R_0 e a uma carga também R_0 .

Como exemplo simples, a Figura 2.4 ilustra o diagrama de um filtro passa-baixas formado por um único indutor de indutância $L = 2R_0$, por exemplo, e impedância de carga

R_0 . Considerando-se a função transferência $H(j\Omega) = V_0(j\Omega)/V(j\Omega)$, pode-se rapidamente verificar que

$$H(j\Omega) = \frac{R_0}{2R_0 + j(\Omega/\Omega_c)2R_0}. \quad (2.1)$$

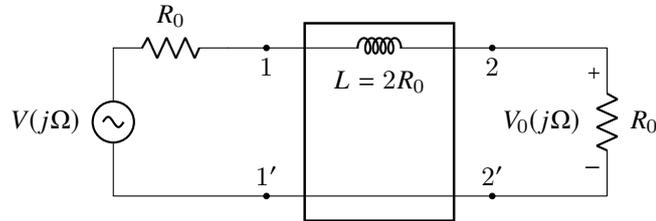


Figura 2.4: Exemplo simples de um filtro passa-baixas.

O valor máximo para $|H(j\Omega)|$ ocorre em $\Omega = 0$; ou seja, $|H(j\Omega)|_{max} = 1/2$. Na frequência de corte, $\Omega = \Omega_c$, temos $|H(j\Omega)| = (1/2)/\sqrt{2}$. Se considerarmos $\Omega_c = 1$ rad/s em (2.1), temos a resposta do passa-baixas ilustrada na Figura 2.5.

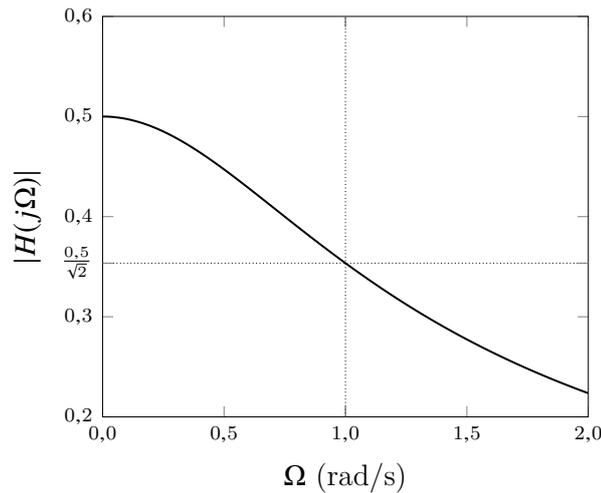


Figura 2.5: Resposta em frequência do protótipo do filtro passa-baixas da Figura 2.4.

Observamos finalmente que, se os elementos do filtro estiverem normalizados em relação à resistência da fonte, a função transferência em (2.1) não se altera e, portanto, o diagrama da Figura 2.4 é equivalente ao da Figura 2.6. Esse é o protótipo de um filtro passa-baixas, de apenas um elemento, com resposta de máxima planura (Butterworth). O valor da indutância está, assim, normalizado em relação à impedância interna da fonte. Esse valor em particular, $g_1 = 2$, é aquele encontrado em tabelas sobre projeto de filtros passa-baixas cuja função transferência apresenta características de Butterworth.

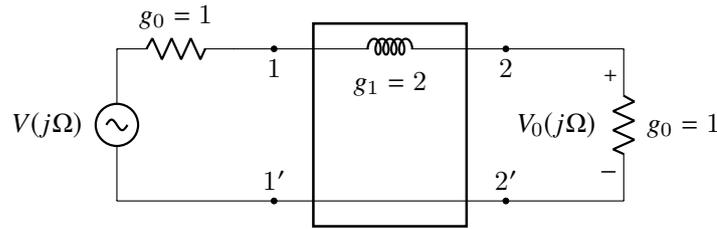


Figura 2.6: Protótipo do filtro passa-baixas daquele da Figura 2.4.

Filtros são comumente formados por vários elementos cuja natureza (indutor ou capacitor) depende do tipo de resposta desejada para $|H(j\Omega)|$: Butterworth, Tchebyshev, gaussiana, elíptica etc. O protótipo de um filtro passa-baixas de N elementos é formado por indutores e capacitores conectados de forma alternada, em série ou em paralelo, numa configuração escada como mostram os circuitos da Figura 2.7.

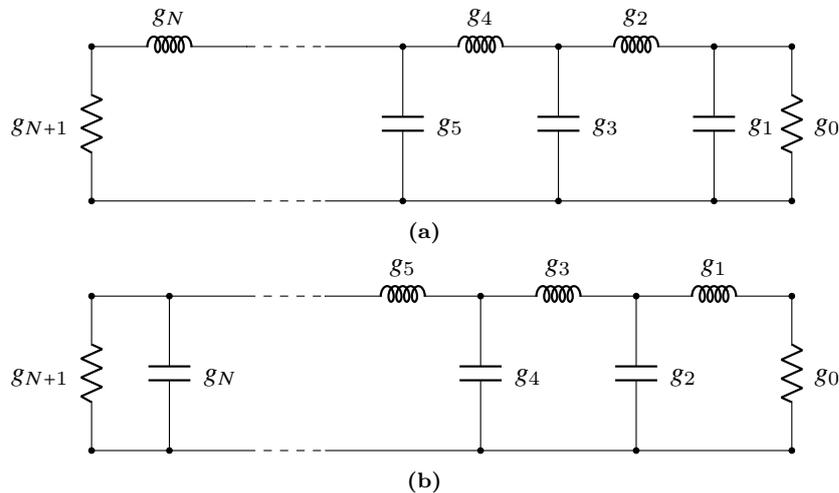


Figura 2.7: Protótipos de filtro passa-baixas de ordem N com elementos normalizados, iniciados por capacitor (a) ou por indutor (b).

A realização desses circuitos é feita segundo a síntese de Cauer [16]. Esta síntese leva aos filtros da Figura 2.7, que exibem a mesma forma para a resposta desejada, quer iniciem com indutor, quer com capacitor após a impedância de carga. Quanto maior o número de elementos de um filtro, resposta mais próxima da desejada é obtida. Os protótipos de filtros passa-baixas considerados nesta tese apresentam circuitos obtidos pela Síntese de Cauer, por fornecerem modelos de circuitos para filtros passa-faixa convenientes na representação dos filtros por ressoadores acoplados. Além disso, os valores de seus elementos podem ser facilmente calculados por expressões analíticas, ou encontrados em tabelas disponíveis na literatura para diversos tipos de resposta. Esses protótipos têm em geral, como foi definido, frequência de corte $\Omega_c = 1$ rad/s, sendo seus elementos normalizados em relação à impedância interna do gerador. A impedância interna do gerador e a da carga são geralmente iguais. Isso não ocorre para os filtros de Tchebyshev com número par de elementos.

O filtro da Figura 2.3 é reproduzido na Figura 2.8 com os parâmetros de incidência a_1 , a_2 e de reflexão b_1 , b_2 .

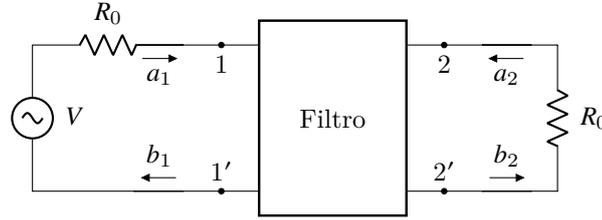


Figura 2.8: Diagrama do filtro passa-baixas da Figura 2.3 com os parâmetros de incidência a_1 , a_2 e de reflexão b_1 , b_2 .

Esses parâmetros [16] são expressos por

$$a_i = \frac{1}{2} \left(\frac{V_i}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0} I_i \right) \quad (2.2)$$

$$b_i = \frac{1}{2} \left(\frac{V_i}{\sqrt{R_0}} - \sqrt{R_0} I_i \right), \quad (2.3)$$

em que V_i e I_i são tensão e corrente na porta i , com $i = 1, 2$. Os parâmetros de incidência e de reflexão se relacionam pela matriz de espalhamento

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

segundo a expressão

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Podemos então escrever

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.6)$$

e

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \quad (2.7)$$

O parâmetro S_{21} é considerado a função transferência no estudo de filtros e é obtido pela razão entre o parâmetro de onda refletida na porta 2, b_2 (aqui representando o sinal transmitido), e o de incidência, a_1 , na porta 1, quando se casa a porta 2 ($a_2 = 0$); ou seja,

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}. \quad (2.8)$$

A forma que a resposta de um filtro passa-baixas assume depende do comportamento de uma função $F_N(\Omega)$, conhecida como função filtragem, e de um parâmetro ϵ , que fixa a

ondulação da resposta na banda de passagem do filtro. Eles se relacionam por [9]

$$|S_{21}(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 F_N^2(\Omega)}}. \quad (2.9)$$

O índice N indica a ordem da função filtragem, bem como o número de elementos que compõem o filtro passa-baixas. Foi visto neste capítulo que vários tipos de resposta podem ser obtidos para os filtros. As respostas Butterworth e Tchebyshev são as mais utilizadas e serão aqui brevemente tratadas e comparado o desempenho de ambas as respostas. Considere-se inicialmente a resposta Tchebyshev cuja forma depende principalmente da função filtragem $F_N(\Omega) = T_N(\Omega)$, em que $T_N(\Omega)$ é o polinômio de Tchebyshev de ordem N . Ele pode ser obtido a partir de [16]

$$T_N(\Omega) = \begin{cases} \cos(N \cos^{-1} \Omega) & \text{se } |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(N \cosh^{-1} \Omega) & \text{se } |\Omega| > 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

Facilmente se vê que $T_0(\Omega) = 1$ e $T_1(\Omega) = \Omega$. Embora também calculados diretamente das relações (2.10), os polinômios de ordens mais altas são mais facilmente obtidos com a relação de recorrência

$$T_N(\Omega) = 2\Omega T_{N-1}(\Omega) - T_{N-2}(\Omega). \quad (2.11)$$

A magnitude da função transferência do protótipo de um filtro passa-baixas com resposta Tchebyshev de ordem N e frequência de corte Ω_c qualquer é dada por

$$|S_{21}(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 T_N^2(\Omega/\Omega_c)}}. \quad (2.12)$$

Notemos que a resposta do filtro que tem como função filtragem um polinômio de Tchebyshev é, na banda passante, uma função da constante de ondulação ϵ . Quando a frequência Ω assume valor Ω_c , $|S_{21}(j\Omega)|$ atinge sua máxima atenuação, o que depende portanto do valor de ϵ . A resposta Tchebyshev nessa banda oscila, portanto, entre um valor máximo e um mínimo cuja diferença é a ondulação (*Ripple*), expressa em dB mais adiante.

Filtros de Butterworth, por outro lado, possuem máxima planura ($\epsilon = 1$) e têm função filtragem dada por $(\Omega/\Omega_c)^N$. Daí, a magnitude de sua função transferência de um protótipo de passa-baixas de Butterworth é dada por

$$|S_{21}(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega/\Omega_c)^{2N}}}. \quad (2.13)$$

Nesse caso, a função alcança $|S_{21}(j\Omega)| = 1/\sqrt{2}$ quando atinge sua frequência de corte

Ω_c , independentemente da ordem do polinômio. A Figura 2.9 mostra a resposta em frequência para as aproximações de máxima planura (Butterworth) e ondulação constante (Tchebyshev) para um filtro passa-baixas de ordem $N = 5$ e frequência de corte Ω_c . Para a resposta Tchebyshev, fez-se $\epsilon = 0,5$ para melhor visualização da ondulação. Nota-se que, na frequência de corte, $\Omega = \Omega_c$, a função transferência da resposta Tchebyshev cai apenas a $1/\sqrt{1 + \epsilon^2}$ de seu valor máximo, enquanto cai a $1/\sqrt{2}$ desse valor para a resposta Butterworth. Além disso, fora da banda de passagem do filtro, a atenuação da resposta Tchebyshev é maior do que a de Butterworth. Ou seja, embora a resposta Tchebyshev oscile na banda de passagem entre valores toleráveis, apresenta melhores valores em Ω_c e fora da banda de interesse.

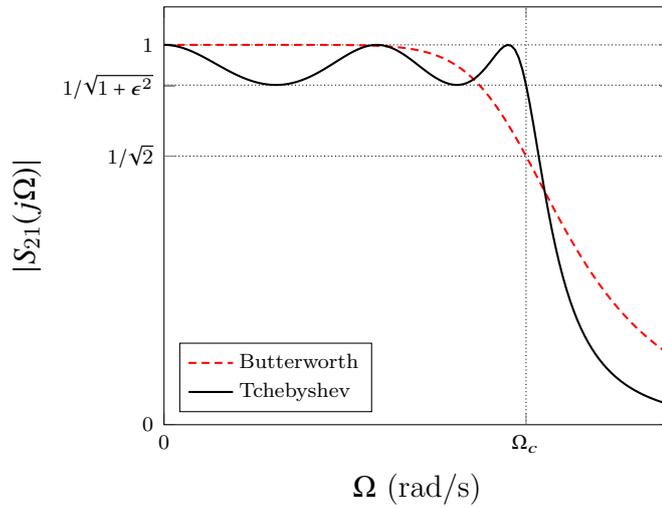


Figura 2.9: Aproximações de Tchebyshev e Butterworth para protótipos de filtro passa-baixas de ordem $N = 5$.

Em projetos reais de filtros, todavia, ϵ é um número real e pequeno se comparado à unidade. A resposta de interesse de um filtro ($|S_{21}(j\Omega)|$) é sempre expressa em decibéis, quer seja pela perda de inserção ou, equivalentemente, pela perda de transmissão (mais comumente utilizada), a serem definidas a seguir.

O quadrado da magnitude do coeficiente de transmissão de um circuito de duas portas pode ser obtido pela razão entre a potência recebida pela carga, P_{carga} , e a incidente na outra porta, P_{inc} . A partir de (2.8) para S_{21} , pode-se mostrar que [16]:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{P_{carga}}{P_{inc}}, \quad (2.14)$$

que assume, portanto, valores entre 0 (quando nenhuma potência chega à carga) e 1 (toda potência incidente é transmitida). A perda de inserção, $L_A(\omega)$, é definida em decibéis e é dada por

$$L_A(\omega) = -10 \log \frac{P_{carga}}{P_{inc}}. \quad (2.15)$$

Combinando (2.14) e (2.15), podemos então escrever

$$L_A(\omega) = -10 \log |S_{21}(j\omega)|^2 \text{ dB}. \quad (2.16)$$

Vemos de (2.16) que a perda de inserção é uma grandeza positiva e que assume zero como valor mínimo. Isso corresponde a $|S_{21}(j\omega)|^2 = 1$.

O desempenho de um filtro também pode ser analisado por sua perda de retorno, que é definida em termos do coeficiente de reflexão, S_{11} , em decibéis, na porta de entrada; ou seja:

$$L_{Rt}(\omega) = -10 \log |S_{11}(j\omega)|^2 \text{ dB}, \quad (2.17)$$

ou ainda,

$$L_{Rt}(\omega) = -10 \log [1 - |S_{21}(j\omega)|^2] \text{ dB}, \quad (2.18)$$

uma vez que, para circuitos passivos de duas portas e sem perdas (circuitos LC),

$$|S_{11}(j\omega)|^2 + |S_{21}(j\omega)|^2 = 1. \quad (2.19)$$

É mais comum, entretanto, expressar o desempenho de um filtro pelas perdas de transmissão e de reflexão, que são observáveis com valores negativos e máximo em zero. Definimos, pois, perda de transmissão

$$L_T(\omega) = 10 \log |S_{21}(j\omega)|^2 \text{ dB} = -L_A(\omega), \quad (2.20)$$

e perda de reflexão,

$$L_R(\omega) = 10 \log |S_{11}(j\omega)|^2 \text{ dB} = 10 \log [1 - |S_{21}(j\omega)|^2] \text{ dB} = -L_{Rt}(\omega). \quad (2.21)$$

Para ilustrar o comportamento da perda de transmissão e de reflexão, consideremos o exemplo de um protótipo de um filtro passa-baixas, Tchebyshev, de ordem N e frequência de corte Ω_c . De acordo com (2.12), temos para filtros de Tchebyshev de ordem N :

$$|S_{21}(j\Omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 T_N^2(1)}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}. \quad (2.22)$$

Fazendo, então, $\omega = \Omega_c$ em (2.20) e (2.21) e combinando-as com (2.22), obtemos as seguintes relações para filtros protótipos de Tchebyshev:

$$L_T(\Omega_c) = 10 \log \left(\frac{1}{1 + \epsilon^2} \right) = 10 \log \left(1 - 10^{0,1L_{Rm\acute{a}x}} \right) \text{ dB} = L_{TR}, \quad (2.23)$$

que é a ondulação em dB, aqui denominada L_{TR} , e a constante de ondulação

$$\epsilon = \sqrt{10^{-0,1L_{TR}} - 1}. \quad (2.24)$$

Em (2.23), $L_{R\text{máx}} = L_R(\Omega_c)$ é o valor máximo da perda de reflexão na banda passante. Respostas Tchebyshev são, em geral, especificadas em termos desse valor ($L_{R\text{máx}}$) ou, de forma análoga, de sua ondulação. Para um filtro com $L_{R\text{máx}} = -7,5$ dB, por exemplo, obtemos ondulação de $L_{TR} = L_T(\Omega_c) = -0,850$ dB, conforme (2.23), o que leva, ainda, a $\epsilon = 0,465$, por uso da relação (2.24). Considerando essas especificações para um protótipo de filtro passa-baixas de Tchebyshev com ordem $N = 5$, podemos verificar o valor de L_{TR} e de $L_{R\text{máx}}$ nas respectivas curvas obtidas para as perdas de transmissão e de reflexão da Figura 2.10, para a resposta Tchebyshev. A mesma figura mostra, ainda, o desempenho de outro filtro de mesma ordem, com resposta Butterworth. Uma vez que $|S_{21}(j1)|^2 = 1/2$, conforme (2.13), sua perda de transmissão é $L_T(\Omega_c) = -3$ dB na frequência de corte Ω_c , como se pode ver na Figura 2.10a. A Figura 2.10b traduz a perda de reflexão para ambos os filtros em que se deve notar a ondulação que também está presente na perda de reflexão para o caso da resposta de Tchebyshev.

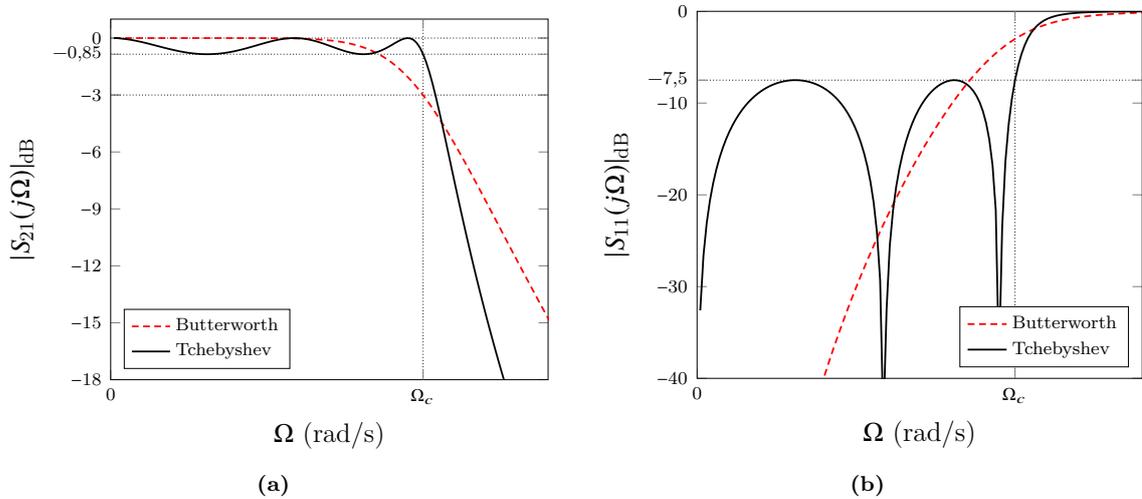


Figura 2.10: Aproximações de Tchebyshev e Butterworth para o protótipo de filtro passa-baixas de ordem $N = 5$ e frequência de corte Ω_c . (a) Perda de transmissão e (b) perda de reflexão.

2.2 Filtros passa-faixa

Como visto anteriormente, o filtro passa-baixas é a base para a realização dos demais filtros. Sendo o filtro passa-faixa assunto de grande interesse nesta tese, apenas esse tipo de filtro, além do passa-baixas visto na seção anterior, será tratado nesta seção.

Seja $p = j\Omega$ a frequência angular complexa do protótipo de passa-baixas e $s = j\omega$ a frequência angular complexa do filtro passa-faixa. A transformação de frequências do protótipo de filtro passa-baixas para o passa-faixa é expressa por:

$$p = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right), \quad (2.25)$$

onde Ω_c é a frequência de corte do filtro passa-baixas,

$$FBW = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_0} \quad (2.26)$$

é a largura de banda fracional, e

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}} \quad (2.27)$$

é a frequência central de operação do filtro passa-faixa com frequências de corte ω_{c1} e ω_{c2} . Os diagramas da Figura 2.11 mostram como os pontos $p = j\Omega$ do plano complexo p são mapeados no eixo $s = j\omega$ do plano complexo s . Pode-se rapidamente verificar que o intervalo $0 \leq p \leq j\Omega_c$ é mapeado em $j\omega_0 \leq s \leq j\omega_{c2}$ e o intervalo $-j\Omega_c \leq p \leq 0$ é mapeado em $j\omega_{c1} \leq s \leq j\omega_0$. Embora os intervalos negativos sejam irrealizáveis fisicamente, os intervalos de frequências positivas resultantes do mapeamento são considerados e participam da concepção do filtro passa-faixa.

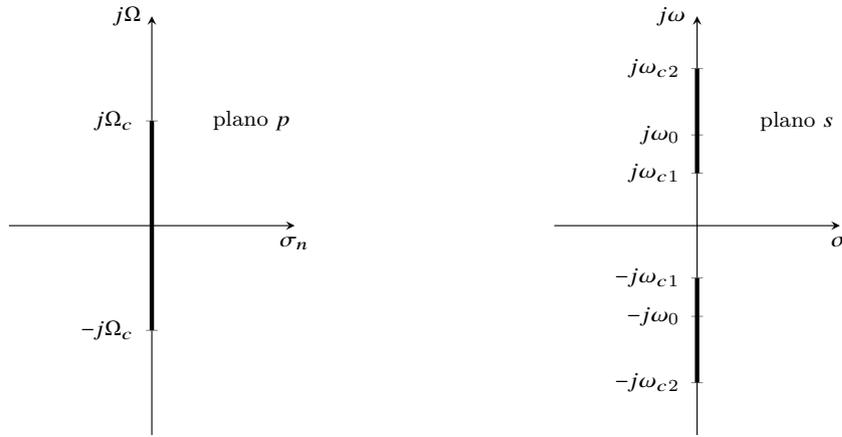


Figura 2.11: Resultado da transformação em frequência para a realização do filtro passa-faixa.

Substituindo $p = j\Omega$ e $s = j\omega$ em (2.25), obtemos a relação entre a frequência Ω do protótipo do passa-baixas e a frequência ω do filtro passa-faixa:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (2.28)$$

Levando, por exemplo, essa frequência do protótipo passa-baixas para (2.13), obtemos o módulo da função transferência do filtro passa-faixa correspondente:

$$|S_{21}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^{2N}}}. \quad (2.29)$$

Desejando-se que as frequências de corte do filtro passa-faixa estejam situadas em $\omega_{c1} = 5 \text{ rad/s}$ e $\omega_{c2} = 6 \text{ rad/s}$, obtém-se $\omega_0 = 5,477 \text{ rad/s}$ e considerando $N = 5$ a ordem do polinômio de Butterworth, obtemos a resposta da Figura 2.12. A mesma resposta expressa como perda de transmissão ($20 \log|S_{21}(j\omega)|$) é ilustrada na Figura 2.13.

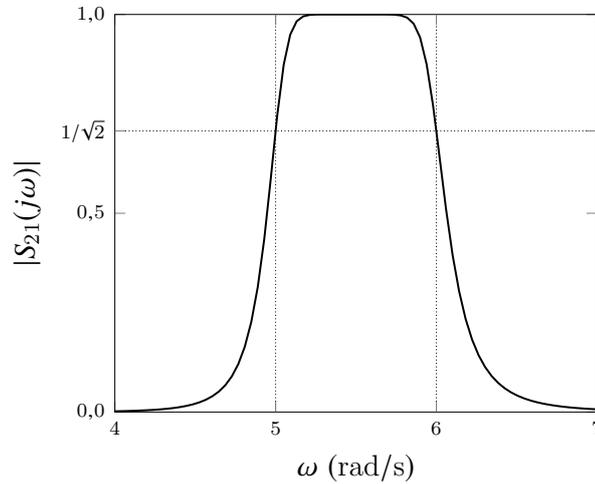


Figura 2.12: Resposta Butterworth de um filtro passa-faixa com $N = 5$.

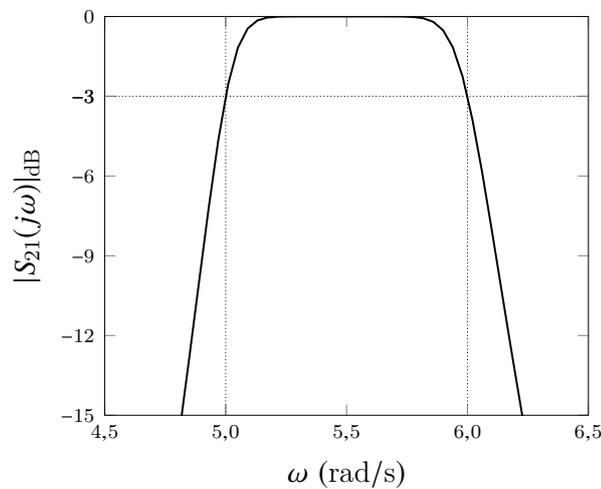


Figura 2.13: Resposta Butterworth de um filtro passa-faixa com $N = 5$, expressa em perda de transmissão.

A realização do circuito que representa o filtro passa-faixa é feita verificando que transformação sofre a impedância indutiva e a capacitiva no protótipo do filtro passa-baixas quando Ω em (2.28) é levado a $j\Omega L$ e $1/j\Omega C$. A partir de agora, vamos chamar g_i a indutância ou capacitância de um elemento genérico i do filtro passa-baixas normalizado

em lugar de L ou C . Caso esse elemento seja um indutor, então:

$$\begin{aligned} j\Omega g_i &= j \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) g_i \\ &= j\omega \left(\frac{\Omega_c g_i}{FBW \omega_0} \right) + \frac{1}{j\omega \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c g_i} \right)}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Vemos, portanto, que um indutor do circuito de um filtro passa-baixas normalizado de indutância g_i deve ser substituído por um circuito tanque $L'_{si} C'_{si}$ série, em que

$$L'_{si} = \frac{\Omega_c g_i R_0}{FBW \omega_0} \quad (2.31a)$$

e

$$C'_{si} = \frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c g_i R_0}, \quad (2.31b)$$

já desnormalizados em relação à impedância da fonte, R_0 .

Similarmente, se o elemento genérico i for um capacitor, então a impedância pode ser assim expressa:

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\Omega g_i} &= \frac{1}{j \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) g_i} \\ &= \frac{1}{j\omega \left(\frac{\Omega_c g_i}{FBW \omega_0} \right) + \frac{1}{j\omega \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c g_i} \right)}}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

Vemos, então, que um capacitor do circuito de um filtro passa-baixas normalizado, de capacitância g_i , deve ser substituído por um circuito tanque $L'_{pi} C'_{pi}$ paralelo, em que

$$L'_{pi} = \frac{FBW R_0}{\omega_0 \Omega_c g_i} \quad (2.33a)$$

e

$$C'_{pi} = \frac{\Omega_c g_i}{FBW \omega_0 R_0}, \quad (2.33b)$$

já desnormalizados em relação à impedância interna de fonte, R_0 .

A Figura 2.14 traz um resumo das substituições que devem ser feitas nos elementos do circuito do filtro passa-baixas normalizado.

Diante da análise feita, os circuitos com N elementos da Figura 2.7 da Seção 2.1 resultam em filtros passa-faixa se essas transformações forem feitas; ou seja, os protótipos de filtro passa-baixas ilustrados na Figura 2.7 transformam-se nos filtros passa-faixa da Figura 2.15 se os elementos L'_i e C'_i resultantes obedecerem às relações (2.31a) e (2.31b)

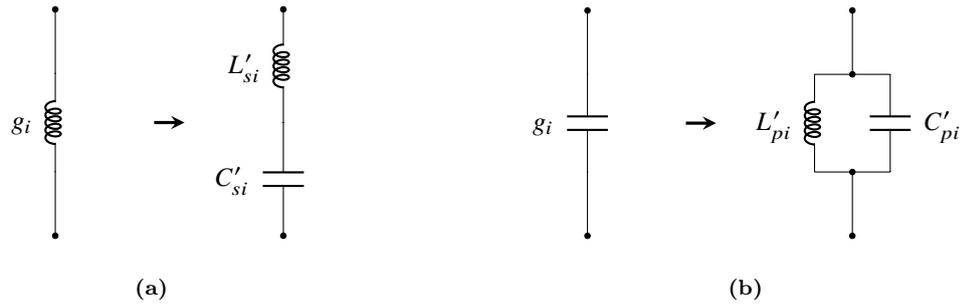


Figura 2.14: Equivalência entre elementos de circuito do passa-baixas e os do passa-faixa, com L'_{si} e C'_{si} dados por (2.31a) e (2.31b), e L'_{pi} e C'_{pi} dados por (2.33a) e (2.33b), respectivamente. O elemento indutivo (a) transforma-se em um circuito tanque série, e o capacitivo (b), em um circuito tanque paralelo.

para os circuitos tanque série, bem como as relações (2.33a) e (2.33b) para os circuitos tanque paralelo. Notemos ainda que os elementos L' e C' de ordem ímpar estão conectados em paralelo na Figura 2.15a e em série na Figura 2.15b. As resistências de fonte, R_g , e de carga, R_L , do filtro passa-faixa são os elementos de fonte e carga do filtro passa-baixas protótipo (Figura 2.7), desnormalizados em relação à impedância interna de fonte R_0 . Ou seja, $R_g = g_{N+1}R_0$ e $R_L = g_0R_0$, com $g_0 = g_{N+1} = 1$, exceto para filtros de Tchebyshev de ordem N par, em que se tem $g_{N+1} \neq 1$. Nesses casos, R_L deve ser necessariamente diferente de R_g para que haja transferência máxima de potência.

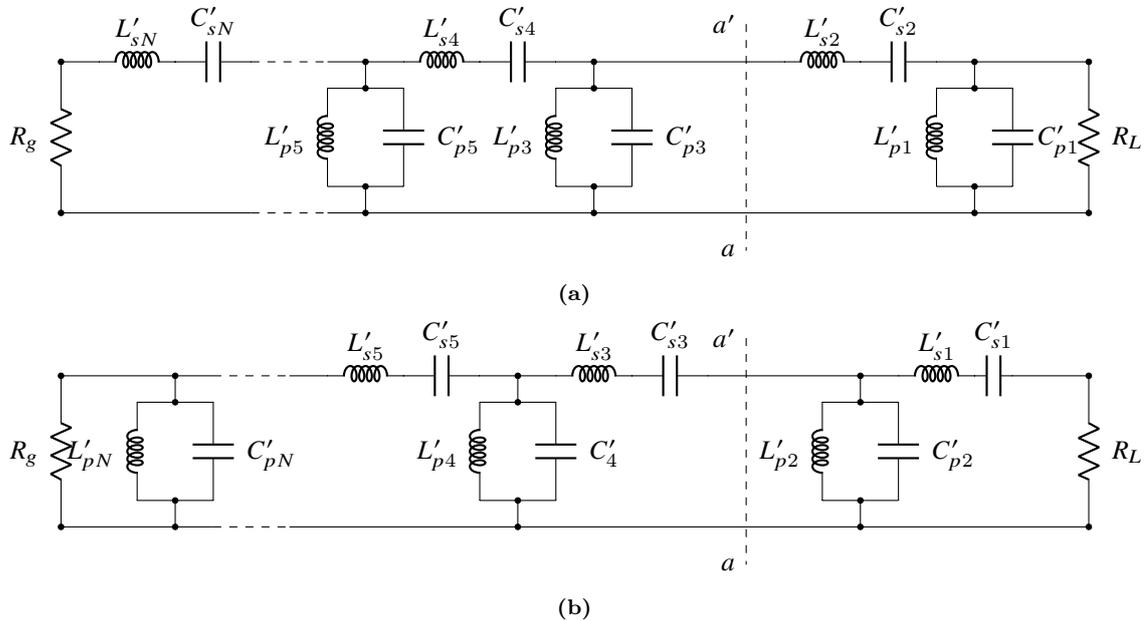


Figura 2.15: Filtros passa-faixa com N células. (a) Obtido a partir do protótipo de passa-baixas da Figura 2.7a e (b) do protótipo da Figura 2.7b.

Os filtros passa-faixa da Figura 2.15 podem ainda ser convertidos em filtros contendo apenas circuitos tanque série, se fizermos uso de inversores de impedância, ou circuitos tanque paralelos, se utilizarmos inversores de admitância. Isso pode ser feito a partir de algumas propriedades dos inversores de impedância (impedância ou admitância), o que será

revisado na seção a seguir.

2.3 Inversores de imitância

Os inversores de imitância são inversores de impedância ou de admitância. Especialmente utilizados em filtros passa-faixa ou rejeita-faixa com largura estreita ($< 10\%$), eles têm a propriedade de converter elementos de circuito conectados em série em elementos conectados paralelamente, ou vice-versa [17]. Existem vários tipos de circuitos de duas portas que podem operar como inversores de imitância. Todos eles produzem um deslocamento em fase de algum múltiplo ímpar de $\pm 90^\circ$ na resposta em frequência de S_{21} . Entre estes circuitos, um tipo de transformador de imitância comumente utilizado em filtros de banda estreita é uma seção de linha de transmissão de comprimento $\lambda/4$. Outros inversores de imitância muito utilizados são os que envolvem circuitos mistos, formados tanto por trechos de linhas de transmissão como por elementos concentrados (capacitor ou indutor) em paralelo (no caso de inversores de impedância) ou em série (para inversores de admitância) [9, 17].

2.3.1 Inversores de impedância

Um inversor de impedância consiste usualmente de um transformador de comprimento $\lambda/4$ ideal. Ele, quando terminado por uma impedância de carga Z_L , transforma essa impedância de tal forma que

$$Z_{in} = K^2/Z_L, \quad (2.34)$$

onde K é definida como impedância característica do inversor. Notemos portanto que, se Z_L for uma impedância indutiva de indutância L , o inversor transforma esse elemento em um capacitor de impedância $Z_{in} = K^2/(j\omega L)$. Se Z_L for uma impedância capacitiva de capacitância C , terá sua impedância invertida pelo transformador, de forma a tornar-se um elemento indutivo com impedância $Z_{in} = K^2 \cdot (j\omega C)$. Assim, pode-se dizer que, essencialmente, a função de um inversor de impedância é converter uma impedância indutiva em uma impedância capacitiva e vice-versa. A Figura 2.16 mostra, respectivamente, a representação de um inversor de impedância com impedância característica K e dois circuitos típicos de inversores de impedância muito utilizados em projeto de filtros. Os elementos que apresentam sinal negativo são absorvidos por elementos adjacentes a eles conectados. No circuito da Figura 2.16b, a defasagem de S_{21} é de $+90^\circ$, enquanto no circuito da Figura 2.16c, a defasagem é de -90° . Essa é a razão pela qual aparecem os sinais \pm e \mp na matriz [ABCD] de um inversor de impedância [18].

A impedância característica do inversor ilustrado na configuração da Figura 2.16b é dada por $K = \omega L$, enquanto que na configuração da Figura 2.16c, $K = 1/\omega C$. Esses inversores desempenham papel fundamental na Teoria Geral de Acoplamento. Eles facilitam o entendimento e análise dos circuitos que representam o acoplamento entre os ressoadores

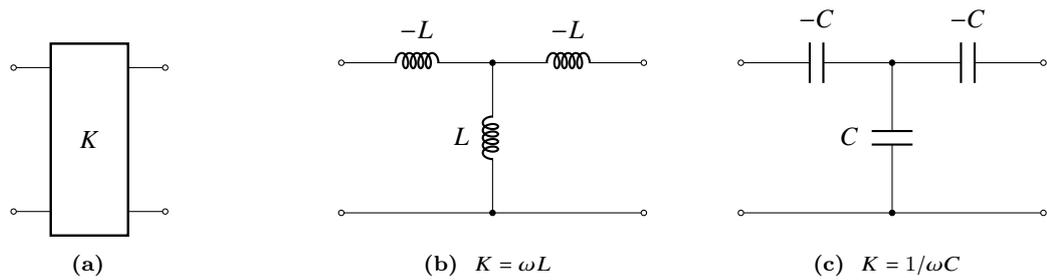


Figura 2.16: Representação de um inversor de impedância (a) e dois exemplos de inversores com $K = \omega L$ (b) e $K = 1/\omega C$ (c).

de um filtro, permitindo assim a formulação necessária para a obtenção dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos nos projetos de filtros, conforme será visto no Capítulo 3.

Algumas propriedades dos inversores de impedância são bastante úteis em projetos de filtros. Como exemplo, o circuito LC série conectado de ambos os lados por inversores, de impedância característica K , iguais, convenientemente escolhida, é equivalente a um circuito tanque paralelo com indutância L_2 e capacitância C_2 , como ilustrado na Figura 2.17.

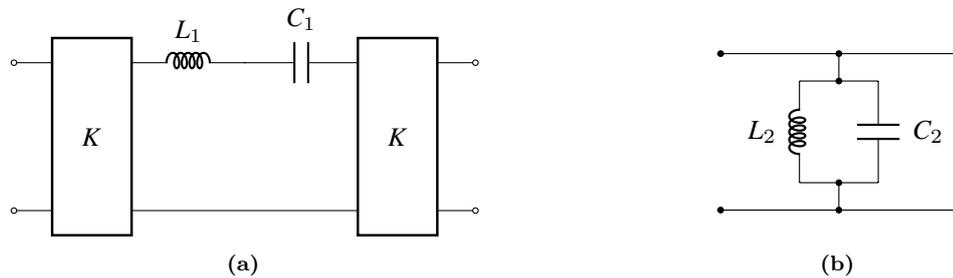


Figura 2.17: Equivalência entre circuitos. Circuito tanque série conectado a dois inversores de impedância (a) e seu circuito equivalente LC paralelo (b).

Considerando uma impedância de carga Z_L nos terminais de saída desses circuitos, obtemos as respectivas impedâncias de entrada:

$$Z_{in1} = \frac{j\omega C_1 K^2}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega C_1 K^2 / Z_L}, \quad (2.35)$$

em que $\omega_0 = \sqrt{L_1 C_1}$, para o circuito ilustrado na Figura 2.17a, e

$$Z_{in2} = \frac{j\omega L_2}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega L_2 / Z_L}, \quad (2.36)$$

onde $\omega_0 = \sqrt{L_2 C_2}$, para o circuito da Figura 2.17b.

Comparando as impedâncias de entrada em (2.35) e (2.36), obtemos

$$K = \sqrt{L_2 / C_1}, \quad \text{com } L_1 C_1 = L_2 C_2, \quad (2.37)$$

o que garante a equivalência entre os circuitos da Figura 2.17. O tratamento apresentado em [18] mostra ainda que, fazendo uso dessa propriedade, é possível redesenhar o circuito correspondente ao filtro passa-faixa da Figura 2.15a de forma que ele contenha apenas circuitos tanque LC série, como ilustra a Figura 2.18. Assim o circuito tanque paralelo formado por L'_{p1} e C'_{p1} da Figura 2.15a pode ser substituído pelo par de inversores com impedâncias características K_{10} e K_{21} , ficando o circuito tanque série de indutância L_{01} e capacitância C_{01} conectado entre os inversores. A impedância de entrada vista no plano de referência aa' de cada um desses circuitos é dada por

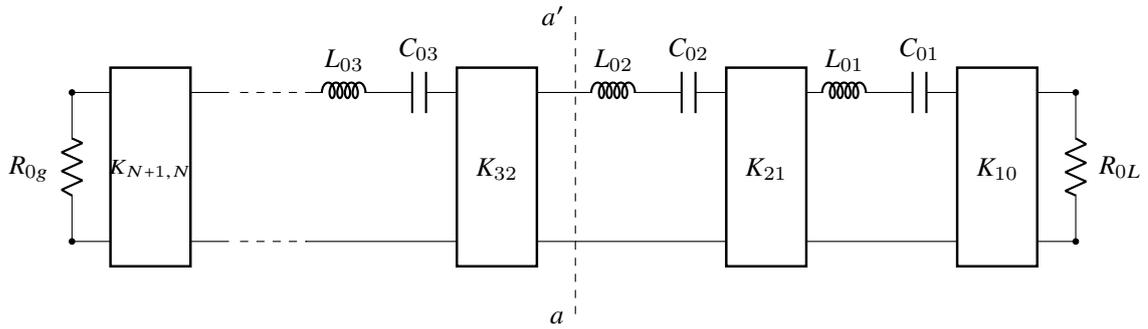


Figura 2.18: Filtro passa-faixa com inversores de impedância.

$$\begin{aligned} Z_{in1} &= j\omega L'_{s2} + \frac{1}{j\omega C'_{s2}} + \frac{j\omega L'_{p1}}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega L'_{p1}/R_L} \\ &= \sqrt{\frac{L'_{s2}}{C'_{s2}}} \left[j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \sqrt{\frac{C'_{s2}}{L'_{s2}}} \frac{j\omega L'_{p1}}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega L'_{p1}/R_L} \right], \end{aligned} \quad (2.38)$$

para a Figura 2.15a, e

$$\begin{aligned} Z_{in2} &= j\omega L_{02} + \frac{1}{j\omega C_{02}} + \frac{j\omega C_{01} K_{21}^2}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega C_{01} K_{10}^2 / R_{0L}} \\ &= \sqrt{\frac{L_{02}}{C_{02}}} \left[j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \sqrt{\frac{C_{02}}{L_{02}}} \frac{j\omega C_{01} K_{21}^2}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega C_{01} K_{10}^2 / R_{0L}} \right], \end{aligned} \quad (2.39)$$

para a Figura 2.18. Comparando (2.38) e (2.39), vemos que Z_{in1} e Z_{in2} são as mesmas funções de ω , desde que

$$K_{10} = \sqrt{\frac{L_{01} R_{0L}}{C'_{p1} R_L}}, \quad (2.40)$$

e

$$K_{21} = \sqrt{\frac{L'_{p1}}{C_{01}} \left(\frac{L_{02} C'_{s2}}{L'_{s2} C_{02}} \right)^{1/2}} = \sqrt{\frac{L'_{p1} C'_{s2}}{C_{01} C_{02}}} = \sqrt{\frac{L_{02} L_{01}}{L'_{s2} C'_{p1}}}, \quad (2.41)$$

onde usamos as relações $C'_{s2}/C_{02} = L_{02}/L'_{s2}$ e $L'_{p1}/C_{01} = L_{01}/C'_{p1}$, já que $L'_{p1} C'_{p1} = L_{01} C_{01} = \omega_0^{-2}$ e $L'_{s2} C'_{s2} = L_{02} C_{02} = \omega_0^{-2}$.

Realizando procedimento análogo ao longo de outros planos de referência dos circuitos, obtemos as seguintes expressões para a impedância característica dos demais inversores:

$$K_{k,k-1} = \sqrt{\frac{L_{0k}L_{0,k-1}}{L'_{sk}C'_{p,k-1}}}, \quad k \text{ par}, \quad (2.42)$$

$$K_{k,k-1} = \sqrt{\frac{L_{0k}L_{0,k-1}}{C'_{pk}L'_{s,k-1}}}, \quad k \text{ ímpar}, \quad (2.43)$$

$$K_{N+1,N} = \sqrt{\frac{R_{0g}R_gL_{0N}}{L'_{sN}}}, \quad N \text{ par}, \quad (2.44)$$

e

$$K_{N+1,N} = \sqrt{\frac{R_{0g}L_{0N}}{R_L C'_{pN}}}, \quad N \text{ ímpar}, \quad (2.45)$$

com L'_i e C'_i dados pelas relações em (2.31) e (2.33). Da Figura 2.15a vemos que: o elemento C'_{p1} , presente em (2.40), está associado a um capacitor em paralelo, dado então por (2.33b); os elementos L'_{sk} e $C'_{p,k-1}$ presentes na expressão de $K_{k,k-1}$ em que k é par (2.42), correspondem, respectivamente, às relações (2.31a) e (2.33b). Com análise semelhante para as expressões (2.43)-(2.45), podemos finalmente expressar as impedâncias características dos inversores do filtro ilustrado na Figura 2.18 como

$$K_{10} = \sqrt{\frac{L_{01}R_{0L}FBW\omega_0}{\Omega_c g_1 g_0}}, \quad (2.46)$$

em que usamos a relação $R_L = g_0 R_0$,

$$K_{k,k-1} = \frac{FBW\omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{0k}L_{0,k-1}}{g_k g_{k-1}}}, \quad k = 2, 3, \dots, N, \quad (2.47)$$

e

$$K_{N+1,N} = \sqrt{\frac{R_{0g}L_{0N}FBW\omega_0}{g_{N+1}g_N}}. \quad (2.48)$$

O aspecto notável da transformação acima que envolve a inserção dos inversores de impedância K , como mostra a Figura 2.18, está na arbitrariedade em se atribuírem valores para as indutâncias $L_{01}, L_{02}, L_{03}, \dots, L_{0N}$. Assim, os valores das capacitâncias são automaticamente fixados pela relação $C_{0k} = 1/(\omega_0^2 L_{0k})$ em que ω_0 é a frequência de ressonância comum a todos os ressoadores. Isso permite que se faça $L_{01} = L_{02} = L_{03} = \dots = L_{0N}$ o que leva a $C_{01} = C_{02} = C_{03} = \dots = C_{0N}$. Logo, os ressoadores utilizados no circuito podem ser feitos todos iguais entre si. Em se fazendo isso, a equivalência entre os circuitos da figuras 2.15a e 2.18 se mantém por conta dos valores que devem ser atribuídos às impedâncias características K dos inversores. Isto é, a inserção dos inversores compensa

a arbitrariedade dos valores de capacitância e indutância atribuídos.

No Capítulo 3 mostraremos que as expressões (2.46) e (2.48), obtidas para a impedância característica dos inversores das extremidades do filtro da Figura 2.18, são úteis na obtenção de expressão analítica importante para o cálculo do fator de qualidade externo nas extremidades de filtros por ressoadores acoplados. A expressão (2.47), que corresponde aos inversores de impedância intermediários, é, por sua vez, fundamental para a formulação de expressão analítica importante para o cálculo dos coeficientes de acoplamento no projeto de filtros por ressoadores acoplados. Algumas propriedades dos inversores de admitância, análogas às que vimos aqui para os inversores de impedância, são também úteis em projetos de filtros e serão tratadas a seguir. Como veremos no Capítulo 3, inversores de admitância são tão importantes quanto os de impedância para a Teoria Geral de Acoplamento.

2.3.2 Inversores de admitância

Um inversor de admitância com admitância característica J é um circuito de duas portas que tem a seguinte propriedade: se uma carga de admitância Y_L for conectada a uma de suas portas, a admitância Y_{in} vista na outra porta será dada por

$$Y_{in} = J^2/Y_L. \quad (2.49)$$

Inversores de admitância têm, portanto, a propriedade de transformar uma admitância capacitiva em uma admitância indutiva, ou vice-versa. A Figura 2.19 mostra a representação de um inversor com admitância característica J , bem como dois exemplos desses inversores, com os valores de J indicados na figura.

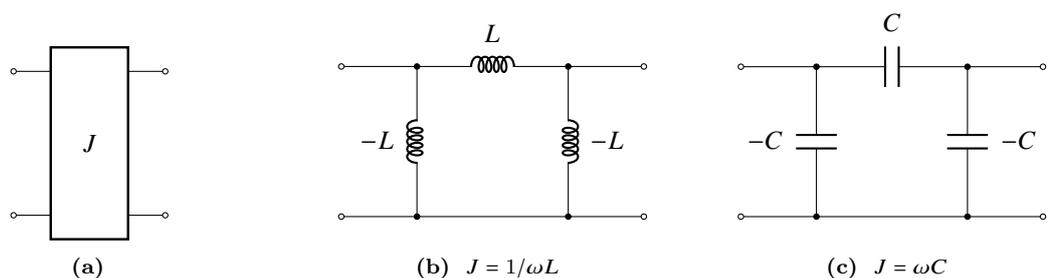


Figura 2.19: Representação de um inversor de admitância (a) e dois exemplos de inversores com $J = 1/\omega L$ (b) e $J = \omega C$ (c).

Em projetos de filtros passa-faixa, é possível substituir os circuitos tanque LC série, conectados em série no circuito do filtro, por circuitos tanque LC paralelo, conectados em paralelo no circuito, se fizermos uso de inversores de admitância. Isso é possível mediante o uso de uma importante propriedade dos inversores de admitância, ilustrada na Figura 2.20. Procedimento análogo àquele realizado para inversores de impedância mostra

que a equivalência entre esses circuitos (Figura 2.20a e Figura 2.20b) existe se

$$J = \sqrt{C_2/L_1}, \quad (2.50)$$

com $L_1C_1 = L_2C_2 = \omega_0^2$.

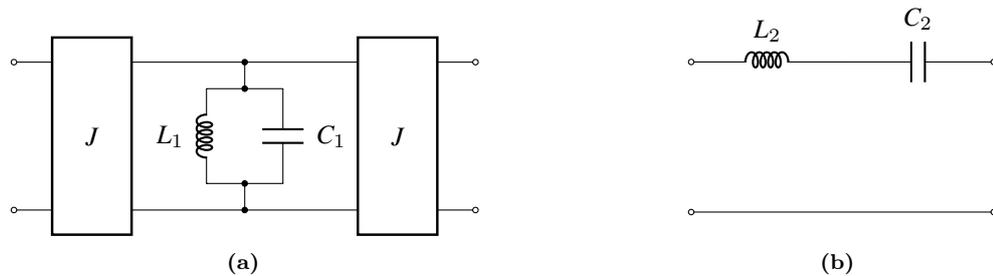


Figura 2.20: Equivalência entre circuitos ressoadores LC . Circuito tanque conectado em paralelo a dois inversores de admitância (a) e seu circuito tanque série equivalente (b).

A Figura 2.21 ilustra um filtro passa-faixa formado por N circuitos tanque paralelo conectados entre si por inversores com diferentes admitâncias características. O circuito é obtido a partir daquele mesmo filtro passa-faixa ilustrado na Figura 2.15a. O objetivo é mostrar como o mesmo circuito (Figura 2.15a), antes projetado com inversores de impedância (Figura 2.18), pode também se transformar em um circuito contendo apenas ressoadores LC paralelos conectados entre si por inversores de admitância.

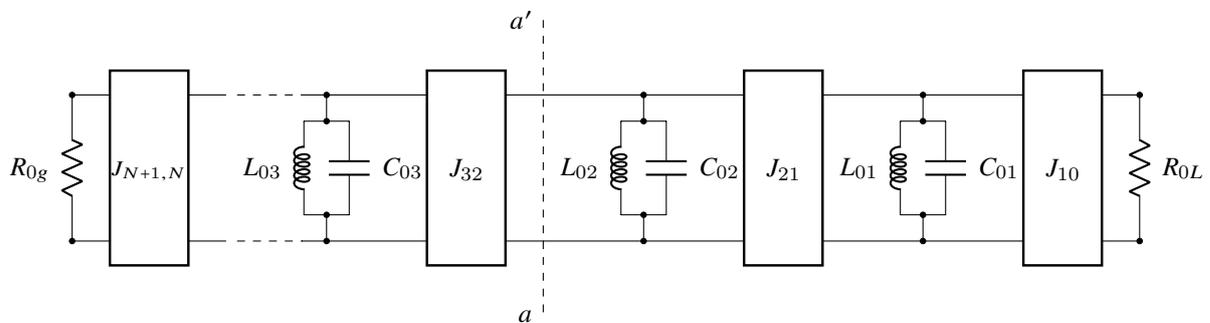


Figura 2.21: Filtro passa-faixa com inversores de admitância.

Procedimento análogo ao que foi realizado para obtenção das impedâncias características do circuito ilustrado na Figura 2.18 resulta nas expressões para as admitâncias características (2.51)-(2.55). Ou seja, comparando as admitâncias de entrada vistas, por exemplo, nos planos de referência aa' das figuras 2.21 e 2.15a, obtemos J_{10} e J_{21} . Comparando as admitâncias de entrada nos planos de referência subsequentes, são obtidas as demais admitâncias características dos inversores, que garantem a equivalência entre os circuitos.

$$J_{10} = \sqrt{\frac{C_{01}}{C'_{p1} R_{0L} R_L}}, \quad (2.51)$$

$$J_{k,k-1} = \sqrt{\frac{C_{0k}C_{0,k-1}}{L'_{sk}C'_{p,k-1}}}, \quad k \text{ par}, \quad (2.52)$$

$$J_{k,k-1} = \sqrt{\frac{C_{0k}C_{0,k-1}}{C'_{pk}L'_{s,k-1}}}, \quad k \text{ ímpar}, \quad (2.53)$$

$$J_{N+1,N} = \sqrt{\frac{C_{0N}R_g}{L'_{sN}R_{0g}}}, \quad N \text{ par} \quad (2.54)$$

e

$$J_{N+1,N} = \sqrt{\frac{C_{0N}}{C'_{pN}R_gR_{0g}}}, \quad N \text{ ímpar}, \quad (2.55)$$

onde $L_{0k}C_{0k} = 1/\omega_0^{-2}$, em que o valor de L_{0k} e C_{0k} bem como o das terminações resistivas R_{0L} e R_{0g} podem ser arbitrariamente escolhidas, desde que essas relações para $J_{i,j}$ sejam satisfeitas. Lembrando que $R_L = g_0R_0$ e $R_g = g_{N+1}R_0$, e substituindo os elementos L'_{ij} e C'_{ij} por suas correspondentes expressões dadas em (2.31) e (2.33), temos, finalmente:

$$J_{10} = \sqrt{\frac{C_{01}FBW\omega_0}{\Omega_c R_{0L}g_1g_0}}, \quad (2.56)$$

$$J_{k,k-1} = \frac{FBW\omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{0k}C_{0,k-1}}{g_k g_{k-1}}}, \quad k = 2, 3, \dots, N \quad (2.57)$$

$$J_{N+1,N} = \sqrt{\frac{C_{0N}FBW\omega_0}{\Omega_c R_{0g}g_{N+1}g_N}}. \quad (2.58)$$

Analogamente ao tratamento dado ao filtro passa-faixa da Figura 2.18, em que inversores de impedância foram inseridos no circuito, a inserção dos inversores de admitância no circuito da Figura 2.21 traz seu aspecto notável. Assim, os valores das indutâncias são automaticamente fixados pela relação $L_{0k} = 1/(\omega_0^2 C_{0k})$ em que ω_0 é a frequência de ressonância comum a todos os ressoadores. Isso permite que se faça $C_{01} = C_{02} = C_{03} = \dots = C_{0N}$ o que leva a $L_{01} = L_{02} = L_{03} = \dots = L_{0N}$. Logo, os ressoadores utilizados no circuito podem ser feitos todos iguais entre si. Essas relações assim escritas, bem como aquelas obtidas em (2.46)-(2.48) para as impedâncias características do circuito ilustrado na Figura 2.18, são bastante úteis na análise de filtros por ressoadores acoplados feita no Capítulo 3.

2.4 Conclusões

Revisão da teoria de filtros passa-baixas e passa-faixa, assunto em que se apoia toda esta tese, foi feita neste capítulo. Inversores de impedância e de admitância foram aqui tratados e destacado o papel que podem desempenhar quando convenientemente

introduzidos no circuito de um filtro. Vimos que filtros passa-faixa podem ser representados por ressoadores do tipo LC série, conectados em série no circuito, se ladeados por inversores de impedância, com impedâncias características convenientemente calculadas. Vimos também que os mesmos filtros podem ser representados por ressoadores do tipo LC paralelo, conectados em paralelo no circuito, se ladeados por inversores de admitância, com admitâncias convenientemente calculadas. Esse expediente será de grande valia na análise de circuitos por ressoadores acoplados para a obtenção da matriz geral de acoplamento que será apresentada no Capítulo 3. Ela parte da consideração de que todos os ressoadores são iguais.

3

CIRCUITOS MULTIPORTAS POR RESSOADORES ACOPLADOS

Os circuitos que serão estudados neste capítulo são formados por ressoadores LC que não possuem conexão física entre si, mas encontram-se eletromagneticamente acoplados; isto é, não há fios por onde passaria corrente para alimentar cada ressoador do circuito. Em vez disso, uma excitação é inicialmente gerada por uma fonte de corrente ou de tensão no primeiro ressoador e, por acoplamento eletromagnético, os demais ressoadores são excitados. O acoplamento, que pode ser elétrico, magnético ou misto, faz então com que correntes sejam induzidas nos capacitores e indutores, o que possibilita a transmissão do sinal entre as portas de acesso. O elétrico se dá pela capacitância mútua gerada pela corrente induzida principalmente entre capacitores de ressoadores vizinhos; o magnético, pela indutância mútua presente principalmente entre indutores de ressoadores vizinhos; e o misto, pela superposição de ambos os acoplamentos.

O estudo de dispositivos por ressoadores acoplados utiliza modelos de circuito que relacionam os coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos com os elementos dos circuitos a serem modelados, que dão a forma desejada à resposta em frequência da saída do dispositivo. Para o caso de um filtro, por exemplo, os coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos são obtidos em função dos elementos do protótipo do filtro passa-baixas de forma a produzir a resposta em frequência desejada (Tchebyshev, Butterworth, elíptica etc). A teoria de circuitos por ressoadores acoplados mostra, como será aqui descrito, que os coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos podem ser extraídos por técnicas de simulação computacional, o que significa poderem ser obtidos em função das dimensões dos circuitos acoplados.

3.1 Multiplexadores e diplexadores

Antes de apresentar a teoria envolvendo a matriz geral de acoplamento para circuitos multiportas, a descrição de um multiplexador e, em particular, de um diplexador deve ser feita, uma vez que este último é um dos objetos de estudo e realização desta tese.

Os multiplexadores podem operar com ambas as funções, demultiplexação ou multiplexação. Em telecomunicações, a primeira delas consiste em separar um sinal de radiofrequência (com N faixas de frequência) vindo de uma antena, em N canais de

comunicação por uso de N filtros passa-faixa, cada um sintonizado em sua frequência central própria. Para cada um dos filtros, a rejeição na banda indesejada precisa ser alta para evitar que o sinal da outra banda cause interferência. A multiplexação, por sua vez, consiste em combinar os vários canais de entrada em um único sinal de saída. Nesse contexto, pode-se então dizer que um multiplexador desempenha o papel de separar ou combinar os canais de transmissão e recepção para uma única antena, que pode operar como transmissora ou receptora de sinais. Exemplo típico do uso de multiplexadores é ilustrado na Figura 3.1 onde se tem um diagrama simplificado de um *transponder* de satélite com dois multiplexadores: um para o circuito *uplink* e outro para o *downlink*. No *uplink*, os canais são separados, restaurados, amplificados e submetidos ao multiplexador do circuito *downlink* para ser radiado de volta à Terra.

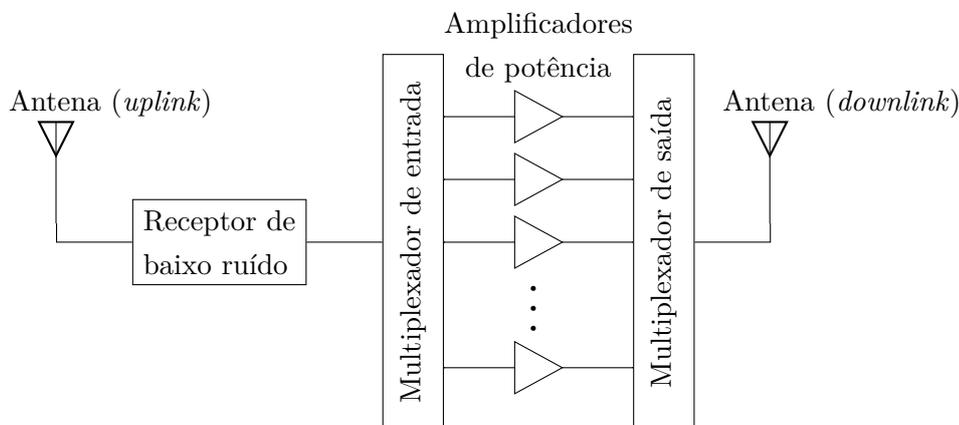


Figura 3.1: Diagrama simplificado de um *transponder* de satélite.

Diplexadores, por sua vez, são multiplexadores de três acessos que consistem, em sua forma convencional, num divisor de potência com dois acessos de saída, cada um conectado a um filtro passa-faixa centrado em sua respectiva frequência de operação. Diplexadores, quando usados em transceptores de sistemas de comunicação, são chamados de duplexadores. A Figura 3.2 mostra o diagrama de um duplexador. Ele possibilita recepção de sinais, simultaneamente, por uma única antena.

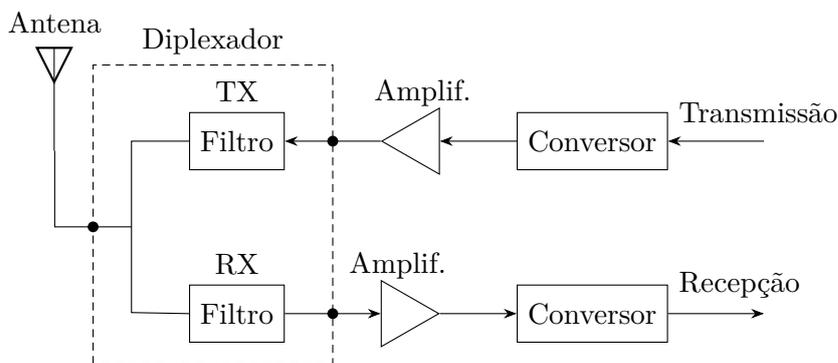


Figura 3.2: O diplexador operando com a função de um duplexer em um circuito transceptor.

Operando no modo de transmissão, um gerador, representado por um rádio digital, envia para o diplexador um sinal cuja potência é amplificada a níveis relativamente altos para a antena. Esse sinal tem de ser fortemente atenuado pelo filtro da transmissão para não causar interferência com o sinal que chega para a recepção pela antena, que também opera como receptora. Boa isolamento se dá se ambos os filtros apresentam alta rejeição fora de sua banda passante. O amplificador de baixo ruído do circuito de recepção deve amplificar apenas o fraco sinal que chega da antena. Os sistemas atuais de comunicação sem fio quase sempre utilizam diplexadores conectados a uma única antena. Com a expansão desses sistemas, cresce a exigência de que se reduzam as suas dimensões para que eles possam ser acomodados em espaços cada vez menores.

Os multiplexadores, quando construídos com ressoadores acoplados, dispensam o uso de divisores de potência e de circuitos casadores, o que favorece a redução de suas dimensões, diminuindo portanto o espaço ocupado nas estações radiobase. Triplexadores por ressoadores acoplados também foram tema de estudo da autora desta tese. Contribuição foi dada no estudo desses dispositivos com o projeto e análise pela otimização da matriz geral acoplamento (vista na próxima seção) de um triplexador com 6 ressoadores para aplicação em comunicação sem fio [19], e com o estudo de triplexadores com 9 ressoadores [20], em duas diferentes topologias, para comparação do desempenho no que diz respeito à seletividade das três bandas de operação e a isolamento entre as portas de saída dos dispositivos.

3.2 Matriz geral de acoplamento para circuitos multiportas

Em projetos de circuitos de N portas por ressoadores acoplados, os parâmetros de espalhamento são expressos em termos dos coeficientes de acoplamento e dos fatores de qualidade externos. Um procedimento que leva à relação entre essas quantidades e que envolve a matriz geral de acoplamento foi apresentado por Skaik [21] e será aqui reproduzido.

A análise desses circuitos começa por considerar que o acoplamento entre seus ressoadores é puramente magnético ou puramente elétrico, como descrito em [9, 21]. Isso facilita, sem perda de generalidade, a obtenção da matriz geral de acoplamento, que é o principal objetivo desta seção.

3.2.1 Circuitos por ressoadores magneticamente acoplados

A Figura 3.3 ilustra um circuito de N portas com n ressoadores acoplados. O circuito é alimentado por uma fonte de tensão, e_s , e seus ressoadores são formados por circuitos tanque RLC série, conectados em paralelo. O elemento resistivo, R_i , de cada ressoador não representa suas perdas ôhmicas intrínsecas, mas representa uma possível porta de acesso do circuito geral e considera-se que a porta de entrada está conectada

ao primeiro ressoador. O acoplamento entre eles se dá pela indutância mútua entre os indutores dos circuitos tanque RLC série. Isso caracteriza um acoplamento puramente indutivo ou, em outras palavras, puramente magnético.

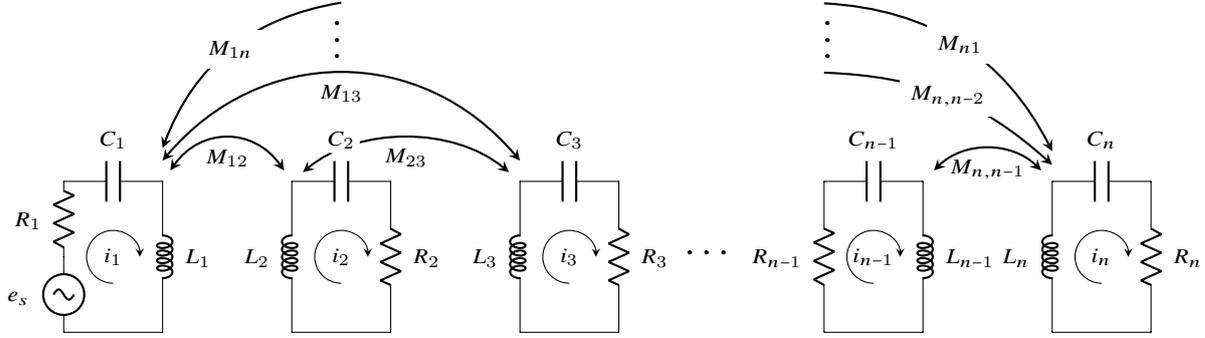


Figura 3.3: Circuito de N portas por n ressoadores magneticamente acoplados.

De acordo com a Lei das Malhas de Kirchhoff, temos:

$$\begin{aligned}
 (R_1 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1)i_1 - j\omega L_{12}i_2 \cdots - j\omega L_{1n}i_n &= e_s, \\
 -j\omega L_{21}i_1 + (R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2)i_2 \cdots - j\omega L_{2n}i_n &= 0, \\
 &\vdots \\
 -j\omega L_{n1}i_1 - j\omega L_{n2}i_2 \cdots + (R_n + j\omega L_n + 1/j\omega C_n)i_n &= 0.
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Assim, a análise do circuito descrita na forma matricial $[Z] \cdot [i] = [e]$, em que $[Z]$ é a matriz impedância, resulta em

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & \cdots & z_{1n} \\ z_{21} & z_{22} & \cdots & z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{n1} & z_{n2} & \cdots & z_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{3.2a}$$

com

$$z_{ij} = \begin{cases} R_i + j\omega L_i + 1/(j\omega C_i) & \text{se } i = j \\ -j\omega L_{ij} & \text{se } i \neq j \end{cases}, \tag{3.2b}$$

em que $L_{ij} = L_{ji}$ é a indutância mútua entre dois ressoadores i e j quaisquer. Pelo que foi visto na Seção 2.3 do Capítulo 2, podemos arbitrar $L_1 = L_2 = \cdots = L_N = L$ e, conseqüentemente, $C_1 = C_2 = \cdots = C_N = C$, por terem a mesma frequência de ressonância $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Considerando, portanto, todos os ressoadores idênticos, podemos reescrever a matriz impedância como

$$[Z] = \omega_0 L \cdot FBW \cdot \overline{[Z]}, \tag{3.3}$$

em que $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ é a largura de banda fracional e $\overline{[Z]}$ é a matriz impedância normalizada, dada por

$$\overline{[Z]} = \begin{bmatrix} \bar{z}_{11} & \bar{z}_{12} & \cdots & \bar{z}_{1n} \\ \bar{z}_{21} & \bar{z}_{22} & \cdots & \bar{z}_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{z}_{n1} & \bar{z}_{n2} & \cdots & \bar{z}_{nn} \end{bmatrix}, \quad (3.4a)$$

onde

$$\bar{z}_{ij} = \begin{cases} R_i/(\omega_0 L \cdot FBW) + p & \text{se } i = j \\ -j\omega L_{ij}/(\omega_0 L \cdot FBW) & \text{se } i \neq j \end{cases}. \quad (3.4b)$$

Assumindo que $\omega/\omega_0 \approx 1$, para aproximação de banda estreita, temos

$$\overline{[Z]} = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & \frac{1}{q_{e2}} + p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

onde

$$p = \frac{j}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3.6)$$

é a variável da frequência complexa do passa-baixas, já mencionada no Capítulo 2;

$$q_{ei} = \frac{\omega_0 L}{R_i} \cdot FBW = Q_{ei} \cdot FBW \quad (3.7)$$

é o fator de qualidade externo normalizado, em que $Q_{ei} = \omega_0 L/R_i$ é, por definição, o fator de qualidade externo; e

$$m_{ij} = \frac{L_{ij}/L}{FBW} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (3.8)$$

é o coeficiente de acoplamento magnético normalizado, com $M_{ij} = L_{ij}/L$, por definição.

A representação de rede do circuito da Figura 3.3 é ilustrada na Figura 3.4. Nela, consideramos que a porta 2 está conectada ao ressoador x , a porta i ao ressoador k , e a porta N , ao ressoador y .

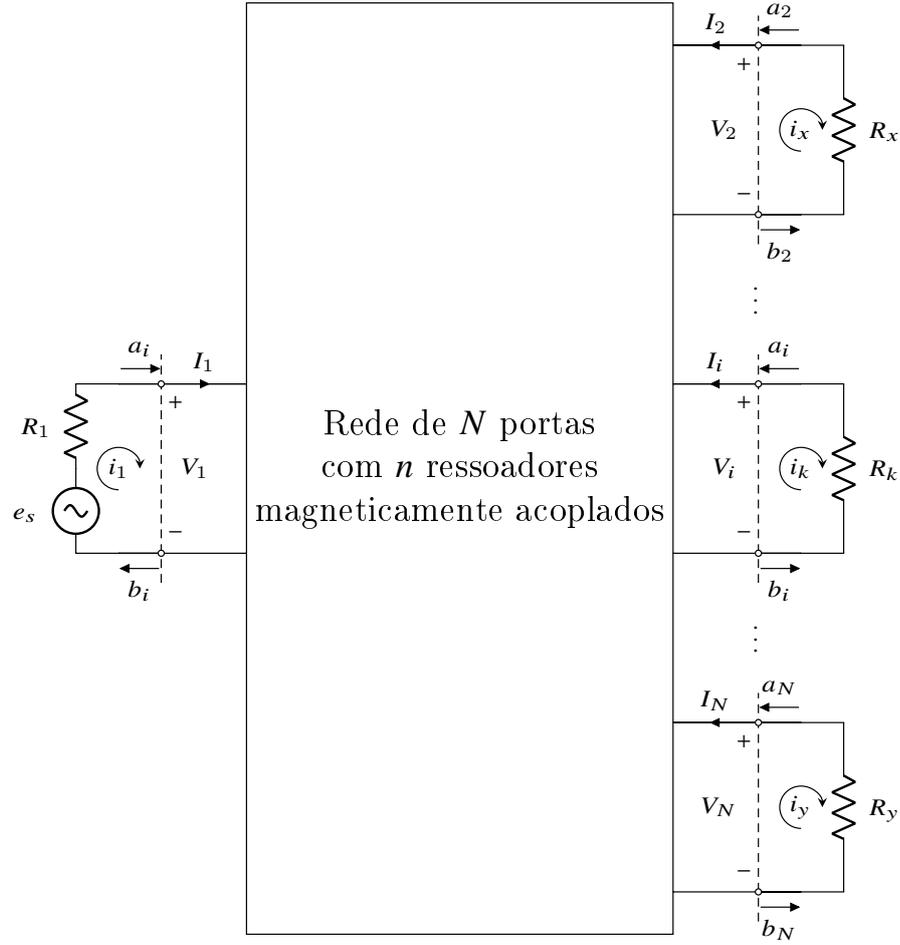


Figura 3.4: Representação de rede para o circuito de N portas da Figura 3.3.

De acordo com a equação matricial (2.5), que relaciona os parâmetros de espalhamento com as variáveis de ondas incidentes e refletidas (também definidas no Capítulo 2), podemos generalizar para a rede de multiportas:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=a_3=\dots=a_N=0} \quad \text{e} \quad S_{i1} = \left. \frac{b_i}{a_1} \right|_{a_2=a_3=\dots=a_N=0}, \quad (3.9)$$

onde $i = 2, 3, \dots, N$ refere-se às portas de saída do circuito. De acordo com a Figura 3.4, temos para a porta 1:

$$a_1 = \frac{e_s}{2\sqrt{R_1}} \quad \text{e} \quad b_1 = \frac{e_s - 2i_1 R_1}{2\sqrt{R_1}}, \quad (3.10)$$

e para uma dada porta i de saída, conectada ao ressoador k :

$$a_i = 0 \quad b_i = i_k \sqrt{R_k}. \quad (3.11)$$

Combinando (3.9) com (3.10) e (3.11), podemos então escrever

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=a_3=\dots=a_N=0} = 1 - \frac{2R_1 i_1}{e_s} \quad (3.12)$$

e

$$S_{i1} = \frac{b_i}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=\dots=a_N=0} = \frac{2\sqrt{R_1 R_k} i_k}{e_s}; \quad (3.13)$$

ou seja, se a i -ésima porta for, por exemplo, a porta 2, conectada ao ressoador x (conforme ilustra a Figura 3.4), temos:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=\dots=a_N=0} = \frac{2\sqrt{R_1 R_x} i_x}{e_s}. \quad (3.14)$$

Resolvendo (3.2) de forma a isolar as correntes, e usando a relação (3.3), temos, por exemplo, para as correntes i_1 e i_k :

$$i_1 = \frac{e_s}{\omega_0 L \cdot FBW} \overline{[Z]}_{11}^{-1}, \quad (3.15a)$$

$$i_k = \frac{e_s}{\omega_0 L \cdot FBW} \overline{[Z]}_{k1}^{-1}. \quad (3.15b)$$

Assim, podemos reescrever (3.12) e (3.13) em termos dos elementos da inversa da matriz impedância normalizada,

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} \overline{[Z]}_{11}^{-1} \quad (3.16)$$

e

$$S_{i1} = \frac{2\sqrt{R_1 R_k}}{\omega_0 L \cdot FBW} \overline{[Z]}_{k1}^{-1}, \quad (3.17)$$

ou ainda, de acordo com (3.7),

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} \overline{[Z]}_{11}^{-1} \quad (3.18)$$

e

$$S_{i1} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1} q_{ek}}} \overline{[Z]}_{k1}^{-1}. \quad (3.19)$$

Por analogia, temos para a N -ésima porta:

$$S_{N1} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1} q_{ey}}} \overline{[Z]}_{y1}^{-1}, \quad (3.20)$$

onde q_{ey} é o fator de qualidade externo no ressoador y , onde está conectada a porta N .

Essas relações mostram, finalmente, que os parâmetros de espalhamento são funções dos coeficientes de acoplamento e dos fatores de qualidades externos nas portas. Expressões análogas a essas podem ser obtidas envolvendo a matriz admitância, conforme será visto a seguir para circuitos por ressoadores eletricamente acoplados.

3.2.2 Circuitos por ressoadores eletricamente acoplados

Suponhamos agora n circuitos tanque RLC paralelos acoplados entre si pela capacitância mútua entre seus capacitores. A Figura 3.5 ilustra o circuito formado por esses n ressoadores acoplados. A porta de entrada do circuito está conectada ao ressoador 1 e é representada pelo elemento de condutância G_1 . Os outros elementos G_i conectados em paralelo aos demais ressoadores representam as $N - 1$ possíveis portas de saída do circuito.

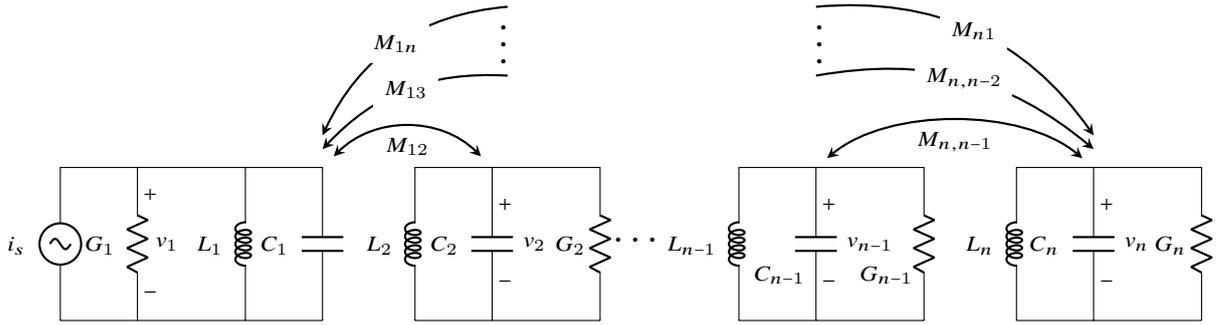


Figura 3.5: Circuito de N portas por n ressoadores eletricamente acoplados.

Fazendo a análise do circuito pela Lei de Kirchhoff dos Nós, obtém-se

$$\begin{aligned}
 (G_1 + j\omega C_1 + 1/j\omega L_1)v_1 - j\omega C_{12}v_2 \cdots - j\omega C_{1n}v_n &= i_s, \\
 -j\omega C_{21}v_1 + (G_2 + j\omega C_2 + 1/j\omega L_2)v_2 \cdots - j\omega C_{2n}v_n &= 0, \\
 &\vdots \\
 -j\omega C_{n1}v_1 - j\omega C_{n2}v_2 \cdots + (G_n + j\omega C_n + 1/j\omega L_n)v_n &= 0,
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

ou ainda, na forma matricial $[Y] \cdot [v] = [i]$, em que $[Y]$ é a matriz admitância:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \cdots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \cdots & y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{n1} & y_{n2} & \cdots & y_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{3.22a}$$

com

$$y_{ij} = \begin{cases} G_i + j\omega C_i + 1/(j\omega L_i) & \text{se } i = j \\ -j\omega C_{ij} & \text{se } i \neq j \end{cases}, \tag{3.22b}$$

onde $C_{ij} = C_{ji}$ é a capacitância mútua entre um par de ressoadores i e j quaisquer. Considerando, como visto na Seção 2.1, que todos os ressoadores possuem a mesma capacitância C para seus capacitores e a mesma indutância L para seus indutores, ressoando

portanto em uma mesma frequência $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, a matriz admitância expressa em (3.22) pode ainda ser escrita em termos da matriz admitância normalizada $\overline{[Y]}$ como a seguir.

$$[Y] = \omega_0 C \cdot FBW \cdot \overline{[Y]}, \quad (3.23)$$

em que $\overline{[Y]}$ é dada por

$$\overline{[Y]} = \begin{bmatrix} \bar{y}_{11} & \bar{y}_{12} & \cdots & \bar{y}_{1n} \\ \bar{y}_{21} & \bar{y}_{22} & \cdots & \bar{y}_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{y}_{n1} & \bar{y}_{n2} & \cdots & \bar{y}_{nn} \end{bmatrix}, \quad (3.24a)$$

com

$$\bar{y}_{ij} = \begin{cases} G_i/(\omega_0 C \cdot FBW) + p & \text{se } i = j \\ -j\omega C_{ij}/(\omega_0 C \cdot FBW) & \text{se } i \neq j \end{cases}. \quad (3.24b)$$

Definindo-se coeficiente de acoplamento elétrico entre um par de ressoadores i e j por [9]

$$M_{ij} = C_{ij}/C \quad (3.25)$$

e fator de qualidade externo em uma dada porta conectada ao ressoador i como

$$Q_{ei} = \omega_0 C/G_i, \quad (3.26)$$

e ainda, assumindo que $\omega/\omega_0 \approx 1$ em (3.24b), obtemos a matriz admitância normalizada $\overline{[Y]}$ na forma simplificada

$$\overline{[Y]} = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & \frac{1}{q_{e2}} + p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix}, \quad (3.27a)$$

onde

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW \quad \text{e} \quad m_{ij} = M_{ij}/FBW \quad (3.27b)$$

são, respectivamente, o fator de qualidade externo e o coeficiente de acoplamento elétrico normalizados, e p é a variável da frequência complexa definida em (3.6).

A representação de rede de um circuito de N portas por ressoadores acoplados como aquele da Figura 3.5 é ilustrada na Figura 3.6, onde, por exemplo, a porta 2 (representada pelo elemento resistivo de condutância G_x) está conectada ao ressoador x . Comparando esses dois circuitos, podemos ver que a tensão e a corrente na porta 1 são

dadas, respectivamente, por $V_1 = v_1$ e $I_1 = i_s - v_1 G_1$. Para uma certa porta i , $V_i = v_k$ e $I_i = v_k G_k$.

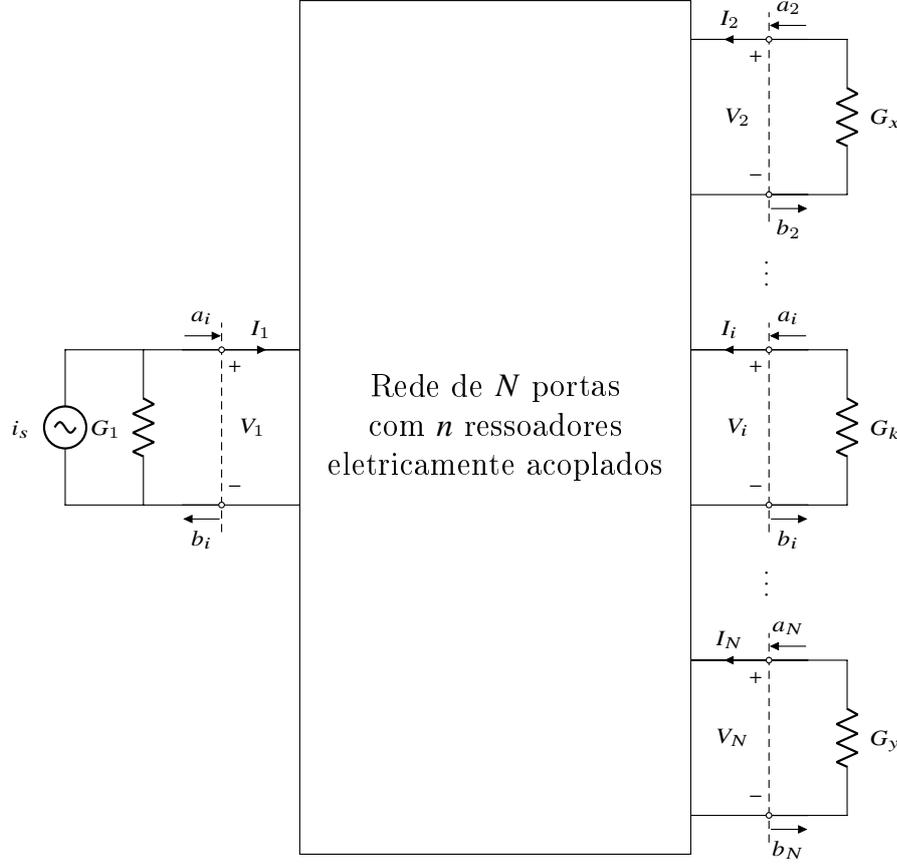


Figura 3.6: Representação de rede para o circuito de N portas da Figura 3.5.

As variáveis de onda incidente e refletida nas portas 1 e i são então:

$$a_1 = \frac{i_s}{2\sqrt{G_1}}, \quad b_1 = \frac{2v_1 G_1 - i_s}{2\sqrt{G_1}}, \quad (3.28)$$

$$a_i = 0, \quad b_i = v_k \sqrt{G_k}. \quad (3.29)$$

Assim, podemos escrever para o coeficiente de reflexão na porta 1,

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=a_3=\dots=a_N=0} = \frac{2v_1 G_1}{i_s} - 1, \quad (3.30)$$

e para o coeficiente de transmissão na porta i ,

$$S_{i1} = \left. \frac{b_i}{a_1} \right|_{a_2=a_3=\dots=a_N=0} = \frac{2v_k \sqrt{G_k G_1}}{i_s}. \quad (3.31)$$

Isolando $[v]$ em $[Y] \cdot [v] = [i]$ e usando (3.23), podemos expressar os parâmetros de espalhamento nas portas 1 e i por

$$S_{11} = \frac{2G_1}{\omega_0 C \cdot FBW} \overline{[Y]}_{11}^{-1} - 1, \quad (3.32)$$

$$S_{i1} = \frac{2\sqrt{G_1 G_k}}{\omega_0 C \cdot FBW} \overline{[Y]}_{k1}^{-1}; \quad (3.33)$$

ou ainda,

$$S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} \overline{[Y]}_{11}^{-1} - 1, \quad (3.34)$$

$$S_{i1} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1} q_{ek}}} \overline{[Y]}_{k1}^{-1}, \quad (3.35)$$

conforme (3.27b).

Comparando as matrizes impedância (3.5) e admitância (3.27a) normalizadas, vemos que elas possuem a mesma formulação; isto é, ambas dependem dos elementos normalizados m_{ij} e q_{ei} , diferindo apenas pela natureza do acoplamento. A próxima seção mostra como isso leva à definição da matriz geral de acoplamento e, conseqüentemente, à solução unificada para os parâmetros de espalhamento.

3.2.3 Matriz geral de acoplamento

Hong e Lancaster [9] analisaram circuitos por ressoadores acoplados considerando, sem perda de generalidade, duas situações hipotéticas. Na primeira, consideraram um circuito de duas portas formado por n ressoadores acoplados apenas magneticamente entre si e com isso obtiveram os parâmetros de espalhamento em termos da matriz impedância normalizada. Na segunda hipótese, apenas o acoplamento elétrico estava presente entre os ressoadores. E isso levou à obtenção dos parâmetros de espalhamento em termos da matriz admitância normalizada. A análise desses circuitos mostrou que as duas matrizes apresentam a mesma formulação e que, portanto, o resultado independe da natureza do acoplamento. Definiu-se então a matriz geral de acoplamento $[A]$.

Nas subseções anteriores deste mesmo capítulo, mostramos como Skaik [21] generalizou o procedimento realizado em [9] para o caso de circuitos com múltiplos acessos, acrescentando elementos resistivos aos circuitos ressoadores para representar suas portas. Como mostraremos a seguir, o autor obteve a matriz geral de acoplamento para circuitos multiportas por ressoadores acoplados, que é a generalização da matriz $[A]$ obtida por Hong e Lancaster [9] para circuitos de duas portas.

Comparando as matrizes impedância e admitância normalizadas, (3.5) e (3.27a), respectivamente, e confrontando as expressões para o coeficiente de reflexão, (3.18) e (3.34), e coeficientes de transmissão em (3.19) e (3.35), podemos escrever, conforme [21]:

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right), \quad (3.36)$$

$$S_{i1} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1}q_{ek}}} [A]_{k1}^{-1}, \quad (3.37)$$

em que $i = 2, 3, \dots, N$ corresponde ao índice de porta (de saída), e k , ao índice de ressoador. Em outras palavras, os índices de (3.37) indicam que uma dada porta i está conectada ao ressoador k . A matriz geral de acoplamento $[A]$ é, portanto:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & \frac{1}{q_{e2}} + p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix}, \quad (3.38)$$

onde os coeficientes de acoplamento $m_{ij} = m_{ji}$ podem ser de natureza elétrica, magnética, ou mista.

Para o caso particular de circuitos com duas portas, a matriz geral de acoplamento em (3.38) sofre modificação apenas em sua diagonal principal, onde estão presentes os termos correspondentes aos fatores de qualidade externos; ou seja, os fatores de qualidade externos que aparecerão na diagonal principal serão apenas aqueles correspondentes à porta de entrada e à de saída, q_{e1} e q_{en} , respectivamente. Para filtros, por exemplo, temos [9]:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

As matrizes $\overline{[Z]}$ e $\overline{[Y]}$ que deram origem à matriz geral de acoplamento $[A]$ foram obtidas considerando que todos os circuitos ressoadores LC que formam os dispositivos multiportas analisados possuem os mesmos valores de indutância e de capacitância; ou seja, esses dispositivos ressoam em uma única frequência central dada por $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ e, portanto, são formados por ressoadores sincronamente sintonizáveis. Isso significa que a matriz $[A]$ em (3.38), e conseqüentemente em (3.39), vale apenas para circuitos por ressoadores sincronamente sintonizáveis. É possível, entretanto, obter a matriz $[A]$ para circuitos por ressoadores assincronamente sintonizáveis [21] a partir desse caso particular [9]; ou seja, novas bandas de frequência são criadas em torno de ω_0 se forem acrescentados termos extras $-jm_{ii}$ à diagonal principal de $[A]$, em (3.38). Assim, cada ressoador i poderá apresentar uma frequência de ressonância diferente, dada por $\omega_{0i} = 1/\sqrt{L_i C_i}$. De fato, esse termo adicional está relacionado com a frequência de ressonância, o que será demonstrado a seguir, pela análise da variável da frequência complexa, p , do protótipo do passa-baixas, definida em (3.6).

Reescrevendo p de forma que a largura de banda fracional FBW seja explicitamente

expressa:

$$p = j \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3.40)$$

e considerando uma frequência ω_{0i} na vizinhança de ω_0 , tal que

$$\omega_{0i} = \omega_0 + \Delta\omega_{ii}, \quad (3.41)$$

com $\Delta\omega_{ii} \ll 1$, obtém-se:

$$\begin{aligned} p' &= j \frac{\omega_0 + \Delta\omega_{ii}}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0 + \Delta\omega_{ii}} - \frac{\omega_0 + \Delta\omega_{ii}}{\omega} \right) \\ &= j \frac{\omega_0(1 + \Delta\omega_{ii}/\omega_0)}{\Delta\omega} \left[\frac{\omega/\omega_0}{1 + \Delta\omega_{ii}/\omega_0} - \frac{1 + \Delta\omega_{ii}/\omega_0}{\omega/\omega_0} \right] \\ &= j \frac{1}{FBW} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{(1 + \Delta\omega_{ii}/\omega_0)^2}{\omega/\omega_0} \right] \\ &= j \frac{1}{FBW} \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - \frac{2\Delta\omega_{ii}}{\omega_0} \right], \end{aligned} \quad (3.42)$$

onde se fez $(\Delta\omega_{ii}/\omega_0)^2 \approx 0$, uma vez que $\Delta\omega_{ii} \ll 1$, e usamos novamente a aproximação de banda estreita ($\omega/\omega_0 \approx 1$).

Observemos que o resultado obtido em (3.42) inclui a expressão (3.40), podendo portanto ser expressa por

$$p' = p - j \frac{1}{FBW} \frac{2\Delta\omega_{ii}}{\omega_0} = p - jm_{ii}, \quad (3.43)$$

onde se define o coeficiente de autoacoplamento normalizado

$$m_{ii} = \frac{1}{FBW} \frac{2\Delta\omega_{ii}}{\omega_0}. \quad (3.44)$$

Manipulação algébrica de (3.41), em que consideramos $\Delta\omega_{ii}^2 \approx 0$, nos dá, ainda:

$$2\Delta\omega_{ii} = (\omega_{0i}^2 - \omega_0^2)/\omega_{0i}, \quad (3.45)$$

$$\omega_{0i}\omega_0 = \frac{1}{2}(\omega_{0i}^2 + \omega_0^2), \quad (3.46)$$

que combinadas com (3.44), resulta em

$$m_{ii} = \frac{1}{FBW} \left[2 \left(\frac{\omega_{0i}^2 - \omega_0^2}{\omega_{0i}^2 + \omega_0^2} \right) \right] = \frac{M_{ii}}{FBW}, \quad (3.47)$$

com [21]

$$M_{ii} = 2 \left(\frac{\omega_{0i}^2 - \omega_0^2}{\omega_{0i}^2 + \omega_0^2} \right), \quad (3.48)$$

onde ω_0 é a frequência central do dispositivo multiportas por ressoadores acoplados e ω_{0i} é a frequência de ressonância do ressoador i .

O resultado (3.43) leva, portanto, à conclusão de que a troca de p por p' na matriz (3.38) é equivalente a acrescentar o termo $-jm_{ii}$ (com m_{ii} dado em (3.47)) à sua diagonal principal. Em consequência disso, criam-se novas bandas de frequência, conforme se pode verificar em (3.47). A matriz geral de acoplamento para circuitos multiportas por ressoadores assincronamente sintonizáveis será portanto:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & \frac{1}{q_{e2}} + p - jm_{22} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{bmatrix}, \quad (3.49)$$

com o coeficiente de autoacoplamento m_{ii} definido em (3.47); os coeficientes de acoplamento $m_{ij} = M_{ij}/FBW$, para $i \neq j$, com

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{\sqrt{C_i C_j}} \quad (3.50)$$

entre os pares de ressoadores eletricamente acoplados,

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \quad (3.51)$$

entre os pares com acoplamento magnético; e os fatores de qualidade externos, $q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW$, em que

$$Q_{ei} = \frac{\omega_{0i} C_i}{G_i} \quad \text{ou} \quad Q_{ei} = \frac{\omega_{0i} L_i}{R_i}, \quad (3.52)$$

onde $\omega_{0i} = 1/\sqrt{L_i C_i}$.

A matriz geral $[A]$ pode ainda ser escrita na forma

$$[A] = [q] + p[U] - j[m], \quad (3.53)$$

onde $[q]$ é a matriz dos fatores de qualidade externos, $[U]$ é a matriz unitária e $[m]$ é a

matriz de acoplamento; ou seja:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{1}{q_{e2}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{q_{en}} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \cdots & m_{1n} \\ m_{21} & m_{22} & \cdots & m_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n1} & m_{n2} & \cdots & m_{nn} \end{bmatrix}. \quad (3.54)$$

As expressões para os coeficientes de acoplamento (3.50 e 3.51) e fatores de qualidade externos (3.52) não são expressões funcionais. Como será visto a seguir, esses parâmetros podem ser obtidos por expressões analíticas ou por alguma técnica de otimização (para sintetizar a matriz $[m]$), e dependem dos elementos normalizados g_i do protótipo de filtro passa-baixas. O que irá definir o valor desses elementos é o tipo de resposta que se deseja (Tchebyshev, Butterworth, elíptica etc). Uma vez calculados esses parâmetros (m_{ij} e q_{ei}), obtém-se a matriz geral de acoplamento (3.54), que deverá atender às especificações do projeto. Os parâmetros de espalhamento são então determinados; ou seja, para filtros, obtém-se o coeficiente de reflexão na porta de entrada e o coeficiente de transmissão entre as portas de acesso. Para dispositivos com mais de duas portas, pode-se também calcular a isolação entre as portas de saída, bem como o coeficiente de reflexão em cada uma delas. Em resumo, a partir de (3.36) e (3.37), aqui repetidas,

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right)$$

e

$$S_{i1} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1}q_{ek}}} [A]_{k1}^{-1},$$

obtemos, respectivamente, expressões análogas para o coeficiente de reflexão numa dada porta i de saída (conectada ao ressonador k), e, para a isolação entre as portas de saída i e j ,

$$S_{ii} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{ek}} [A]_{kk}^{-1} \right) \quad (3.55)$$

e

$$S_{ij} = \frac{2}{\sqrt{q_{ek}q_{ez}}} [A]_{kz}^{-1}, \quad (3.56)$$

em que consideramos a porta j conectada ao ressonador z .

3.2.4 A obtenção dos elementos m_{ij} e q_{ek} da matriz geral de acoplamento

O projeto de dispositivos por ressoadores acoplados começa pela obtenção da matriz geral de acoplamento, que depende principalmente das quantidades de interesse m_{ij} e q_{ek} , que traduzem as características eletromagnéticas desejadas desses dispositivos.

Isso implica essencialmente a escolha do tipo de resposta que se deseja obter. Respostas em frequência que apresentam zeros de transmissão como a elíptica ou a quase-elíptica, por exemplo, exigem configurações de ressoadores em que pelo menos um par deles apresente acoplamento cruzado. O número de zeros de reflexão que se deseja obter na resposta de $|S_{21}|$ equivale ao número de pares de ressoadores com acoplamento cruzado. Resposta Tchebyshev, por sua vez, é obtida apenas para configurações de ressoadores com acoplamento direto; ou seja, configurações em que haja acoplamento apenas entre ressoadores i e $j = i + 1$ subsequentes. A Figura 3.7 mostra dois esquemas de acoplamento, em que os pontos representam os ressoadores, a linha contínua representa o acoplamento direto e a linha tracejada, o acoplamento cruzado. Esses ressoadores podem ser parte, por exemplo, de dispositivos de duas ou mais portas com n ressoadores acoplados. Na primeira configuração de ressoadores (Figura 3.7a), apenas o acoplamento direto está presente, enquanto na segunda (Figura 3.7b), existe acoplamento cruzado entre os ressoadores $i = m - 1$ e $j = m + 2$.

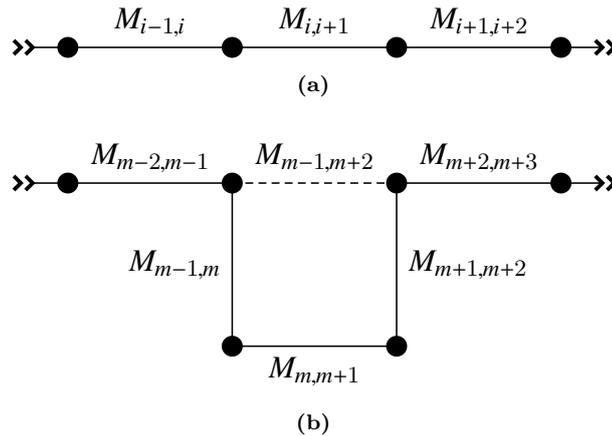


Figura 3.7: Dois diferentes esquemas de acoplamento entre ressoadores. Os pontos representam os ressoadores, a linha contínua entre eles representa o acoplamento direto, e a linha tracejada, o acoplamento cruzado.

A obtenção dos elementos da matriz $[A]$ pode ser feita por expressões analíticas para o caso de dispositivos de duas portas com ressoadores sincronamente sintonizáveis. Essas expressões para q_{ei} e $m_{i,i+1}$ são encontradas em [9] e serão aqui reproduzidas para o caso do acoplamento direto entre ressoadores. Técnica de otimização precisa ser utilizada para a síntese da matriz $[m]$, pelo menos, em caso de dispositivos de duas portas por ressoadores assincronamente sintonizáveis ou com resposta assimétrica [9], bem como para dispositivos multiportas por ressoadores síncrona ou assincronamente sintonizáveis. Apenas circuitos com acoplamento direto serão tratados nesta tese. A resposta Tchebyshev foi então escolhida para síntese de todos os dispositivos projetados e/ou realizados aqui. Assim, além das expressões vistas a seguir, mostraremos a síntese da matriz $[A]$ obtida por técnica de otimização apenas para circuitos multiportas por ressoadores com acoplamento direto.

A. Projeto de filtros

Consideremos o caso particular de filtros por ressoadores sincronamente sintonizáveis e com acoplamento direto entre seus ressoadores. Ou seja, circuitos de duas portas formados por n ressoadores acoplados, ressoando numa única frequência, ω_0 , dada por $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, e em que cada ressoador i está acoplado ao ressoador $i + 1$ subsequente. Como mencionado anteriormente, esse tipo de acoplamento produz resposta em frequência como as de Tchebyshev, que não exibem zeros de transmissão. A Figura 3.8 mostra duas configurações desse tipo de circuito [9]. Na primeira (Figura 3.8a), os ressoadores acoplados são circuitos tanque LC série, e o acoplamento entre eles é puramente magnético; na segunda (Figura 3.8b), são circuitos tanque LC paralelo, eletricamente acoplados. Notemos que os circuitos de Figura 3.8a e Figura 3.8b são casos particulares daqueles multiportas das figuras 3.3 e 3.5, mas sem resistores presentes nos ressoadores situados entre o primeiro e o último, uma vez que para filtros só existem duas portas de acesso.

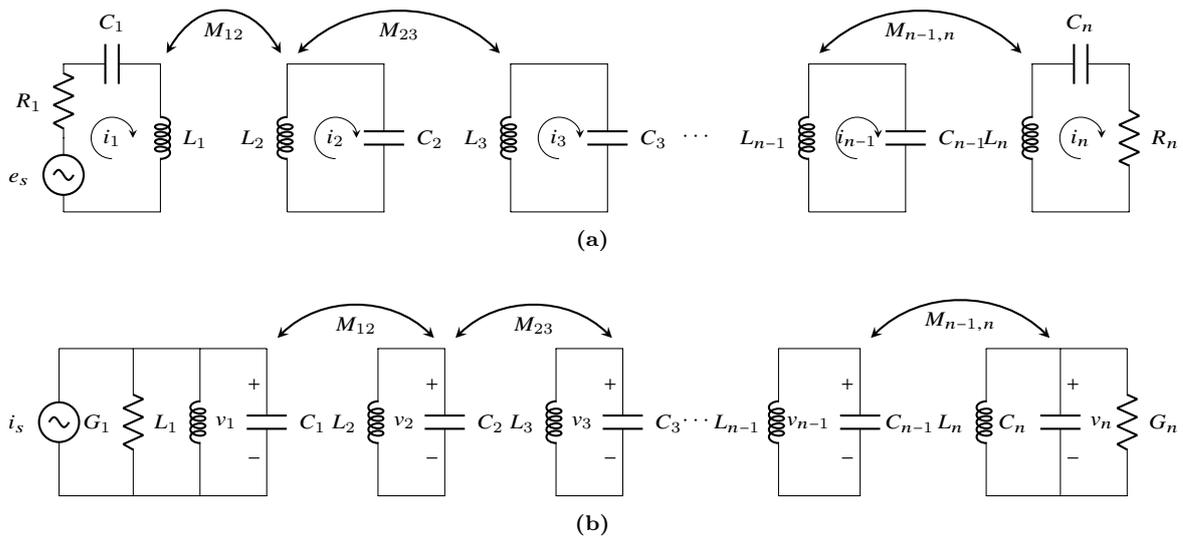


Figura 3.8: Circuitos de duas portas por ressoadores acoplados.

Formulação para obtenção dos coeficientes de acoplamento: Os circuitos da Figura 3.8 podem ser alternativamente redesenhados por um modelo de circuito equivalente em que se estabelece uma conexão física por uso de inversores de imitância entre seus ressoadores [9], discutido mais adiante na Seção 3.3. Isto é, para o circuito 3.8a cujo acoplamento entre ressoadores se dá pela indutância mútua, o acoplamento pode ser representado por inversores de impedância $K = \omega L_m$ em que L_m é a indutância mútua entre indutores. A Figura 3.9a mostra o esquema de acoplamento magnético entre um dado par qualquer de ressoadores LC do circuito da Figura 3.8a.

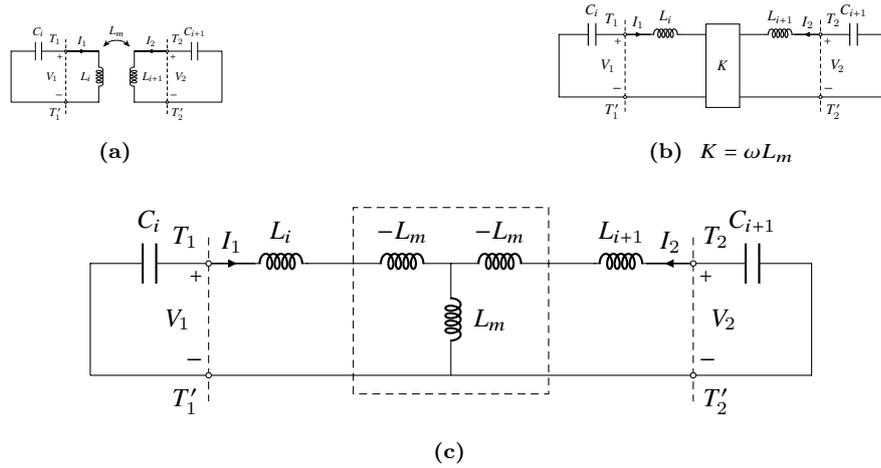


Figura 3.9: Equivalência entre circuitos ressoadores magneticamente acoplados. (a) Um par de ressoadores LC série magneticamente acoplados, (b) seu circuito equivalente com inversor de impedância $K = \omega L_m$ representando o acoplamento entre os ressoadores, e (c) o circuito equivalente com o inversor de impedância em sua representação de elementos concentrados.

A teoria de circuitos magneticamente acoplados [22] mostra que, para o dispositivo de dois acessos compreendido entre as linhas tracejadas T_1T_1' e T_2T_2' , as relações entre tensões e correntes, segundo as direções de referência associadas, são dadas por

$$\begin{aligned} V_1 &= j\omega L_i I_1 + j\omega L_m I_2, \\ V_2 &= j\omega L_{i+1} I_2 + j\omega L_m I_1. \end{aligned} \quad (3.57)$$

As figuras 3.9b e 3.9c mostram diagramas em que o circuito de duas portas da Figura 3.9a é substituído por outro, formado por um inversor de impedância conectado a L_i e L_{i+1} . O inversor em configuração T e com impedância característica $K = \omega L_m$, envolvendo L_m e $-L_m$ é mostrado no retângulo tracejado da figura. Analisando-se o circuito resultante, mostra-se rapidamente que os elementos da matriz impedância Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} e Z_{22} do novo circuito de duas portas compreendido entre as linhas T_1T_1' e T_2T_2' são os mesmos que os de (3.57); ou seja, de

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2, \\ V_2 &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2, \end{aligned} \quad (3.58)$$

chega-se a

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = j\omega L_i, & Z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = j\omega L_m, \\ Z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = j\omega L_m, & Z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = j\omega L_{i+1}. \end{aligned} \quad (3.59)$$

Vemos, portanto, que um par de ressoadores fisicamente isolados entre si e magneticamente acoplados, pode ser modelado por elementos discretos fisicamente interconectados se um inversor de impedância $K = \omega L_m$ for inserido entre eles.

Tratamento análogo pode ser dado aos circuitos com ressoadores eletricamente acoplados, como os mostrados na Figura 3.10.

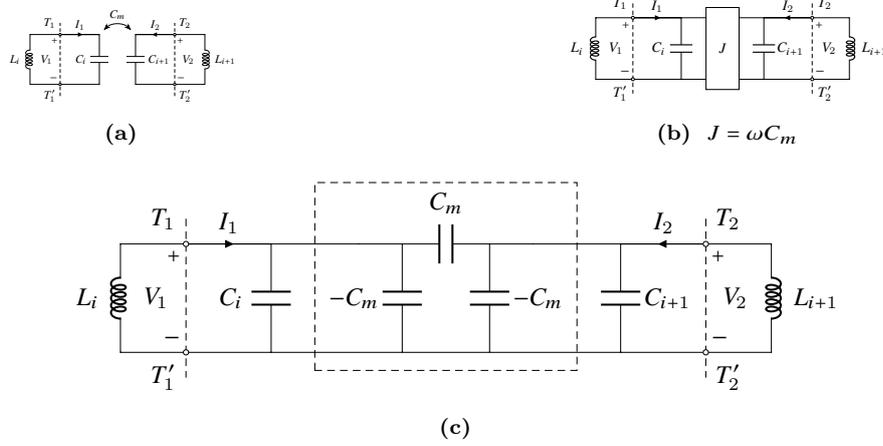


Figura 3.10: Equivalência entre circuitos ressoadores eletricamente acoplados. (a) Um par de ressoadores LC paralelo eletricamente acoplados, (b) seu circuito equivalente com inversor de admitância $J = \omega C_m$ representando o acoplamento entre os ressoadores, e (c) o circuito equivalente com o inversor de admitância em sua representação de elementos concentrados.

A teoria de circuitos magneticamente acoplados mostra que, para a Figura 3.10a, verificam-se as relações

$$\begin{aligned} I_1 &= j\omega C_i V_1 - j\omega C_m V_2, \\ I_2 &= j\omega C_{i+1} V_2 - j\omega C_m V_1. \end{aligned} \quad (3.60)$$

Nesse caso, a equivalência se dá usando-se um inversor de admitância $J = \omega C_m$, em que C_m é a capacitância mútua entre os capacitores dos ressoadores i e $i + 1$. Para o circuito da Figura 3.10a, os elementos da matriz admitância relacionam as tensões e as correntes por

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2, \\ I_2 &= Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2. \end{aligned} \quad (3.61)$$

Rápida análise mostra que os elementos da matriz admitância são então dados por:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} = j\omega C_i, & Y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} = -j\omega C_m, \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = -j\omega C_m, & Y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} = j\omega C_{i+1}, \end{aligned} \quad (3.62)$$

o que confirma a equivalência dos circuitos.

Se aplicarmos a equivalência de circuito das figuras 3.9a e 3.9b aos pares de ressoadores vizinhos da Figura 3.8a, obteremos um circuito com a mesma forma daquele da Figura 2.18. Serão, portanto, equivalentes se possuírem iguais inversores de impedância. Em outras palavras, podemos comparar um dado par de ressoadores do circuito da Figura 2.18, tendo conectado entre eles um inversor de impedância $K_{k,k-1}$, ao par de

ressoadores ilustrado na Figura 3.9b. Esses circuitos são equivalentes na frequência de ressonância ω_0 se a impedância característica $K = \omega_0 L_m$ do inversor que representa o acoplamento entre os ressoadores for igual à impedância $K_{k,k-1}$ dada por (2.47). Ou seja:

$$\omega_0 L_m = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{0k} L_{0,k-1}}{g_k g_{k-1}}}. \quad (3.63)$$

Portanto

$$\frac{L_m}{\sqrt{L_{0k} L_{0,k-1}}} = \frac{FBW}{\Omega_c \sqrt{g_k g_{k-1}}}. \quad (3.64)$$

Logo, pela definição (3.51), temos para o coeficiente de acoplamento magnético:

$$M_{k,k-1} = \frac{FBW}{\Omega_c \sqrt{g_k g_{k-1}}}. \quad (3.65)$$

Se, de forma análoga, aplicarmos para o caso de acoplamento elétrico a equivalência entre os circuitos 3.10a e 3.10b da Figura 3.10 a cada par de ressoadores do filtro ilustrado em 3.8b, obteremos um circuito equivalente ao da Figura 2.21, desde que os inversores de admitância $J = \omega_0 C_m$ do filtro por ressoadores acoplados sejam iguais àqueles com $J_{k,k-1}$ dados por (2.57); isto é:

$$\omega_0 C_m = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{0k} C_{0,k-1}}{g_k g_{k-1}}}, \quad (3.66)$$

o que resulta no coeficiente de acoplamento elétrico

$$M_{k,k-1} = \frac{C_m}{\sqrt{C_{0k} C_{0,k-1}}} = \frac{FBW}{\Omega_c \sqrt{g_k g_{k-1}}}, \quad (3.67)$$

idêntico ao que foi obtido em (3.65) para o acoplamento magnético. Portanto, a expressão analítica para o cálculo do coeficiente de acoplamento não depende da natureza do acoplamento, e sim, das especificações de projeto. Podemos sumarizar então que, em projeto de circuitos de duas portas por ressoadores com acoplamento direto, o coeficiente de acoplamento entre pares vizinhos é dado por

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\Omega_c \sqrt{g_i g_{i+1}}} = m_{i,i+1} \cdot \frac{FBW}{\Omega_c}, \quad (3.68)$$

independentemente da natureza do acoplamento, se elétrico, magnético ou misto. Em (3.68) se define o coeficiente de acoplamento normalizado

$$m_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad (3.69)$$

que, embora obtido para filtros por ressoadores sincronamente sintonizáveis e com acoplamento direto apenas, pode ainda ser útil no cálculo dos valores iniciais de $m_{i,i+1}$ na

otimização da matriz de acoplamento de filtros com ressoadores assincronamente sintonizáveis, ou de dispositivos com mais de duas portas como divisores de potência e multiplexadores.

Caso os valores obtidos, por exemplo, para m_{ij} com as expressões analíticas não possibilitem a construção de ressoadores com dimensões físicas realizáveis, o expediente de otimização é necessário. Similarmente para situações em que se queiram configurações de acoplamento que exibam resposta em frequência assimétrica com zeros de transmissão em apenas um dos lados da banda passante do filtro, é igualmente necessário o procedimento de otimização. A técnica de otimização consiste em minimizar uma função custo convenientemente elaborada visando aos objetivos acima.

A referência [9], além da expressão (3.63), traz fórmulas para m_{ij} no caso de acoplamento cruzado entre ressoadores, bem como exemplos de projeto de filtros avançados para os quais a otimização da matriz $[m]$ foi necessária.

Formulação para obtenção dos fatores de qualidade externos: Considerando agora os elementos das extremidades dos circuitos da Figura 3.8, e comparando-os, respectivamente, aos circuitos das figuras 2.18 e 2.21, obtemos as expressões analíticas para o cálculo do fator de qualidade externo em projeto de filtros. Ou seja, para o circuito com ressoadores eletricamente acoplados, por exemplo, o fator de qualidade externo na porta de entrada será, conforme (3.52), dado por:

$$Q_{e1} = \frac{\omega_0 C_1}{G_1}, \quad (3.70)$$

em que $\omega_{0i} = \omega_0$ para qualquer ressoador i do circuito, já que estamos considerando que os filtros possuem ressoadores sincronamente sintonizáveis. O filtro da Figura 2.21, por sua vez, possui condutância G_1 dada por

$$G_1 = J_{10}^2 R_{0L}, \quad (3.71)$$

com admitância J_{10} dada por (2.56). De acordo com (3.70) e (3.71), temos então:

$$Q_{e1} = \frac{\omega_0 C_{01}}{J_{10}^2 R_{0L}} = \frac{\Omega_c g_1 g_0}{FBW}. \quad (3.72)$$

Devemos observar que C_{01} em (3.72) substitui C_1 em (3.70). Isto é feito porque no circuito da Figura 2.21 os indutores e capacitores podem ser arbitrariamente escolhidos desde que os inversores de admitância obedeçam às relações (2.56) e (2.58).

Pode-se verificar que a mesma expressão para Q_{e1} obtida em (3.72), em termos dos elementos g_i normalizados, seria obtida da análise do circuito com ressoadores magneticamente acoplados. Assim, os fatores de qualidade externos Q_{e1} na porta de entrada e Q_{en}

(obtido realizando procedimento análogo para o elemento de ordem n) na porta de saída de qualquer um dos filtros da Figura 3.8, serão dados por:

$$Q_{ei} = \frac{g_{i-1}g_i}{FBW/\Omega_c} = \frac{q_{ei}}{FBW/\Omega_c}, \quad (3.73)$$

com $i = 1$ para a porta de entrada e $i = n + 1$ para a porta de saída. Essas relações podem ser encontradas em [9]. De (3.73) definimos, ainda, os fatores de qualidade externos normalizados nas portas 1 e n , respectivamente:

$$q_{e1} = g_0g_1 \quad \text{e} \quad q_{en} = g_n g_{n+1}, \quad (3.74)$$

também úteis na formulação para a obtenção dos fatores de qualidade externos de dispositivos multiportas, como será visto a seguir.

B. Projeto de dispositivos multiportas – Diplexadores

Um dispositivo multiportas (número de portas ≥ 2) por ressoadores acoplados apresenta, naturalmente, maior complexidade de síntese do que um simples filtro, como foi revisto em seções anteriores deste capítulo. Para um filtro por ressoadores acoplados, as relações tanto para os coeficientes de acoplamento quanto para os fatores de qualidade externos podem ser expressas em termos dos elementos normalizados do protótipo de filtro passa-baixas. A obtenção dos parâmetros do projeto de um multiportas, por sua vez, não envolve o uso de expressões fechadas como vimos para o filtro; exige sim o emprego de técnicas de otimização que minimizam certa função (Função Custo), pela busca de mínimos locais ou mínimo global. Os mínimos locais podem levar a valores satisfatórios (ou não) dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos. Conjuntos diferentes de valores iniciais para esses parâmetros a serem otimizados podem levar a valores finais que não atendam aos requisitos fixados no projeto do multiportas. Em projetos de divisores de potência, caso os valores iniciais sejam obtidos a partir do cálculo dos parâmetros do filtro formado pelos ressoadores que fazem o caminho entre as portas de acesso correspondentes, são grandes as chances de convergência para valores satisfatórios e chances de o tempo de processamento computacional ser relativamente curto. Isto se dá porque o ramo considerado do multiportas terá a mesma função filtragem que o filtro correspondente, como será tratado mais adiante.

A Figura 3.11 ilustra o diagrama de um multiportas de quatro acessos formado por 9 ressoadores acoplados. Os círculos representam os ressoadores, e as linhas, o acoplamento entre eles.

Considerando a porta 1 a de entrada, o caminho formado pelos ressoadores entre as portas 1 e 2, por exemplo, constitui um filtro que terá na saída a mesma resposta desejada para aquele ramo do multiportas. Os coeficientes de acoplamento entre os ressoadores do filtro e

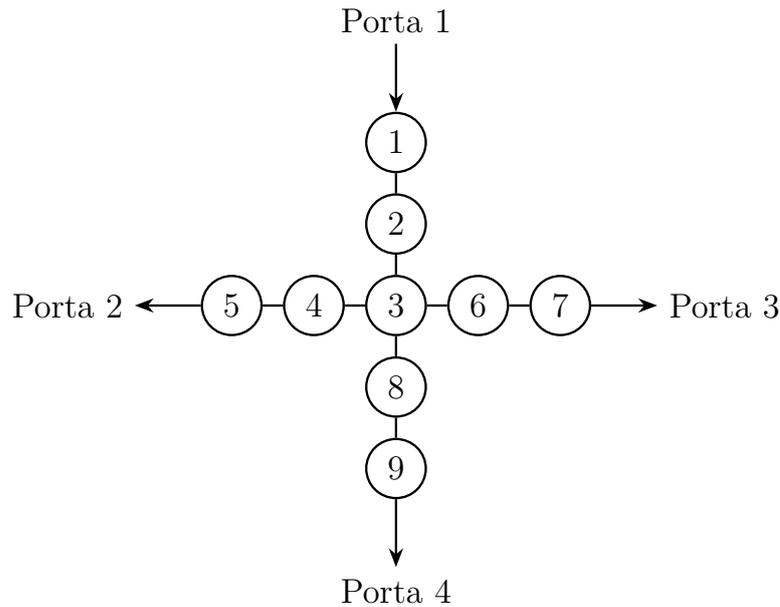


Figura 3.11: Representação de um multiportas de 4 acessos com 9 ressoadores acoplados.

os fatores de qualidade externos poderão servir como parte do conjunto de valores iniciais para o algoritmo do método de otimização. Os outros dois ramos do multiportas atuarão de forma análoga, contribuindo também para o estado inicial dos parâmetros a serem otimizados. Ou seja, se o dispositivo de 4 portas com a topologia ilustrada na Figura 3.11 for, por exemplo, um divisor de potência, o número de zeros de reflexão presentes em sua banda passante irá corresponder ao número de ressoadores existentes entre a porta 1 e uma das portas de saída [21]. Suas perdas de transmissão e de reflexão entre a porta de entrada (Porta 1) e uma dada porta de saída serão idênticas às de um filtro de 5 polos. Se, por outro lado, esse dispositivo for um triplexador (dispositivo que opera em três faixas distintas de frequência), a resposta em frequência exibirá três zeros de reflexão na banda passante de cada ramo de saída. Isso se deve ao fato de que multiplexadores possuem número de zeros de reflexão correspondente ao número total de ressoadores. O número de zeros de reflexão em cada banda passante será obtido, portanto, dividindo o número total de ressoadores pelo número de portas de saída. Essa constatação sugere que o número de ressoadores com que se projetará um multiplexador seja múltiplo do número total de portas de saída. Como o multiportas por ressoadores acoplados projetado e realizado nesta tese é um diplexador, vamos nos restringir apenas ao projeto de diplexadores, o que será descrito a seguir.

A Figura 3.12 ilustra a representação de um diplexador com n ressoadores acoplados, em que a porta de entrada (porta 1) está conectada ao ressoador 1, a porta 2, ao ressoador k , e a porta 3, ao ressoador n . Os pontos pretos maiores representam os ressoadores, e as linhas, o acoplamento m_{ij} entre eles, como indicados na figura. Como o interesse desta tese é projetar diplexadores com resposta Tchebyshev de mesma função filtragem em cada

uma das bandas passantes, vamos considerar que: 1) há apenas acoplamento direto entre os ressoadores; 2) o número total de ressoadores é múltiplo de dois (número de portas de saída); e 3) os ressoadores devem ser distribuídos de forma que cada ramo do diplexador possua o mesmo número de ressoadores.

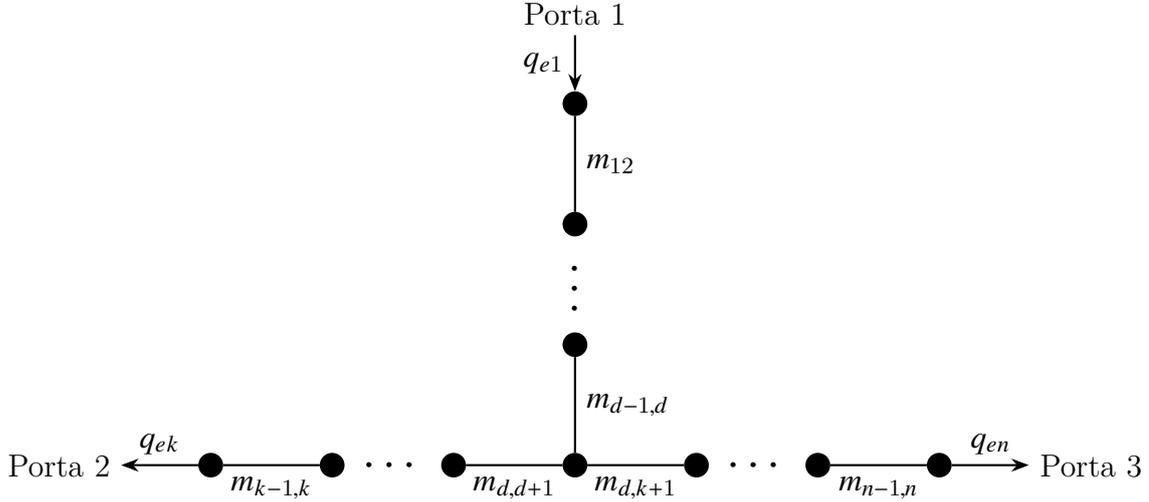


Figura 3.12: Representação de um diplexador com n ressoadores acoplados.

A obtenção dos fatores de qualidade externos: O método descrito aqui para o projeto de diplexadores tem como base a busca por mínimos locais de uma função custo para a otimização da matriz de acoplamento $[m]$. Assim, os fatores de qualidades externos não fazem parte do conjunto de variáveis a serem otimizadas. Em vez de otimizados, eles são calculados pelas relações descritas a seguir. De acordo com a simetria desejada para a resposta do diplexador, os fatores de qualidade externos em suas portas de saída q_{ek} e q_{en} são iguais, e denotados aqui por q_{ex} . Quanto ao fator de qualidade externo q_{e1} na porta de entrada do diplexador, considerá-lo metade de q_{ex} leva a resultados satisfatórios na otimização da matriz $[m]$; ou seja,

$$q_{e1} = \frac{q_{ex}}{2}, \quad (3.75)$$

onde

$$q_{ex} = \frac{2}{\Omega_c - x} q_{e\pm 1}, \quad (3.76)$$

sendo $q_{e\pm 1}$ o fator de qualidade externo do protótipo de filtro passa-baixas, dado por (3.74), em que $\Omega_c = 1$ rad/s (ver Figura 3.13a) e $\Omega_c - x = BW_{x\Omega_c}$ (ver Figura 3.14) a largura de banda do ramo da direita do protótipo de diplexador obtido a partir do novo passa-baixas com dada frequência de corte Ω_c , conforme será descrito a seguir.

Um protótipo de filtro passa-baixas de largura de banda total $BW_{\pm 1} = 2$ rad/s é mostrado na Figura 3.13a. Outro protótipo, de frequência de corte Ω_c , possuindo largura de banda total $BW_{\pm \Omega_c} = 2\Omega_c$ é também mostrado na Figura 3.13b. Como largura de

banda e fator de qualidade externo são quantidades inversamente proporcionais, podemos escrever, observando a Figura 3.14:

$$q_{ex} = \frac{BW_{\pm\Omega_c}}{BW_{x\Omega_c}} q_{e_{\pm\Omega_c}}, \quad (3.77)$$

onde $q_{e_{\pm\Omega_c}}$ é o fator de qualidade externo do novo protótipo de passa-baixas, que, segundo a teoria de filtros, é dado por $q_{e_{\pm\Omega_c}} = g_0 g_1 / \Omega_c = g_n g_{n+1} / \Omega_c$. Substituindo as expressões para $BW_{\pm\Omega_c}$, $BW_{x\Omega_c}$ e $q_{e_{\pm\Omega_c}}$ em (3.77), chega-se à expressão (3.76).

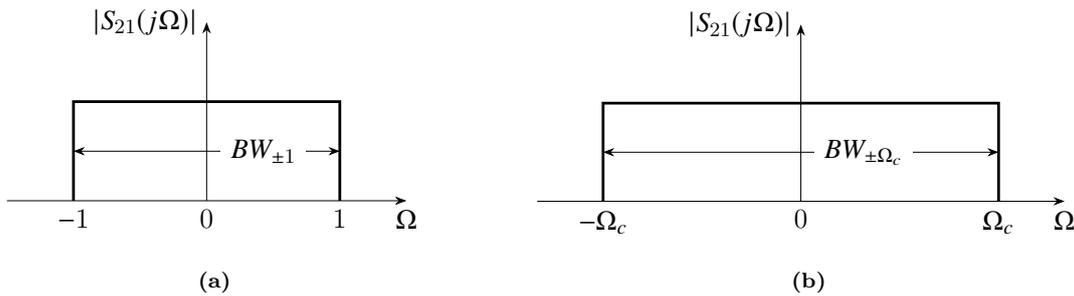


Figura 3.13: Resposta ideal de $|S_{21}|$ em frequência, para o protótipo de filtro passa-baixas com frequência de corte $\Omega_c = 1$ rad/s (a) e para o novo protótipo, com Ω_c qualquer (b).

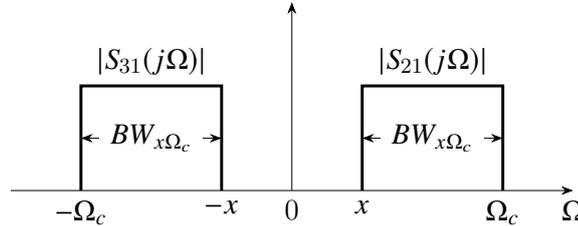


Figura 3.14: Resposta ideal em frequência para o protótipo de um diplexador com frequência de corte Ω_c .

Os fatores de qualidade externos dos ramos de saída podem, portanto, ser obtidos pela expressão (3.74) considerando os ressoadores do ramo correspondente, juntamente com os do tronco comum, um filtro de função filtragem com ordem igual à metade do número de ressoadores do diplexador, que é, na verdade, o número de ressoadores que forma o filtro que vai do ressoador distribuidor até o último ressoador do ramo correspondente. E o fator de qualidade externo da porta de entrada é expresso por (3.75). Os outros parâmetros são obtidos por alguma técnica de otimização escolhida. Nesta tese, o Método do Gradiente [9] (ver Apêndice A), é um método que se mostrou eficaz na minimização da função custo Ψ definida mais adiante.

A transformação em frequência: A relação utilizada na obtenção dos fatores de qualidade externos nas portas de acesso do diplexador partiu de considerações das respostas dos protótipos passa-baixas das figuras 3.13 e 3.14. Para a síntese de um diplexador, a

transformação em frequência Ω da resposta do protótipo do passa-baixas da Figura 3.14 para a frequência desnormalizada ω , mostrada na Figura 3.15, deve ser realizada. Assim, com base na relação (2.28), a transformação do protótipo de passa-baixas, em Ω , do diplexador para o domínio da frequência ω realizável é

$$\Omega = \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (3.78)$$

com α a ser determinado. A partir dessa relação, é possível realizar o mapeamento em frequência da resposta da Figura 3.15a na resposta da Figura 3.15b. As especificações de um diplexador são, em geral, dadas em termos de suas bandas passantes no domínio da frequência realizável (ou desnormalizada). Ou seja, dadas as frequências de corte ω_b e ω_2 correspondentes à resposta de $|S_{21}(j\omega)|$, obtemos, respectivamente, as frequências $\Omega = x_2$ e $\Omega = \Omega_c$. E dadas as frequências de corte ω_1 e ω_a para $|S_{31}(j\omega)|$, obtemos as frequências $\Omega = -\Omega_c$ e $\Omega = x_1$. Mapeando, portanto, $\omega_n = -\Omega_c$ em $\omega = \Omega_1$ e $\omega_n = \Omega_c$ em $\omega = \Omega_2$, temos, conforme (3.78):

$$-\Omega_c = \alpha \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} \right) \quad (3.79)$$

e

$$\Omega_c = \alpha \left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2} \right). \quad (3.80)$$

Confrontando (3.79) e (3.80), obtemos

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (3.81)$$

e

$$\alpha = \frac{\Omega_c}{FBW}, \text{ com } FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}. \quad (3.82)$$

Analogamente, $\Omega = x_1$ e $\Omega = x_2$ são respectivamente mapeados em $\omega = \omega_a$ e $\omega = \omega_b$ por

$$x_1 = \alpha \left(\frac{\omega_a}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_a} \right) \quad (3.83)$$

e

$$x_2 = \alpha \left(\frac{\omega_b}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_b} \right). \quad (3.84)$$

É importante notar que a largura de banda formada pelas frequências de borda ω_1 e ω_a é normalmente menor que a largura de banda BW_{PF} formada por ω_b e ω_2 , ilustrada na banda passante correspondente a $|S_{21}(j\omega)|$ da Figura 3.15b. Isso acontece porque pela simetria exigida para o protótipo do diplexador, $x_2 = -x_1 = x$. Assim, dada a escolha de ω_1 e ω_2 , as frequências de borda ω_a e ω_b são escolhidas de forma que as transformações (3.83) e (3.84) levem a $x_2 = -x_1$. Pode-se então dizer que, dada a escolha de ω_a e ω_b , são determinadas a frequência de corte Ω_c e a frequência $x = x_2 = -x_1$ que irão definir as

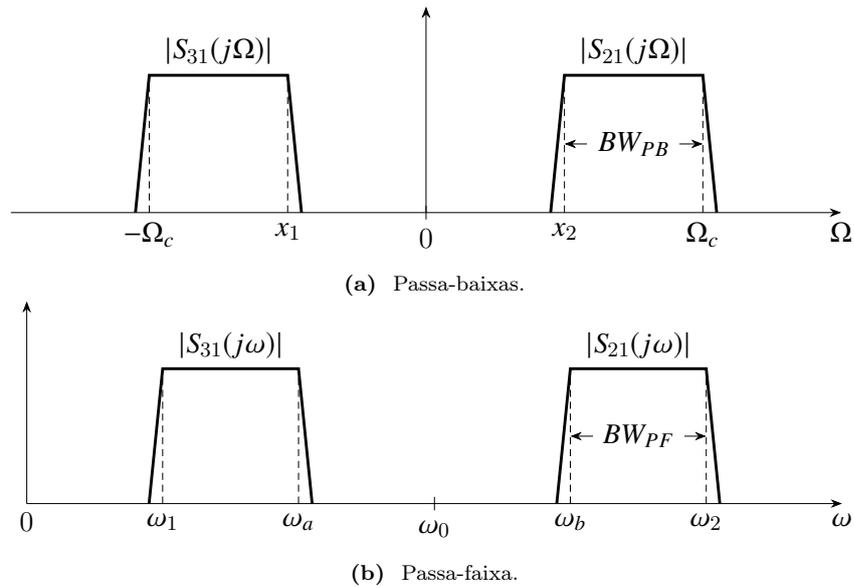


Figura 3.15: Transformação em frequência do protótipo de diplexador (a) para o realizável (b).

bandas de passagem do protótipo de diplexador e, conseqüentemente, o fator de qualidade externo q_{ex} em (3.76).

A otimização da matriz de acoplamento: Várias técnicas de otimização têm sido publicadas sobre a síntese de multiportas por ressoadores acoplados [9]. O processo de otimização consiste em minimizar uma função escalar $\Psi(v)$, denominada Função Custo, em que v é um conjunto de parâmetros escolhidos cujos valores são continuamente modificados durante a otimização. O conjunto final desses parâmetros será obtido quando a Função Custo atingir certo valor para o qual ela alcança a precisão desejada. Em se tratando de filtros e multiplexadores, a minimização da Função Custo leva à otimização dos coeficientes de acoplamento e dos fatores de qualidade externos quando na busca de especificações desejadas relativas às perdas de reflexão e de transmissão. No processo, outras quantidades também integram o conjunto de elementos a serem otimizados, mas com importância secundária no projeto do dispositivo, como é o caso dos zeros e dos picos da perda de reflexão, por exemplo.

Formulação da Função Custo. A Função Custo aqui formulada se refere a um diplexador com resposta Tchebyshev por ser ele o multiportas projetado e construído nesta tese.

Os parâmetros de espalhamento $S_{11}(s)$, $S_{21}(s)$ e $S_{31}(s)$, em que $s = j\omega$, podem ser expressos pela razão entre dois polinômios:

$$S_{11}(s) = \frac{G(s)}{E(s)}, \quad S_{21}(s) = \frac{J(s)}{E(s)}, \quad S_{31}(s) = \frac{N(s)}{E(s)}, \quad (3.85)$$

em que $E(s)$ é um denominador comum aos três parâmetros, pois está vinculado à excitação do diplexador. Manipulando as expressões (3.36) e (3.37), obtemos

$$\begin{aligned} S_{11}(s) &= 1 - \frac{2 \operatorname{cof}_{11}([A])}{q_{e1} \Delta_A}, \\ S_{21}(s) &= \frac{2 \operatorname{cof}_{1k}([A])}{\sqrt{q_{e1}q_{ek}} \Delta_A}, \\ S_{31}(s) &= \frac{2 \operatorname{cof}_{1n}([A])}{\sqrt{q_{e1}q_{en}} \Delta_A}, \end{aligned} \quad (3.86)$$

em que a porta 2 está conectada ao ressoador k e a porta 3, ao ressoador n . As expressões em (3.86) podem ser assim reescritas:

$$\begin{aligned} S_{11}(s) &= \frac{\Delta_A - 2 \cdot \operatorname{cof}_{11}([A])/q_{e1}}{\Delta_A}, \\ S_{21}(s) &= \frac{2 \cdot \operatorname{cof}_{1k}([A])/\sqrt{q_{e1}q_{ek}}}{\Delta_A}, \\ S_{31}(s) &= \frac{2 \cdot \operatorname{cof}_{1n}([A])/\sqrt{q_{e1}q_{en}}}{\Delta_A}. \end{aligned} \quad (3.87)$$

Comparando (3.85) com (3.87), chegamos a

$$\begin{aligned} G(s) &= \Delta_A - \frac{2 \cdot \operatorname{cof}_{11}([A])}{q_{e1}}, \\ J(s) &= \frac{2 \cdot \operatorname{cof}_{1k}([A])}{\sqrt{q_{e1}q_{ek}}}, \\ N(s) &= \frac{2 \cdot \operatorname{cof}_{1n}([A])}{\sqrt{q_{e1}q_{en}}}, \end{aligned} \quad (3.88)$$

$$E(s) = \Delta_A.$$

Considerando agora a perda de reflexão definida por (2.21), que na banda passante fica

$$L_R(\Omega_c) = 10 \log |S_{11}(j\Omega_c)|^2 = L_{R\text{máx}},$$

pode-se escrever

$$|S_{11}(j\Omega_c)| = 10^{\frac{L_{R\text{máx}}}{20}}. \quad (3.89)$$

Para a topologia do diplexador da Figura 3.12 com resposta Tchebyshev na saída de

cada um dos ramos, haverá frequências nas duas bandas onde $|S_{11}(j\Omega)|$ assume valores máximos e frequências em que assume valores mínimos. Para n par, Skaik [21] verificou que um diplexador apresenta n zeros de reflexão (valores de mínimo de $|S_{11}(j\Omega)|$) e $n - 2$ frequências de pico. Para um mesmo número de ressoadores à direita e à esquerda do ressoador distribuidor d da Figura 3.12 (em que d é necessariamente um número par), a resposta em frequência do diplexador apresenta simetria em relação à frequência central quanto ao número de mínimos e máximos de $|S_{11}(j\Omega)|$ (o que corresponde aos zeros e picos da perda de reflexão). O gráfico da Figura 3.16 representa as curvas de $|S_{11}(j\Omega)|$, $|S_{21}(j\Omega)|$ e $|S_{31}(j\Omega)|$ do protótipo de diplexador, onde ilustramos as variáveis de frequência que fazem parte da otimização. Aqui, para a frequência complexa, fez-se $s = j\Omega$. As frequências $j\Omega_{r1}, j\Omega_{r2}, \dots, j\Omega_{rn}$ são aquelas para as quais $|S_{11}(j\Omega)| = 0$, e $j\Omega_{p1}, j\Omega_{p2}, \dots, j\Omega_{p,n-2}$ são aquelas em que $|S_{11}(j\Omega)|$ alcança o valor máximo desejado, $|S_{11}(j\Omega_c)|$, nas bandas de passagem do diplexador. É importante notar que $|S_{11}(j\Omega_{p1})| = |S_{11}(j\Omega_{p2})| = \dots = |S_{11}(j\Omega_{p,n-2})| = |S_{11}(j\Omega_c)|$.

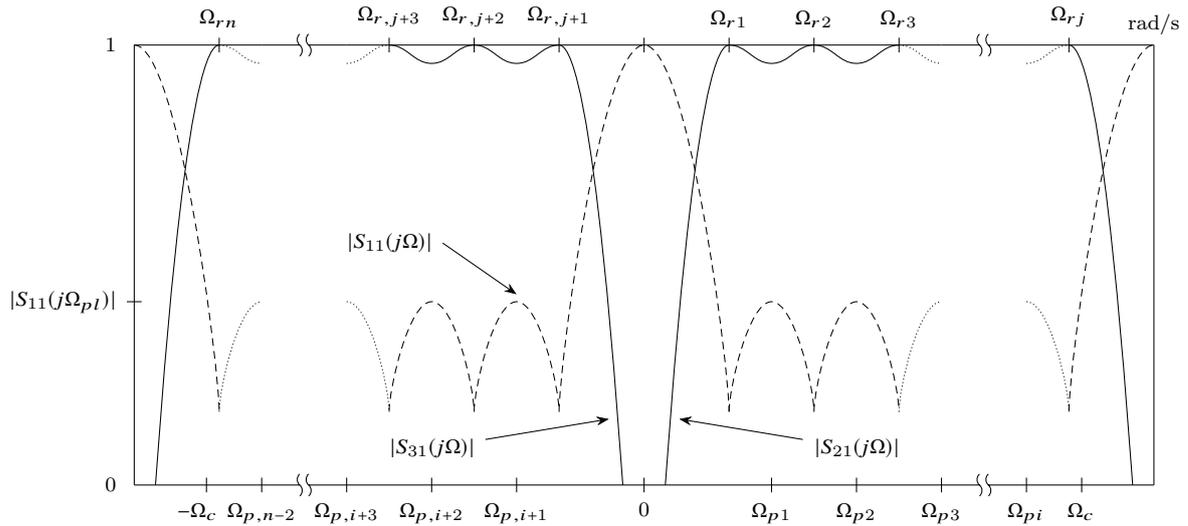


Figura 3.16: Resposta Tchebyshev típica de $|S_{11}(j\Omega)|$, $|S_{21}(j\Omega)|$ e $|S_{31}(j\Omega)|$ para o protótipo de um diplexador com n ressoadores acoplados.

A Função Custo assim formulada

$$\Psi = \sum_{z=1}^n |G(j\Omega_{rz})|^2 + \sum_{l=1}^{n-2} \left| |S_{11}(j\Omega_{pl})| - 10^{\frac{L_{Rm\acute{a}x}}{20}} \right|^2 \quad (3.90)$$

é minimizada se os dois somatórios são minimizados. Em (3.90), $|G(j\Omega_{rz})|$ é o valor de $|G(s)|$ em $s = j\Omega_{rz}$, que anula $|S_{11}(j\Omega)|$. O termo $10^{\frac{L_{Rm\acute{a}x}}{20}}$ é o valor de $|S_{11}(j\Omega_c)|$, dado por (3.89), para um valor máximo desejado da perda de reflexão $L_{Rm\acute{a}x}$. Na Função Custo, Ψ , substituindo $G(j\Omega)$ de (3.88) e $|S_{11}(j\Omega)|$ de (3.86), ficamos com

$$\Psi = \sum_{z=1}^n \left| \Delta_A(j\Omega_{rz}) - \frac{2\text{cof}_{11}([A(j\Omega_{rz})])}{q_{e1}} \right|^2 + \sum_{l=1}^{n-2} \left\| 1 - \frac{2\text{cof}_{11}[A(j\Omega_{pl})]}{q_{e1}\Delta_A(j\Omega_{pl})} \right\| - 10^{\frac{L_{R\text{máx}}}{20}} \right|^2, \quad (3.91)$$

em que

$$[A(j\Omega)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + j\Omega - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1i} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & j\Omega - jm_{22} & \cdots & -jm_{2i} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ -jm_{i1} & -jm_{i2} & \cdots & \frac{1}{q_{ek}} + j\Omega - jm_{ii} & \cdots & -jm_{in} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & -jm_{ni} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + j\Omega - jm_{nn} \end{bmatrix}, \quad (3.92)$$

e, portanto, uma função dos coeficientes de acoplamento, dos fatores de qualidade externos e da variável de frequência Ω . Ela teve seu argumento suprimido, sendo escrita como $[A(j\Omega)]$, para não sobrecarregar Ψ . Fica portanto expressa em termos dos coeficientes de acoplamento m_{ij} e m_{ji} ($i = 1, 2, \dots, n$ e $j = 1, 2, \dots, n$); dos fatores de qualidade externos q_{e1} , q_{ek} e q_{en} ; dos zeros de reflexão Ω_{r1} , Ω_{r2} , Ω_{r3} , \dots , Ω_{rn} e das frequências de pico Ω_{p1} , Ω_{p2} , Ω_{p3} , \dots , $\Omega_{p,n-2}$. Os fatores de qualidades externos, entretanto, não fazem necessariamente parte do conjunto v de variáveis a serem otimizadas. Como dito anteriormente, é possível alcançar mínimos locais satisfatórios para Ψ com valores fixos de q_{e1} , q_{ek} e q_{en} , calculados por (3.75) e (3.76). Os zeros de reflexão Ω_{rz} e as frequências de pico Ω_{pl} , por outro lado, também fazem parte do conjunto de variáveis v , mas de forma secundária; isto é, elas são otimizadas para que se obtenha a resposta em frequência desejada, mas as variáveis úteis no projeto do diplexador são os coeficientes de acoplamento. A minimização da Função Custo Ψ em (3.91) leva à obtenção da matriz de acoplamento otimizada

$$[m] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \cdots & m_{1n} \\ m_{21} & m_{22} & \cdots & m_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n1} & m_{n2} & \cdots & m_{nn} \end{bmatrix}$$

e assim, à otimização da matriz $[A(j\Omega)]$ em (3.92). Obtemos então, por exemplo, a perda de reflexão $|S_{11}(j\Omega)|_{\text{dB}} = 10 \log|S_{11}(j\Omega)|^2$ e as perdas de transmissão $|S_{21}(j\Omega)|_{\text{dB}} = 10 \log|S_{21}(j\Omega)|^2$ e $|S_{31}(j\Omega)|_{\text{dB}} = 10 \log|S_{31}(j\Omega)|^2$ do protótipo de diplexador, com $|S_{11}(j\Omega)|$, $|S_{21}(j\Omega)|$ e $|S_{31}(j\Omega)|$ dadas, respectivamente, em (3.86). Com uso da transformação em frequência (3.78), $[A(j\Omega)]$ transforma-se em $[A(j\omega)]$ e obtemos, finalmente, as perdas de reflexão e de transmissão no domínio de frequência realizável ω do diplexador, onde se

observa a frequência central ω_0 e as frequências que definem as bandas de passagem: $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_a$ para $|S_{31}(j\omega)|_{\text{dB}}$, e $\omega_b \leq \omega \leq \omega_2$ para $|S_{21}(j\omega)|_{\text{dB}}$, conforme ilustrado na Figura 3.15.

A desnormalização de $[m]$ e $[q]$ para a realização do diplexador: Como vimos acima, o projeto de um diplexador é normalmente especificado em termos de suas bandas de operação. Mostramos que, por exemplo, as perdas de reflexão e de transmissão (que são função da matriz geral de acoplamento) são levadas do domínio de frequência Ω para o de ω , se $[A(j\Omega)]$ (obtida com a otimização de $[m]$) transformar-se na matriz $[A(j\omega)]$. Como será visto na seção a seguir, o dimensionamento dos dispositivos por ressoadores acoplados é feito (com o auxílio de um *software* de simulação eletromagnética) pela extração dos coeficientes de acoplamento e dos fatores de qualidade externos no domínio da frequência realizável ω . Isso requer a desnormalização dos elementos q_e e m_{ij} . Embora $[A(j\Omega)]$ seja transformada na matriz $[A(j\omega)]$ para a obtenção das respostas em frequência do dispositivo, ela ainda mantém normalizados os seus elementos. Eles precisam, então, ser desnormalizados para a realização do projeto. Assim como no projeto de filtros, esses elementos são desnormalizados em termos da frequência de corte Ω_c e da largura de banda fracional FBW . Para um diplexador com resposta Tchebyshev, temos, conforme (3.68) e (3.73), que:

$$M_{ij} = m_{ij} \cdot \frac{FBW}{\Omega_c} = \frac{m_{ij}}{\alpha}, \quad (3.93)$$

e

$$Q_{ek} = \frac{q_{ek}}{FBW/\Omega_c} = q_{ek} \cdot \alpha, \quad (3.94)$$

conforme (3.82), e onde $FBW = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$, com $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$.

3.3 Teoria Geral de Acoplamento

A seção anterior tratou de circuitos com ressoadores acoplados em que se definiu a matriz de acoplamento e como se relacionava com os parâmetros de espalhamento. Vimos que, para circuitos desse tipo, não há conexão física entre os ressoadores e o acoplamento entre eles se dá pela capacitância mútua quando o acoplamento é elétrico ou pela indutância mútua, quando magnético. Embora a análise anterior tenha sido feita considerando que cada ressoador está acoplado a todos os demais ressoadores, na prática isso não acontece; o acoplamento relevante se dá apenas entre pares de ressoadores vizinhos. A Teoria Geral de Acoplamento descreve um procedimento útil na extração dos fatores de qualidade externos e dos coeficientes de acoplamento entre pares de ressoadores para a obtenção de suas dimensões físicas. Isso se torna possível porque estruturas acopladas apresentam frequências naturais típicas que estão relacionadas com suas dimensões, independentemente do tipo de estrutura. Teoria apresentada em [9] mostra como o uso de inversores de imitância

possibilita criar um modelo equivalente em que os circuitos que representam os ressoadores acoplados estão fisicamente conectados. Isso possibilita tanto a análise dos circuitos ressoadores sincronamente sintonizáveis, quanto dos assincronamente sintonizáveis, para o acoplamento magnético, elétrico ou misto. Será reproduzido aqui o procedimento para a obtenção das expressões para o acoplamento magnético e o elétrico entre ressoadores sincronamente sintonizáveis para ilustrar o método desenvolvido por Hong e Lancaster [9]. Os demais acoplamentos serão tratados de forma mais resumida. O principal objetivo da análise no que diz respeito ao coeficiente de acoplamento é a formulação geral para a extração desse parâmetro em termos das dimensões físicas dos ressoadores, que vale para ressoadores sincronamente ou assincronamente sintonizáveis e independe da natureza do acoplamento.

3.3.1 Circuitos por ressoadores sincronamente sintonizáveis

Conforme já mencionado neste capítulo, circuitos ressoadores são ditos sincronamente sintonizáveis quando apresentam uma única frequência natural. Isto é, se todos os indutores e capacitores de que são formados os circuitos ressoadores possuírem, respectivamente, o mesmo valor de indutância e de capacitância, o circuito irá operar em uma única faixa de frequência centrada em $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ e esses circuitos serão ditos sincronamente sintonizáveis. Filtros passa-faixas e divisores de potência por ressoadores acoplados são exemplos desse tipo de circuito. A análise revisada a seguir mostra a obtenção de uma expressão geral para a extração de coeficientes de acoplamento entre circuitos ressoadores sincronamente sintonizáveis independentemente da natureza do acoplamento.

A. Acoplamento magnético

Consideremos um par de ressoadores sincronamente sintonizáveis formados pelo circuito tanque LC série em que o acoplamento entre eles se dá pela indutância mútua L_m entre seus indutores. Esse par de ressoadores é um caso particular daquele que está ilustrado na Figura 3.9a para os ressoadores i e $i + 1$. Uma vez que estamos analisando apenas um par de ressoadores isolados e que são sincronamente sintonizáveis, façamos $i = 1$ e $L_1 = L_2 = L$ e $C_1 = C_2 = C$. A Figura 3.17a mostra esse par de ressoadores com as tensões, V_1 e V_2 , e correntes, I_1 e I_2 , convenientemente ilustradas em seus respectivos planos de referência $T - T'$. O circuito equivalente em que um inversor de impedância $K = \omega L_m$ representa o acoplamento magnético, correspondente à Figura 3.9c, é convenientemente ilustrado na Figura 3.17b.

Se o plano de referência $T - T'$ da Figura 3.17b for substituído por uma parede elétrica (ou um curto-circuito), a frequência de ressonância do circuito resultante será [22]

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)C}}. \quad (3.95)$$

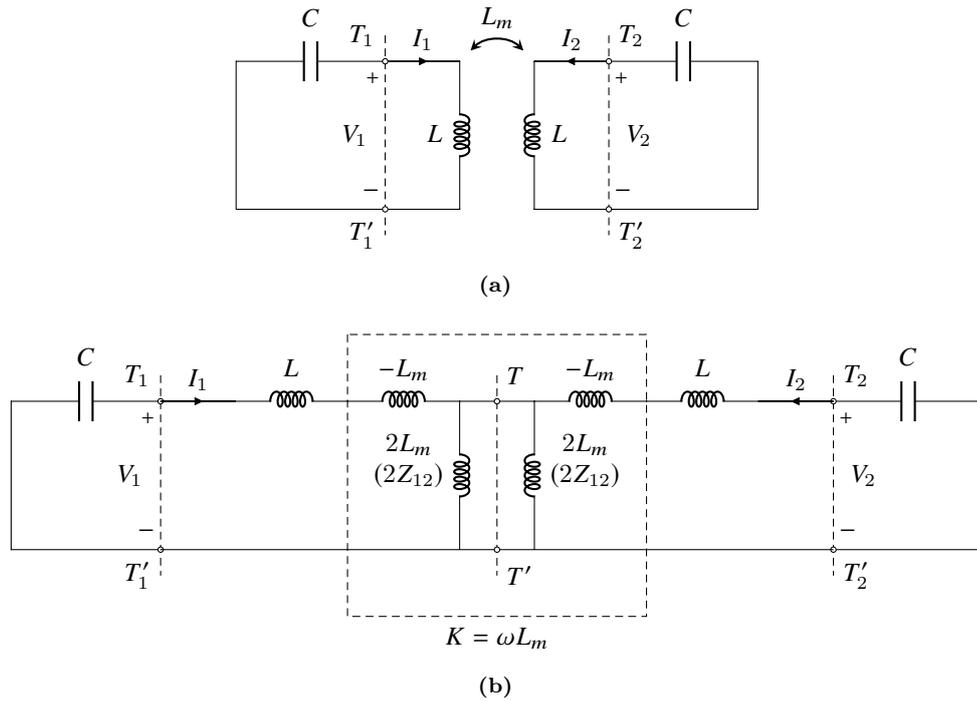


Figura 3.17: Um par de ressoadores por elementos concentrados, sincronamente sintonizáveis, com acoplamento magnético (a); e seu equivalente, com um inversor de impedância $K = \omega L_m$ representando o acoplamento magnético (b).

Supondo agora uma parede magnética (ou um circuito aberto) no plano de simetria da Figura 3.17b, o circuito resultante terá frequência ressonante dada por

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)C}}. \quad (3.96)$$

Notemos de (3.95) e (3.96) que $f_e > f_m$ e que, se $L_m = 0$, então $f_e = f_m = f_0$. Logo, $f_m < f_0 < f_e$. Isso significa que, se os ressoadores estão completamente desacoplados, o circuito formado pelo par de ressoadores apresentará uma única frequência de ressonância, que corresponde à frequência ressonante de cada um deles isoladamente; isto é, $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$. Combinando (3.95) e (3.96) de forma a obter L_m/L , temos a seguinte expressão para o coeficiente de acoplamento magnético de um par de ressoadores sincronamente sintonizáveis:

$$k_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L}. \quad (3.97)$$

B. Acoplamento elétrico

Consideremos agora um par de ressoadores por elementos concentrados como aquele ilustrado na Figura 3.10a. Esses ressoadores encontram-se acoplados pela capacitância mútua C_m gerada pela corrente que o capacitor de um induz no outro. A Figura 3.18a ilustra o circuito equivalente para o caso de um par de ressoadores sincronamente sintonizáveis. Como mencionado anteriormente e ilustrado na Figura 3.10c, o acoplamento elétrico

entre esses ressoadores pode ser modelado por um inversor de admitância $J = \omega C_m$. A Figura 3.18b mostra um circuito equivalente com o inversor de admitância redesenhado de forma conveniente para a análise que será feita a seguir.

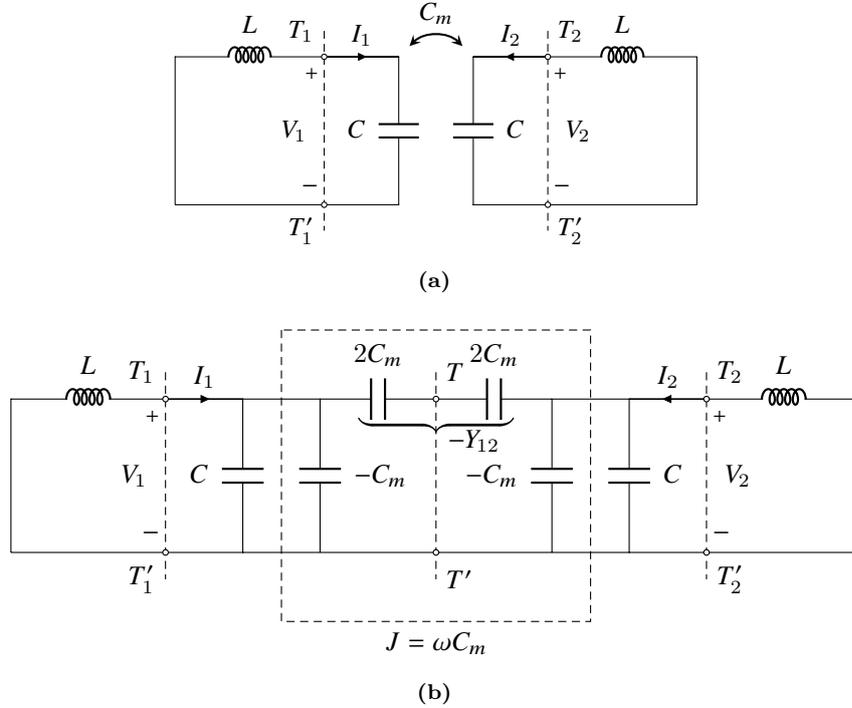


Figura 3.18: Um par de ressoadores sincronamente sintonizáveis, eletricamente acoplados (a) e seu circuito equivalente com um inversor de admitância $J = \omega C_m$ representando o acoplamento elétrico entre eles (b).

Se o plano de referência $T - T'$ da Figura 3.18b for substituído por uma parede elétrica, a frequência de ressonância do circuito resultante será

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}}. \quad (3.98)$$

Supondo agora uma parede magnética no mesmo plano de simetria, o circuito resultante irá ressonar em

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}}. \quad (3.99)$$

Note-se de (3.98) e (3.99) que, neste caso, $f_m > f_e$, e $f_m > f_0 > f_e$. Resolvendo para C_m/C , temos o acoplamento elétrico

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C}. \quad (3.100)$$

C. Acoplamento misto

Se dois ressoadores exercem influência um no outro pela indutância mútua, L_m , entre seus indutores e ao mesmo tempo está presente a capacitância mútua, C_m , entre seus

capacitores, pode-se dizer que esses ressoadores se encontram acoplados com ambos os acoplamentos, elétrico e magnético, ou, em outras palavras, com um acoplamento misto. Procedimento análogo ao que foi realizado para os acoplamentos magnético e elétrico resulta, neste caso, em um circuito equivalente cujas frequências naturais são dadas por

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L'_m)(C - C'_m)}}, \quad (3.101)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L'_m)(C + C'_m)}}. \quad (3.102)$$

Combinando (3.101) e (3.102), obtemos a seguinte expressão para o coeficiente de acoplamento misto:

$$k_X = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_mC'_m}. \quad (3.103)$$

Como $LC \gg L'_mC'_m$, temos ainda [9]:

$$k_X \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = K'_M + K'_E, \quad (3.104)$$

que é, portanto, uma superposição dos acoplamentos elétrico e magnético. O efeito dessa superposição pode, então, aumentar ou anular o acoplamento.

3.3.2 Circuitos por ressoadores assincronamente sintonizáveis

Se um par de ressoadores é formado por circuitos LC em que cada um possui sua própria frequência natural dada por $f_{0i} = 1/2\pi\sqrt{L_iC_i}$, conforme mencionado neste mesmo capítulo, dizemos então que esses ressoadores são assincronamente sintonizáveis. As frequências naturais correspondentes a esses circuitos são obtidas de forma análoga à dos circuitos formados por pares de ressoadores sincronamente sintonizáveis. Análise detalhada é realizada por Hong e Lancaster [9], onde se mostra que o coeficiente de acoplamento misto será dado por:

$$k_x = k_e - k_m = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{02}}{\omega_{01}} + \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}{\omega_{02}^2 + \omega_{01}^2} \right)^2}, \quad (3.105)$$

em que k_e e k_m são, respectivamente, os coeficientes de acoplamento elétrico e magnético envolvidos no acoplamento misto; as frequências angulares ω_1 e ω_2 correspondem aos picos de ressonância do circuito de duas portas formado pelo par de ressoadores acoplados; e ω_{01} é a frequência angular natural do ressoador 1, e ω_{02} , a do ressoador 2.

3.3.3 Formulação geral para a extração dos coeficientes de acoplamento

Examinando as expressões obtidas para os coeficientes de acoplamento entre pares de ressoadores sincronamente ou assincronamente sintonizáveis e com acoplamento elétrico, magnético ou misto, Hong e Lancaster [9] mostram em sua análise que é possível usar uma formulação geral para a extração do coeficiente de acoplamento de estruturas acopladas em termos das frequências características desses ressoadores. Ou seja, é possível extrair o coeficiente de acoplamento entre pares de ressoadores com acoplamento de natureza qualquer, fazendo uso da seguinte relação:

$$k = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2}, \quad (3.106)$$

onde $f_{0i} = \omega_{0i}/2\pi$ e $f_{pi} = \omega_i/2\pi$ para $i = 1, 2$. Notemos que, de fato, (3.106) vale também para o caso de ressoadores sincronamente sintonizáveis; ou seja, se assumirmos $f_{01} = f_{02}$ em (3.106), obtemos:

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}. \quad (3.107)$$

O sinal negativo de k faz sentido apenas para o acoplamento cruzado cujas expressões analíticas para cálculo dos coeficientes de acoplamento em termos das especificações de projeto, produzem, necessariamente, valores de m_{ij} com sinal negativo.

Criar paredes elétricas ou magnéticas entre pares de ressoadores acoplados pode não ser viável do ponto de vista de simulação ou experimental. Na prática, obtêm-se as frequências naturais f_{p1} e f_{p2} com o auxílio de *software* de simulação eletromagnética pela resposta em frequência da perda de transmissão, por exemplo. Isso ocorre porque as frequências de pico observadas aí coincidem com as frequências naturais do circuito de duas portas que o par de ressoadores forma. Dessa resposta constata-se que, quando aumentamos o espaçamento entre os ressoadores, os picos de ressonância se aproximam, diminuindo o acoplamento entre eles. É possível verificar esse efeito em (3.107), onde o coeficiente de acoplamento vai a zero quando as frequências f_{p1} e f_{p2} coincidem. Isso se observa na perda de transmissão, que exhibe uma curva com um único pico de ressonância, coincidindo, portanto, com a frequência de ressonância dos ressoadores desacoplados; ou seja, $f_{p1} = f_{p2} = f_0$, em que f_0 é a frequência ressonante de ambos os ressoadores, já que são sincronamente sintonizáveis. Para o caso assíncrono, por outro lado, vê-se de (3.106) que $k = 0$ quando $f_{p1} = f_{01}$ e $f_{p2} = f_{02}$, ou $f_{p1} = f_{02}$ e $f_{p2} = f_{01}$. Isso significa que, à medida que o espaçamento entre o par de ressoadores assincronamente sintonizáveis aumenta, as frequências de pico se aproximam até finalmente atingirem as frequências desacopladas f_{01} e f_{02} . Essa análise nos permite escrever a seguinte relação entre a frequência natural, f_0^* ,

extraída quando os ressoadores estão em presença um do outro:

$$f_0^* = \frac{f_{p1} + f_{p2}}{2}. \quad (3.108)$$

Com base em (3.108), em que se extrai a frequência de ressonância f_0^* pela média aritmética entre as frequências de pico, e sabendo que no caso assíncrono $f_{01} \neq f_{02}$, podemos ainda definir uma frequência de referência tal que

$$f_{12} = \frac{f_{01} + f_{02}}{2} \quad (3.109)$$

para que f_0^* seja continuamente comparada com f_{12} . Verificando-se a igualdade, pode-se garantir que ambos os ressoadores estão operando em suas frequências de ressonância quando isolados da presença um do outro. Rapidamente pode-se verificar que a relação é também válida para ressoadores sincronamente sintonizáveis, pois $f_{12} = f_0$ se $f_{01} = f_{02} = f_0$.

Como veremos mais adiante, (3.108) e (3.109) são fundamentais no procedimento de extração dos coeficientes de acoplamento.

3.3.4 Formulação geral para a extração dos fatores de qualidade externos

Nesta seção veremos a formulação para três possíveis métodos utilizados na extração dos fatores de qualidade externos nos acessos de sistemas formados por ressoadores acoplados como os da Figura 3.3 ou os da Figura 3.5. O primeiro método é obtido a partir da fase de S_{11} ; o segundo, pelo atraso de grupo de S_{11} ; e o terceiro, pela resposta em amplitude ressonante do coeficiente de transmissão S_{21} nos pontos de -3 dB, observados a partir do ponto de máximo de sua curva. Para todos os casos, o circuito ressonador de entrada/saída analisado foi o circuito LC paralelo conectado a uma condutância externa G (ver Figura 3.5). Pode-se verificar, entretanto, que o mesmo resultado para a formulação do fator de qualidade externo seria obtido se o circuito considerado fosse um circuito LC série com a resistência externa R representando a porta de entrada/saída, como os ressoadores de entrada/saída do circuito ilustrado na Figura 3.3.

A. Ressonador com carga única

Formulação para a extração de Q_e pela fase de S_{11} : A Figura 3.19 mostra um circuito LC paralelo sem perdas, conectado a um elemento de condutância externa G . O circuito é alimentado por uma fonte de corrente i_s e representa os ressoadores de entrada/saída do circuito multiportas da Figura 3.5.

O coeficiente de reflexão S_{11} na porta de excitação do ressonador é

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - Y_{in}/G}{1 + Y_{in}/G}, \quad (3.110)$$

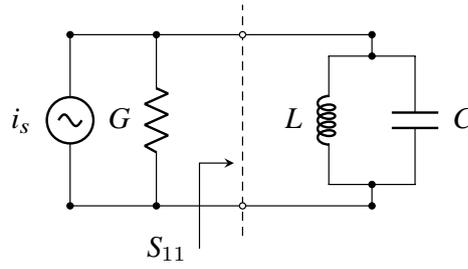


Figura 3.19: Circuito equivalente de um ressoador de entrada/saída com carga única.

onde Y_{in} é a admitância de entrada do ressoador, dada por

$$Y_{in} = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = j\omega_0 C \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = j\omega_0 C \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0}, \quad (3.111)$$

em que $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ é a frequência de ressonância. Considerando frequências na vizinhança de ω_0 , isto é, valores de frequência tais que $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, com $\Delta\omega \ll 1$, (3.111) pode ser simplificada para

$$Y_{in} = j\omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}, \quad (3.112)$$

onde se usou $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$. Substituindo (3.112) em (3.110), e lembrando que $\omega_0 C/G = Q_e$, obtém-se

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e \cdot (2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e \cdot (2\Delta\omega/\omega_0)}. \quad (3.113)$$

Note-se que a magnitude de S_{11} será sempre 1 na vizinhança de ω_0 . Isso acontece porque na ressonância, o ressoador LC paralelo sem perdas da Figura 3.19 comporta-se como um circuito aberto. Reescrevendo (3.113) em sua forma exponencial, temos

$$S_{11} = |S_{11}| \exp\{-j2 \arctan(2Q_e \Delta\omega/\omega_0)\} = e^{-j2\phi} = e^{j\Phi}, \quad (3.114)$$

em que

$$\Phi = -2\phi \quad (3.115)$$

é a fase de S_{11} , com

$$\phi = \arctan\left(\frac{2Q_e \Delta\omega}{\omega_0}\right). \quad (3.116)$$

De (3.115) e (3.116) vê-se que, quando a fase é $\pm 90^\circ$, temos

$$2Q_e \frac{\Delta\omega_{\mp}}{\omega_0} = \mp 1, \quad (3.117)$$

em que, por exemplo, $\Delta\omega_-$ corresponde a $+90^\circ$. Isso pode ser observado na Figura 3.20, que ilustra a fase Φ de S_{11} como uma função variável de $\Delta\omega/\omega_0$. A largura de banda

absoluta entre os pontos de $\pm 90^\circ$ é, portanto,

$$\Delta\omega_{\pm 90^\circ} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{Q_e}. \quad (3.118)$$

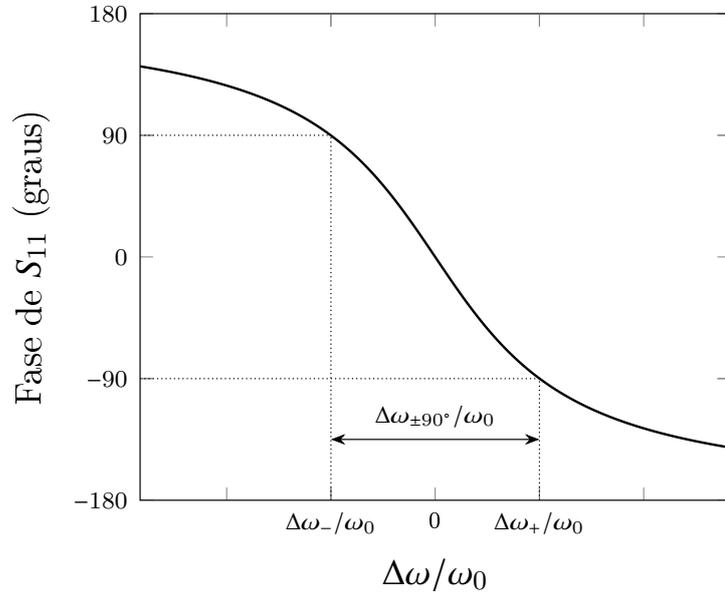


Figura 3.20: Resposta em fase de S_{11} para o circuito da Figura 3.19.

O fator de qualidade externo pode então ser extraído de

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}}. \quad (3.119)$$

É importante saber que nas simulações eletromagnéticas para a extração de Q_e , o plano de referência de S_{11} pode não coincidir com o do circuito da Figura 3.19 em que $\Phi(\omega_0) = 0$. Isto é, deslocamentos de fase extras presentes na simulação resultam em curvas para a fase de S_{11} com $\Phi \neq 0$ na ressonância. Nesse caso, $\Delta\omega_{\mp}$ deve ser determinada a partir da frequência em que a fase se desloca de $\pm 90^\circ$ com respeito à fase absoluta em ω_0 .

Um outro método utilizado na extração do fator de qualidade externo da Figura 3.19 é pelo atraso de grupo de S_{11} na ressonância, o que será visto a seguir.

Formulação para a extração de Q_e pelo atraso de grupo de S_{11} : O atraso de grupo de S_{11} para o circuito da Figura 3.19, conforme (3.115) e (3.116), é dado por:

$$\tau_{S_{11}}(\omega) = -\frac{\partial\Phi}{\partial\omega} = \frac{4Q_e}{\omega_0} \frac{1}{1 + (2Q_e\Delta\omega/\omega_0)^2}, \quad (3.120)$$

onde $\Delta\omega = \omega - \omega_0$. Na ressonância, $\Delta\omega = 0$ e o atraso de grupo em (3.120) apresenta, portanto, o valor máximo

$$\tau_{S_{11}}(\omega_0) = \frac{4Q_e}{\omega_0}. \quad (3.121)$$

Usando $\omega_0 = 2\pi f_0$ em (3.121) e resolvendo para Q_e , obtemos

$$Q_e = \frac{2\pi f_0 \cdot \tau_{S_{11}}(f_0)}{4}, \quad (3.122)$$

que é, por este método, a relação usada para a extração do fator de qualidade externo em termos das dimensões físicas dos ressoadores de entrada/saída de circuitos multiportas por ressoadores acoplados.

A Figura 3.21 ilustra o comportamento do atraso de grupo de S_{11} , expresso por (3.120), para três diferentes valores do fator de qualidade externo e um dado valor de ω_0 . Ainda da figura, o valor máximo do atraso de grupo da curva correspondente a $Q_e = 15$, por exemplo, é, conforme (3.121), $\tau_{S_{11}}(\omega_0, 15) = 60/\omega_0$. Na curva de $\tau_{S_{11}}(f)$ que o software de simulação eletromagnética fornece, f_0 deve ser obtida verificando o valor de frequência para o qual o atraso de grupo apresentou seu valor máximo. O comportamento de $\tau_{S_{11}}(f)$ será, portanto, função dos parâmetros físicos que definem a geometria da estrutura em análise.

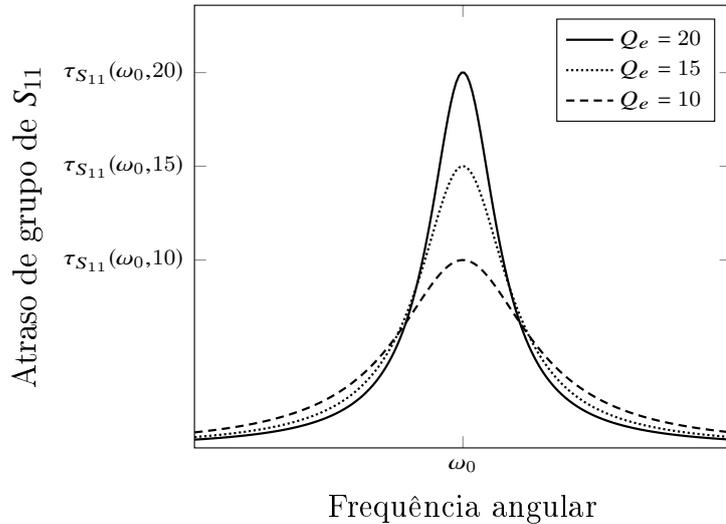


Figura 3.21: Resposta do atraso de grupo de S_{11} para o circuito da Figura 3.19.

B. Ressorador com carga dupla

Formulação para a extração de Q_e pela magnitude de S_{21} em -3 dB: A definição de fator de qualidade externo vista no item A desta seção, quer tenha sido obtida pela fase, quer pelo atraso de grupo de S_{11} , partiu da análise de um circuito formado por um ressoador com carga única. Se, por outro lado, o ressoador em análise apresentar simetria, é possível conectar a ele uma segunda carga ou porta, simétrica à primeira, de forma a se obter um circuito de duas portas como o da Figura 3.22. Nele um único ressoador LC paralelo foi separado em duas partes simétricas em torno do plano de simetria TT' .

A expressão para extração de Q_e será, nesse caso, obtida em termos do coeficiente de transmissão S_{21} , como ilustrado a seguir [9].

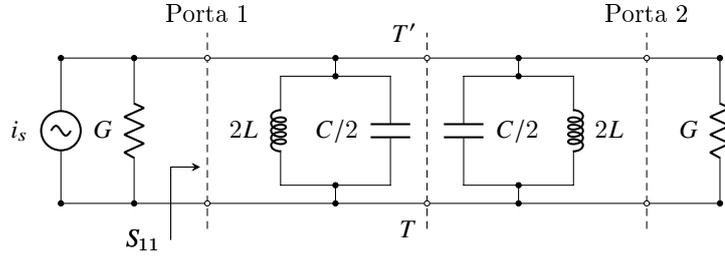


Figura 3.22: Circuito equivalente de um ressoador de entrada/saída com carga dupla.

A análise do circuito da Figura 3.22 se torna mais simples por se tratar de um circuito simétrico. Os parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} , por exemplo, são obtidos por combinações lineares dos parâmetros S_{11e} e S_{11o} obtidos nos modos de excitação par e ímpar, respectivamente; ou seja,

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}), \quad (3.123)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}). \quad (3.124)$$

Considerando-se, portanto, uma excitação de modo par na porta de entrada do circuito da Figura 3.22, obtém-se no plano de simetria TT' uma parede magnética, ou um circuito aberto, resultado da corrente nula que esse modo de propagação gera na interface simétrica. Com isso, o circuito de duas portas se transforma em dois circuitos de modo par, idênticos, de uma única porta, com a outra porta mantida em aberto. A admitância de entrada do circuito resultante no modo par será

$$Y_{ine} = j\frac{C}{2}\omega_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = jC\omega_0\Delta\omega/\omega_0, \quad (3.125)$$

onde $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ e se usou a aproximação $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$ em que $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, com $\Delta\omega \ll 1$. O coeficiente de reflexão S_{11e} no modo par será então

$$S_{11e} = \frac{G - Y_{ine}}{G + Y_{ine}} = \frac{1 - jQ_e\Delta\omega/\omega_0}{1 + jQ_e\Delta\omega/\omega_0}, \quad (3.126)$$

onde $Q_e = \omega_0 C/G$. Considerando, por outro lado, o circuito da Figura 3.22 sob o modo de excitação ímpar, obtém-se em seu plano de simetria TT' um curto-circuito, o que resulta em dois circuitos idênticos de uma única porta, no modo ímpar, em que a outra porta é mantida em curto. Esse modo de excitação gera um curto-circuito no plano de simetria porque a tensão é nula neste plano. Assim, a admitância vista na porta de entrada será

$$Y_{ino} = \infty, \quad (3.127)$$

e, portanto, o coeficiente de reflexão no modo ímpar será

$$S_{11o} = \frac{G - Y_{ino}}{G + Y_{ino}} = \frac{G/Y_{ino} - 1}{G/Y_{ino} + 1} = -1. \quad (3.128)$$

Combinando (3.126) e (3.128) com (3.124), temos, finalmente:

$$S_{21} = \frac{1}{1 + jQ_e \Delta\omega/\omega_0} \quad (3.129)$$

cuja magnitude é dada por

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_e \Delta\omega/\omega_0)^2}}. \quad (3.130)$$

A Figura 3.23 ilustra a resposta ressonante, em amplitude, de S_{21} como uma função de $\Delta\omega/\omega_0$.

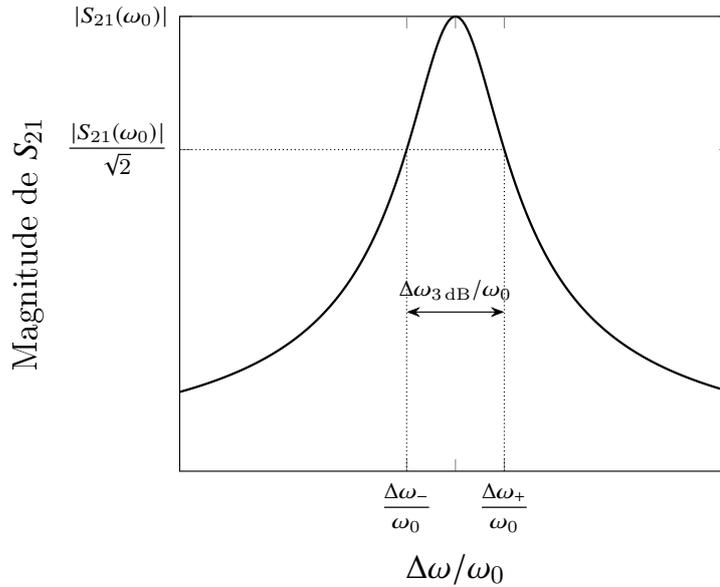


Figura 3.23: Resposta ressonante, em amplitude, de S_{21} para o circuito da Figura 3.22.

Na ressonância, $\Delta\omega = 0$ e a magnitude de S_{21} em (3.130) atinge seu valor máximo; isto é, $|S_{21}(\omega_0)| = 1$. Ainda de (3.130), vê-se que, quando a frequência ω se desloca na vizinhança de ω_0 de tal forma que

$$Q_e \frac{\Delta\omega_{\pm}}{\omega_0} = \pm 1, \quad (3.131)$$

o valor de $|S_{21}|$ cai para 0,707 (ou -3 dB) de seu valor máximo, como indicado na Figura 3.23. Com base em (3.131), pode-se definir uma largura de banda entre os pontos de -3 dB por

$$\Delta\omega_{3\text{dB}} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{(Q_e/2)}, \quad (3.132)$$

de onde se define o fator de qualidade externo Q'_e para o circuito com carga única e Q_e

para dupla carga da Figura 3.22:

$$Q'_e = \frac{Q_e}{2} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3\text{dB}}}, \quad (3.133)$$

onde $\Delta\omega_{3\text{dB}}$ é a largura de banda para a qual o valor de $|S_{21}|$ cai para -3 dB de seu valor máximo.

Em termos práticos, considerar carga única na extração do fator de qualidade externo por este método da resposta de $|S_{21}|$, significa criar um baixo acoplamento entre o ressonador e a linha de alimentação que não fará parte do projeto do dispositivo. Usando, portanto, (3.133) para extrair Q_e do sistema formado pela dupla carga, obtemos o fator de qualidade externo Q'_e do ressonador com carga única dividindo Q_e por dois. O Capítulo 4, ao tratar do filtro *comblin*e, traz o esquema para a extração do fator de qualidade externo pela relação (3.133), considerando carga única.

3.4 Extração dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos

Esta seção detalha o procedimento utilizado para extrair os coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos de pares de ressoadores para qualquer tipo de estrutura e com qualquer tipo de geometria. O procedimento aqui detalhado independe do tipo de acoplamento e vale para ressoadores sincronamente ou assincronamente sintonizáveis sendo necessariamente realizado com o auxílio de algum *software* de simulação eletromagnética. A extração desses parâmetros de acoplamento constitui uma importante etapa do projeto de dispositivos por ressoadores acoplados. É nesta etapa em que se extraem as dimensões físicas dos dispositivos para atender as especificações de projeto.

3.4.1 Procedimento para extração dos coeficientes de acoplamento

A extração dos coeficientes de acoplamento de um dado par de ressoadores acoplados é feita de acordo com as seguintes etapas:

1. Estimativa das dimensões de cada ressonador (de $\lambda/2$ de comprimento de onda, no geral) usando as expressões típicas para a estrutura com a qual se projetará o dispositivo final.
2. Dimensionamento preciso de cada ressonador isoladamente, visando alcançar sua frequência de ressonância desejada f_{0i} , obtida da resposta em frequência. O acoplamento entre as linhas de alimentação e o ressonador deve ser fraco o suficiente para que a presença delas apresente o mínimo de influência no resultado.
3. Dimensionamento do par de ressoadores para extração das duas frequências características f_{p1} e f_{p2} . Deve-se também cuidar para que haja fraco acoplamento entre as linhas de alimentação e os ressoadores durante o procedimento.

Embora as dimensões de cada ressoador tenham sido extraídas na etapa 2, elas devem ser reajustadas a cada novo espaçamento entre eles, para que se restaure a frequência de ressonância que cada um exibe isoladamente. Ou seja, a cada novo espaçamento entre ressoadores, calcula-se f_0^* conforme (3.108). Se $f_0^* = f_{12}$ (ou pelo menos apresentem valores muito próximos um do outro), com f_{12} dado por (3.109), então se deve calcular k por (3.106) com esses valores de f_{p1} e f_{p2} . Caso contrário, se $f_0^* \neq f_{12}$ para esses valores extraídos de f_{p1} e f_{p2} , então os ressoadores devem ser redimensionados.

4. Obtenção das curvas de acoplamento entre pares de ressoadores, obtidas com os valores de k extraídos na etapa 3 em função do espaçamento entre eles.
5. Para cada curva de acoplamento obtida na etapa 4, deve-se proceder à localização do espaçamento correspondente ao valor do coeficiente de acoplamento M , calculado, que atenda às especificações de projeto.
6. Com recursos do *software* de simulação eletromagnética utilizado, realizar otimização das dimensões físicas dos ressoadores e do espaçamento entre eles, extraídos na etapa 5, para garantir que as dimensões obtidas atendam aos valores de M e f_0 previstos nas especificações de projeto.

É importante saber que, uma vez bem executada a etapa 2, é possível realizar a etapa 3 sem tanto rigor se o dispositivo que se deseja projetar for, por exemplo, um filtro de dois polos. Isto é, como a influência que um ressoador exerce sobre o outro vai diminuindo à medida que os afastamos, é de se esperar que, para valores mais baixos do coeficiente de acoplamento, o deslocamento em frequência observado para f_0^* dada em (3.108) seja pequeno a ponto de não causar prejuízo à resposta do filtro. Para filtros de três ou mais polos, entretanto, já se observa um deslocamento em frequência, o que pode ainda ser corrigido com otimização das dimensões. O Capítulo 4 traz um exemplo ilustrativo onde se pode observar que não houve deslocamento de frequência na resposta do filtro cujos coeficientes de acoplamento foram extraídos como descrito acima.

Em projeto de dispositivos por ressoadores acoplados em geral, a etapa 3 é, no entanto, a mais importante e até dispensa a etapa 2 se realizada com o auxílio de uma das técnicas de otimização que o *software* de simulação eletromagnética oferece. É possível, portanto, dimensionar os ressoadores e o espaçamento entre eles de forma mais eficiente impondo que os valores de f_{12} e k extraídos sejam o mais próximos possível dos seus correspondentes exigidos no projeto do dispositivo.

3.4.2 Procedimento para extração dos fatores de qualidade externos

Vimos na seção 3.3.4 que a extração do fator de qualidade externo pode ser feita por três métodos diferentes: pela fase de S_{11} com Q_e dado por (3.119); pelo atraso de grupo de S_{11} na ressonância, relação (3.122); ou pela largura de banda entre os pontos

de -3 dB da resposta ressonante, em amplitude, de S_{21} com uso da relação (3.133). Esse último procedimento é bastante usado para estruturas de onda guiada ou coaxiais. Cada tipo de estrutura tem suas próprias variáveis de controle para que se possa alcançar os valores de f_0 e Q_e previstos no projeto. Esta tese trata de dispositivos em estruturas de microfita e coaxial; mas a extração do fator de qualidade externo aqui descrita apresenta metodologia que independe do tipo de estrutura. Para maior clareza e por ter sido o método mais utilizado nesta tese, vamos detalhar o procedimento realizado para extração de Q_e com base no atraso de grupo de S_{11} . O procedimento segue as seguintes etapas:

1. Dimensionamento do ressoador incluindo a linha de alimentação, escolhida de acordo com a estrutura em que se vai projetar o dispositivo. As dimensões consideradas para ponto de partida da extração podem ser aquelas previamente extraídas na etapa 2 ou 3 da Subseção 3.4.1.
2. Para cada valor dos parâmetros da alimentação (a depender da estrutura utilizada), realizar a extração da frequência de ressonância a partir da resposta em frequência do atraso de grupo de S_{11} . Comparar o valor de f_0^* , extraído, com aquele previsto no projeto. Caso esses valores estejam próximos, realizar a extração de $\tau_{S_{11}}(f_0^*)$ para o cálculo de Q_e por uso da relação (3.122). Caso contrário, deve-se redimensionar o ressoador, os parâmetros variáveis da linha de alimentação e repetir o procedimento para a extração de Q_e .
3. Obtenção da curva do fator de qualidade externo em função dos parâmetros de alimentação, obtida com os valores de Q_e extraídos na etapa 2.
4. Para cada curva do fator de qualidade externo obtida na etapa 3, localizar os valores dos parâmetros da linha de alimentação, correspondentes ao valor do fator de qualidade externo Q_e calculado de acordo com o desejado.
5. Com os recursos de otimização do *software* de simulação eletromagnética utilizado, otimizar as dimensões do ressoador e da linha de alimentação extraídas na etapa 4 para garantir que atendam aos valores de Q_e e f_0 previstos no projeto.

Assim como foi discutido na seção 3.4.1 para o coeficiente de acoplamento, se a frequência natural do ressoador não sofrer grande variação com a posição da linha de alimentação desse ressoador, então o valor extraído para Q_e não traz prejuízo à resposta do dispositivo final se este for um filtro de dois polos. É possível verificar que nesses casos um simples ajuste na posição das linhas de alimentação, bem como no espaçamento entre ressoadores faz com que a resposta em frequência prevista para o filtro seja alcançada. Para filtros de três polos, se a extração for feita sem esses cuidados com a frequência, só é possível obter a resposta próxima àquela desejada no projeto se as dimensões finais do filtro forem otimizadas. O próximo capítulo começa com um exemplo que ilustra a extração do coeficiente de acoplamento e do fator de qualidade externo para o projeto de um filtro de dois polos em estrutura de microfita.

À medida que se aumenta a quantidade de ressoadores em projeto de dispositivos por ressoadores acoplados, aumenta-se também o número de variáveis que podem influenciar nas frequências desacopladas desses ressoadores e no espaçamento entre eles. Por mais bem extraídas que sejam as dimensões de cada par de ressoadores como também das linhas de alimentação de acordo com as etapas aqui ilustradas, o que viabiliza o projeto final do filtro, com uma resposta em frequência que seja próxima da ideal, é a otimização de suas dimensões. O processo de otimização será mais rápido se as dimensões do filtro forem bem extraídas. A complexidade aumenta quando o dispositivo que se deseja projetar envolve ressoadores assincronamente sintonizáveis.

No Capítulo 4 mostraremos como se procede à extração dos parâmetros de acoplamento em estruturas de microfita e coaxial.

3.5 Conclusões

Neste capítulo, mostramos que a formulação da matriz geral de acoplamento é a mesma independentemente de os circuitos serem formados por ressoadores acoplados eletricamente, magneticamente, ou por acoplamento misto (elétrico e magnético simultaneamente). Mostramos três técnicas de extração dos fatores de qualidade externos que independem do tipo de acoplamento envolvido: pela fase de S_{11} , pelo atraso de grupo de S_{11} (a ser utilizado no projeto dos dispositivos em microfita) e pela magnitude de S_{21} em -3 dB (a ser utilizado no projeto do filtro *comblin*). Uma técnica de extração dos coeficientes de acoplamento foi também aqui descrita. Mostrou-se, fazendo uso de inversores de impedância e de admitância, como, para o projeto de um filtro passa-faixa por ressoadores acoplados, os coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos se relacionam com os elementos normalizados do filtro passa-baixas correspondente para uma dada resposta desejada (Tchebyshev, Butterworth, elíptica etc). No que diz respeito aos circuitos multiportas por ressoadores acoplados também aqui tratados, consideramos um diplexador com resposta Tchebyshev para o qual uma Função Custo foi convenientemente formulada e então ser minimizada.

Este capítulo lançou todas as bases para o entendimento dos capítulos 4 e 5.

4

PROJETO DE FILTROS E DIPLEXADORES POR RESSOADORES ACOPLADOS E RECONFIGURAÇÃO

Este capítulo trata do projeto de filtros e diplexadores de microfita por ressoadores acoplados, bem como de um filtro em estrutura coaxial, o filtro *comblin*e. Este último, construído por impressão 3D. Reconfiguração dos dispositivos em microfita são também aqui tratados.

A etapa essencial do projeto de dispositivos por ressoadores acoplados consiste no dimensionamento dos ressoadores, realizado a partir da extração dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos. Ou seja, dado o tipo de estrutura e a geometria com que se deseja trabalhar - planar (microfita, CPW etc) ou tridimensional (coaxial ou de onda guiada) - projetam-se os ressoadores com auxílio de *software* de simulação eletromagnética. O procedimento será mostrado neste capítulo para estruturas de microfita (o que será feito com detalhe) e para o filtro *comblin*e em estrutura coaxial.

A reconfiguração em microfita de um filtro de dois ressoadores e um diplexador de quatro é também apresentada neste capítulo.

4.1 Filtros de microfita por ressoadores acoplados

4.1.1 A estrutura planar de microfita

Dispositivos de micro-ondas em estrutura de microfita se tornaram mais populares que em outros tipos de estrutura planar por ser ela facilmente integrada a outros dispositivos ativos ou passivos, bem como pela facilidade de fabricação. Técnicas como fotolitografia, por exemplo, são facilmente empregadas a esse tipo de estrutura planar, que consiste basicamente de duas faces condutoras de espessura t , separadas entre si por uma camada dielétrica de espessura h e permissividade relativa ϵ_r . A face metálica inferior é o plano de terra e no topo da camada dielétrica encontram-se as trilhas metálicas que formam os circuitos por elementos distribuídos. A geometria de uma linha de transmissão de microfita é ilustrada na Figura 4.1. A fita metálica de comprimento l e largura w depositada sobre a camada dielétrica encontra-se, portanto, em dois meios: o ar e o dielétrico. Por causa disso, o campo eletromagnético associado a essa linha de transmissão possui, além da componente

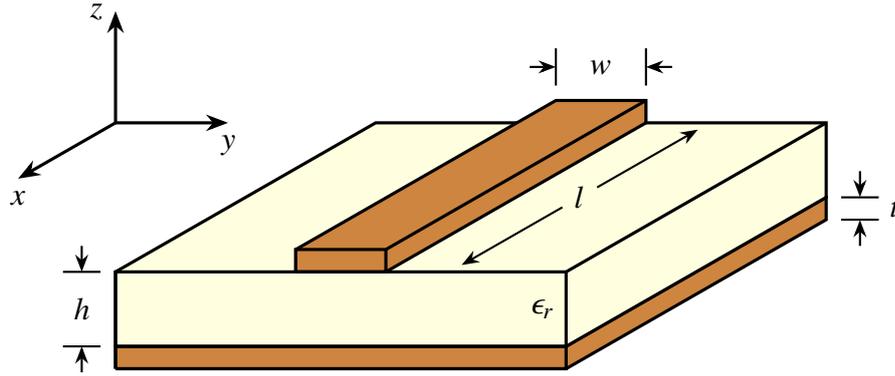


Figura 4.1: Linha de transmissão em estrutura de microfita.

transversal, uma pequena componente longitudinal. A inhomogeneidade do meio faz com que a estrutura de microfita não suporte o modo de propagação de onda TEM puro, já que a velocidade de fase dos campos TEM no ar é c (em que $c \approx 3,0 \times 10^8$ m/s é a velocidade da luz no espaço livre) e no meio dielétrico é $c/\sqrt{\epsilon_r}$, impossibilitando o casamento de fase na interface dielétrico-ar. Os campos nesse tipo de estrutura constituem rigorosamente um modo híbrido de ondas TM-TE, o que requer técnicas de análise mais avançadas. Para aplicações mais práticas, todavia, as camadas dielétricas são eletricamente muito finas ($h \ll \lambda$) e, por isso, pode-se considerar que o modo de propagação nesse tipo de estrutura é um modo *quasi*-TEM [9, 17]. Isso é equivalente a dizer que as componentes longitudinais do campo eletromagnético são desprezíveis para quase toda a banda de operação (limite de uso em torno de 60 GHz) da estrutura de microfita. A análise é então feita como se existisse um único meio homogêneo, onde as linhas de campo se comportam como as do caso estático. Eis a razão pela qual se define uma constante dielétrica efetiva relativa, ϵ_{re} . Uma linha de transmissão em microfita é, portanto, caracterizada pela constante relativa efetiva e pela impedância característica Z_c . Esses parâmetros são obtidos pela análise *quasi*-estática, em que o modo fundamental de propagação é o TEM, e são dados pelas relações:

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (4.1)$$

e

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}}, \quad (4.2)$$

onde C_d é a capacitância por unidade de comprimento com o substrato dielétrico presente, e C_a é a capacitância por unidade de comprimento com o substrato dielétrico substituído pelo ar.

A solução pela análise *quasi*-estática, considerando fitas condutoras de espessuras desprezíveis ($t \rightarrow 0$), resulta em expressões aproximadas para ϵ_{re} e Z_c [9]. Obtidas com

uma precisão de 1%, elas são respectivamente dadas por:

$$\epsilon_{re} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + \frac{12}{w/h}\right)^{-0,5} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right\} & \text{se } w/h \leq 1, \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h}\right)^{-0,5} & \text{se } w/h \geq 1, \end{cases} \quad (4.3)$$

que devem satisfazer a relação $1 < \epsilon_{re} < \epsilon_r$. Isto é, ϵ_{re} deverá assumir apenas valores entre 1 (constante dielétrica do ar) e ϵ_r (constante dielétrica relativa da camada dielétrica), já que uma parte das linhas de campo da estrutura original atravessa o ar, e a outra parte, o meio dielétrico;

$$Z_c = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{er}}} \ln\left(\frac{8}{w/h} + \frac{w/h}{4}\right) & \text{se } w/h \leq 1, \\ \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{er}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1,393 + 0,677 \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right) \right\}^{-1} & \text{se } w/h \geq 1, \end{cases} \quad (4.4)$$

em que $\eta = 120\pi \Omega$ é a impedância de onda no espaço livre.

O comprimento de onda guiada do modo *quasi*-TEM da linha de microfita é dado por

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}}, \quad (4.5)$$

onde $\lambda_0 = c/f_0$ é o comprimento de onda no espaço livre na frequência de operação f_0 . A constante de propagação β , que se relaciona com λ_g , é dada por

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{re}}. \quad (4.6)$$

Com a constante β dada em (4.6), pode-se calcular a velocidade de fase v_f por

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (4.7)$$

e o comprimento elétrico θ para um dado comprimento físico l da linha de microfita:

$$\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda_g} l, \quad (4.8)$$

que é portanto igual a $\pi/2$ quando $l = \lambda_g/4$ (um quarto de comprimento de onda), e π , quando $l = \lambda_g/2$ (meio comprimento de onda). Esses são comprimentos típicos muito utilizados em projetos de micro-ondas.

Para uma dada impedância característica Z_c e constante dielétrica relativa ϵ_r , a

razão w/h pode ser expressa por [9]

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} 8e^A(e^{2A} - 2)^{-1} & \text{se } w/h \leq 2, \\ \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} & \text{se } w/h \geq 2, \end{cases} \quad (4.9)$$

onde

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right), \quad (4.10)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (4.11)$$

É importante enfatizar que as linhas de microfita, bem como as de outros circuitos planares são alimentadas em suas portas de acesso por conectores SMA cuja impedância característica é de 50Ω .

4.1.2 Ressonadores de microfita

Um exemplo de ressonador de microfita frequentemente utilizado em dispositivos por ressonadores acoplados é o ressonador quadrado de malha aberta, ilustrado na Figura 4.2a. Ele consiste em uma linha de microfita de comprimento $l = \lambda_g/2$ dobrada, mantendo uma distância g entre suas extremidades, formando um quadrado de malha aberta com lado de comprimento $L = w + (l + g)/4$. Ele ressoa com uma frequência dada por $f_0 = c/(2l\sqrt{\epsilon_{re}})$, onde c é a velocidade da luz no vácuo e ϵ_{re} é a constante dielétrica relativa efetiva do meio, dada por (4.3). A Figura 4.2b mostra o circuito LC equivalente para o ressonador de microfita. Trata-se de um circuito tanque LC paralelo em que a capacitância se concentra na abertura g do ressonador quadrado de malha aberta, e o indutor, pela própria fita condutora, que gera o fluxo enlaçado pela malha aberta do ressonador. A equivalência entre os circuitos se observa pela análise do campo eletromagnético na estrutura física do ressonador de microfita. Isto é, pode-se verificar que, na ressonância do modo fundamental, o ressonador tem sua máxima densidade de campo elétrico na região da abertura g e máxima densidade de campo magnético no lado oposto [9].

A Figura 4.3 mostra quatro possíveis formas de alimentação utilizadas para ressonadores retangulares em estrutura planar de microfita, ilustradas, em particular, para o ressonador quadrado de malha aberta da Figura 4.2a. Na primeira forma de alimentação (Figura 4.3a), uma linha de impedância característica $Z_c = 50 \Omega$ com largura w_{la} , calculada por (4.9), está fisicamente conectada ao ressonador numa posição t_{la} , localizada a partir de seu eixo de simetria. Nas três outras formas de alimentação, o sinal é transmitido pelo acoplamento entre linha e ressonador. Na Figura 4.3b, além do parâmetro de controle associado à posição t_{la} da linha de alimentação em relação ao plano de simetria do ressonador, cria-se um novo parâmetro associado ao espaçamento g_{la} entre eles. Esse espaçamento

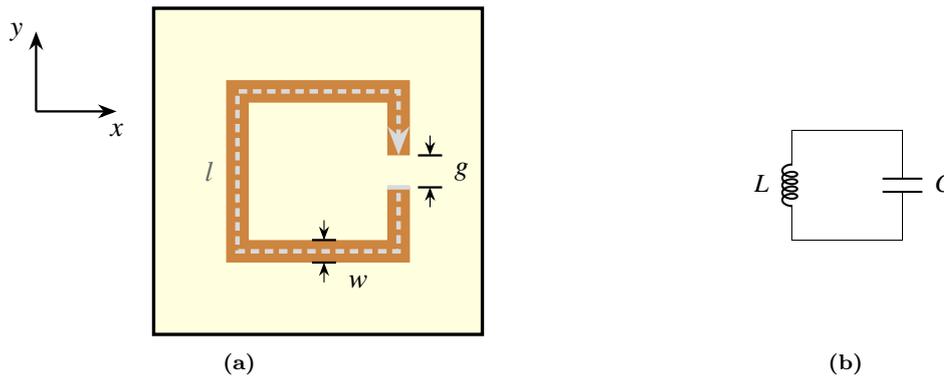


Figura 4.2: Ressorador quadrado de malha aberta em estrutura de microfita (a) e seu circuito tanque LC paralelo equivalente (b).

também aparece na forma de alimentação ilustrada na Figura 4.3c, onde se faz a inclusão de uma linha de impedância característica arbitrariamente maior que $50\ \Omega$, de largura w_{laa} (em que laa indica linha de alimentação acoplada), e formando um L com a linha de $50\ \Omega$; bem como para aquela ilustrada na 4.3d cuja linha acoplada encontra-se alinhada com a de $50\ \Omega$. Todos esses parâmetros indicados nas figuras são importantes variáveis de controle na extração dos fatores de qualidade externos e coeficientes de acoplamento.

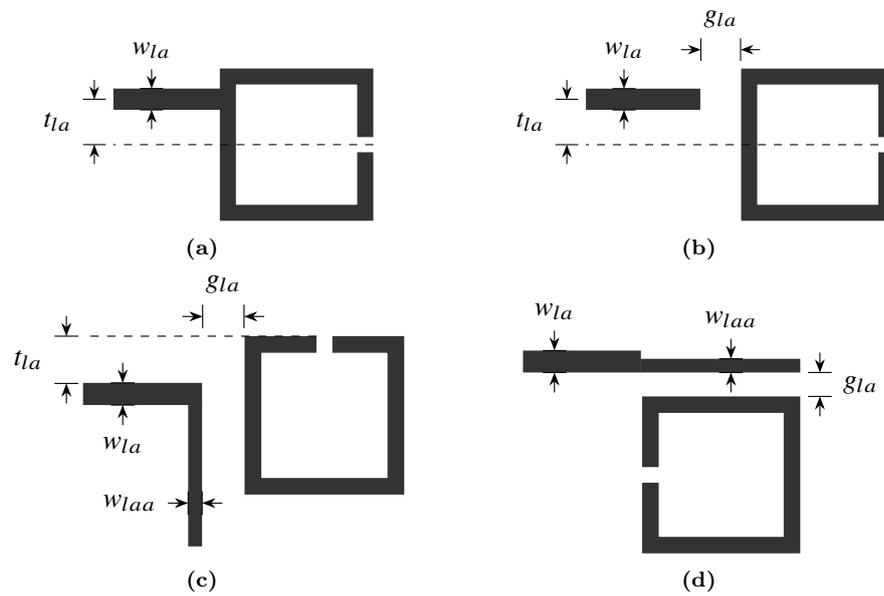


Figura 4.3: Exemplos de esquemas de alimentação para o ressonador da Figura 4.2a.

Os ressoadores de microfita utilizados em projetos de dispositivos por ressoadores acoplados não precisam necessariamente ser construídos com linhas de $50\ \Omega$. Assim como o espaçamento g entre as extremidades do ressonador quadrado de malha aberta, a largura de linha w com que ele é construído passa a ser também um parâmetro de controle na busca pelo dimensionamento que garanta as especificações de projeto. Isso possibilita a redução de tamanho dos dispositivos formados por esses ressoadores. Como será visto ainda neste capítulo, a posição e a forma das linhas de alimentação podem influenciar de forma significativa a frequência de ressonância dos ressoadores. Eis a razão pela qual a

cada valor do parâmetro da posição da linha de alimentação, na extração dos fatores de qualidade externos, deve-se reajustar as dimensões dos ressoadores para que operem na frequência prevista no projeto.

A. O fator de qualidade externo

O exemplo a seguir mostra como extrair o fator de qualidade externo de um ressoador quadrado de malha aberta. Ele foi dimensionado sobre um dielétrico de espessura 1,27 mm e constante dielétrica relativa $\epsilon_r = 10,8$, projetado com o esquema de alimentação da Figura 4.3a, para operar com uma frequência de 1 GHz. O comprimento L da fita do ressoador é 15,75 mm, sua largura $w = 1$ mm e espaçamento $g = 1$ mm, levando-se em consideração a presença da linha de alimentação numa dada posição próxima a uma das extremidade do ressoador. Com essas mesmas dimensões do ressoador, extraímos, para comparação, o fator de qualidade externo para o esquema de alimentação da Figura 4.3d. A Figura 4.4a ilustra o atraso de grupo de S_{11} para diferentes valores da posição t_{la} , de onde se extraem f_0 e $\tau_{S_{11}}(f_0)$, para a obtenção dos fatores de qualidade externos por

$$Q_e = \frac{2\pi f_0 \cdot \tau_{S_{11}}(f_0)}{4}, \quad (4.12)$$

conforme (3.122). A Figura 4.4b ilustra a curva obtida para Q_e como uma função de t_{la} , a partir da qual se conclui que, nas proximidades da linha de referência do ressoador (valores baixos do parâmetro t_{la}) o fator de qualidade externo é alto, e que diminui à medida que a posição da linha de alimentação se aproxima das extremidades. Das curvas de $\tau_{S_{11}}$ da Figura 4.4a, vê-se que praticamente não há deslocamento da frequência de ressonância quando variamos a posição t_{la} (embora devamos lembrar que a presença dessa linha de alimentação também foi o que determinou as dimensões físicas do ressoador para operar com $f_0 = 1$ GHz). O mesmo não acontece para a forma de alimentação da Figura 4.3d, pois como se pode ver na Figura 4.5a (onde mostramos o atraso de grupo $\tau_{S_{11}}$ como uma função da frequência para diferentes valores de g_{la}), há um deslocamento na frequência de pico de $\tau_{S_{11}}$ (frequência de ressonância f_0). Esse deslocamento, no entanto, torna-se menor à medida que se aumenta o espaçamento g_{la} entre o ressoador e a linha de alimentação, resultando no aumento do fator de qualidade externo. Isso se confirma na Figura 4.5b, onde mostramos Q_e e f_0^* como uma função do espaçamento g_{la} . Da curva de f_0^* aqui obtida, nota-se que a convergência está em torno de 0,995 GHz, e não de 1 GHz, valor para o qual o ressoador foi projetado incluindo a linha de alimentação ilustrado na Figura 4.3a. Isso mostra que, de fato, a presença dessa linha influenciou na obtenção das dimensões do ressoador para que ele ressonasse em $f_0 = 1$ GHz.

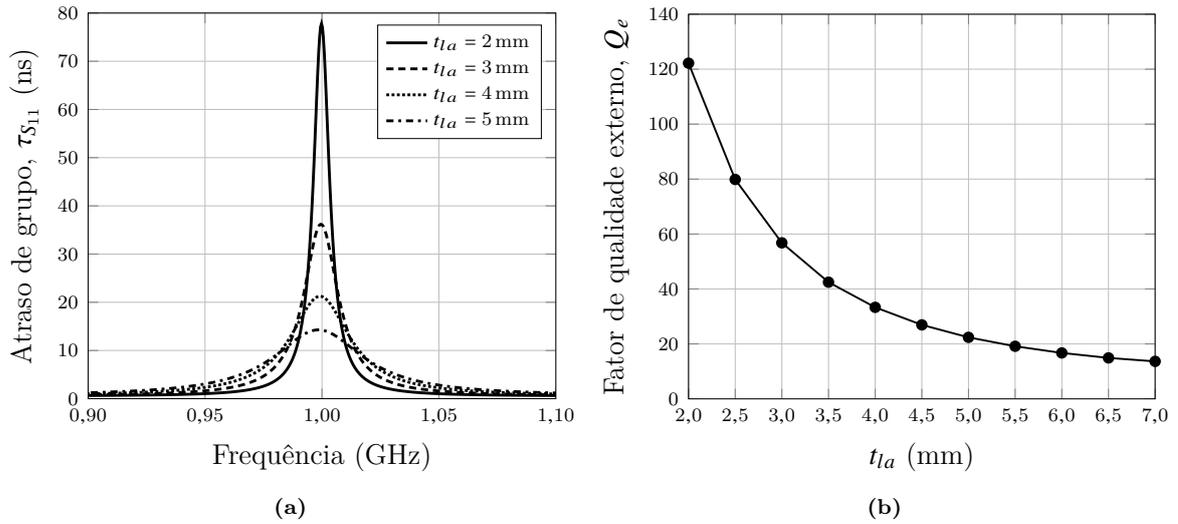


Figura 4.4: Análise da forma de alimentação ilustrada na Figura 4.3a. (a) O atraso de grupo de S_{11} como uma função da frequência para diferentes valores do parâmetro de controle t_{1a} ; (b) o fator de qualidade externo como uma função de t_{1a} .

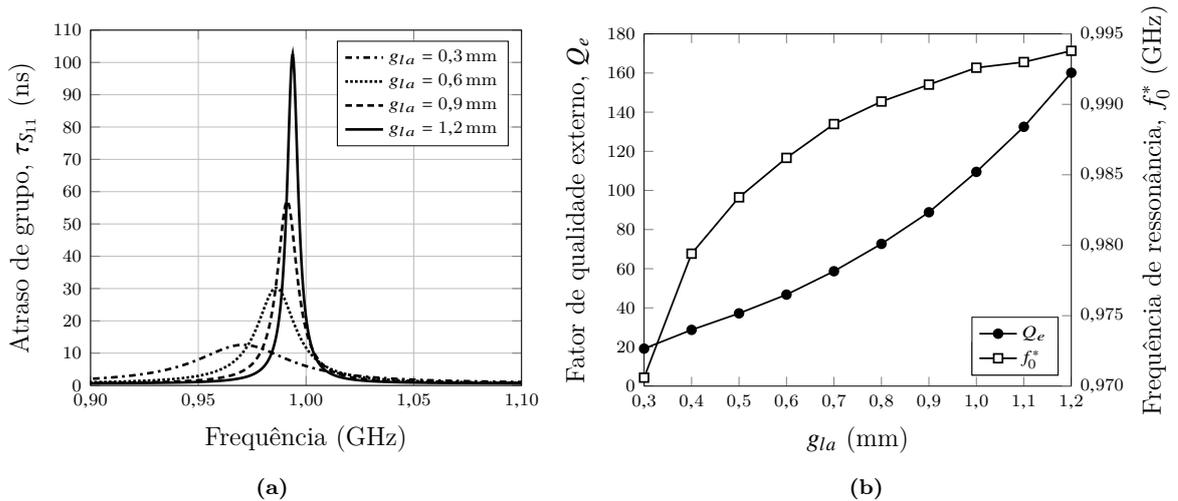


Figura 4.5: Análise da forma de alimentação ilustrada na Figura 4.3d com $w_{1aa} = 0,5$ mm. (a) O atraso de grupo de S_{11} em função da frequência para diferentes valores do parâmetro de controle g_{1a} ; (b) o fator de qualidade externo Q_e e a frequência de ressonância f_0^* extraída, em função de g_{1a} .

A frequência de ressonância do ressonador pode ser extraída pela resposta em frequência de $|S_{21}|_{dB}$ desse ressonador se alimentado de forma que o acoplamento entre ele e suas linhas de alimentação seja fraco. Isso é possível porque o valor de frequência em que a perda de transmissão apresenta seu máximo coincide com a frequência de ressonância do ressonador em análise.

Simulações eletromagnéticas também mostraram que o fator de qualidade externo de ressoadores alimentados por linhas acopladas como nos esquemas da Figura 4.3c e Figura 4.3d cresce com o aumento da largura w_{1aa} e com a diminuição do comprimento desse trecho de linha acoplada ao ressonador. No caso do esquema de alimentação da Figura 4.3b cujo acoplamento entre ressonador e linha é muito fraco até mesmo para

espaçamentos g_{la} muito pequenos, observa-se um alto fator de qualidade externo para qualquer posição t_{la} da linha. Isso impossibilita a realização desse tipo de alimentação para a extração de Q_e , mas se torna um tipo de alimentação útil na extração dos coeficientes de acoplamento. Também a forma de alimentação da Figura 4.3d é bastante útil na extração dos coeficientes de acoplamento desde que o espaçamento g_{la} seja grande o suficiente para que a presença dessa linha não interfira na frequência de ressonância e no acoplamento entre os ressoadores, como será visto a seguir.

B. O acoplamento

Ressoadores de microfita como o que está ilustrado na Figura 4.2 podem, então, ser dispostos lado a lado de forma a estabelecer um acoplamento que depende da orientação de cada ressoador e do espaçamento s entre eles. O acoplamento ocorre basicamente entre as bordas dos ressoadores. Segundo Hong e Lancaster [9], devido à intensa densidade do campo elétrico entre as extremidades que formam o espaçamento g de cada ressoador, se eles forem colocados próximos um do outro de forma que suas aberturas g sejam posicionadas lado a lado, é possível obter o acoplamento elétrico entre os ressoadores. De forma equivalente, se colocados próximos um do outro no lado oposto ao da abertura g , será possível obter o acoplamento magnético entre esses ressoadores. Para qualquer outra posição dos ressoadores, pode-se observar que os fluxos magnético e elétrico possuem densidades equiparáveis, indicando que ambos os acoplamentos estão presentes. A Figura 4.6 mostra três exemplos de esquema de acoplamento entre pares de ressoadores quadrados de malha aberta. Pela análise das linhas de campo dessas estruturas acopladas, qualquer outra combinação diferente entre os ressoadores resulta em acoplamento misto [9]. De acordo com a teoria de acoplamento e considerando o modelo de circuito ressonante para o ressoador de malha aberta em microfita apresentado na Figura 4.2, os esquemas de acoplamento apresentados na Figura 4.6 têm como equivalentes os respectivos circuitos da Figura 4.7.

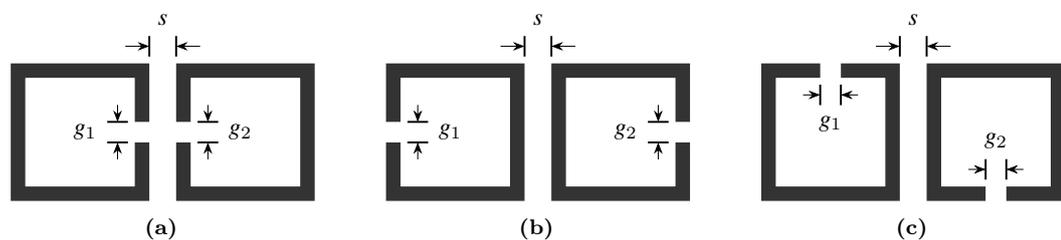


Figura 4.6: Pares de ressoadores quadrados de malha aberta com acoplamento elétrico (a), magnético (b) e misto (c).

Na extração dos coeficientes de acoplamento, o esquema de alimentação do par de ressoadores deve ser aquele cujo acoplamento entre a linha de alimentação e o ressoador seja fraco. O acoplamento deve ser fraco o suficiente para que a presença das linhas de alimentação tenham o mínimo de interferência no acoplamento entre os ressoadores. Como mencionado anteriormente para os esquemas de alimentação da Figura 4.3, o baixo

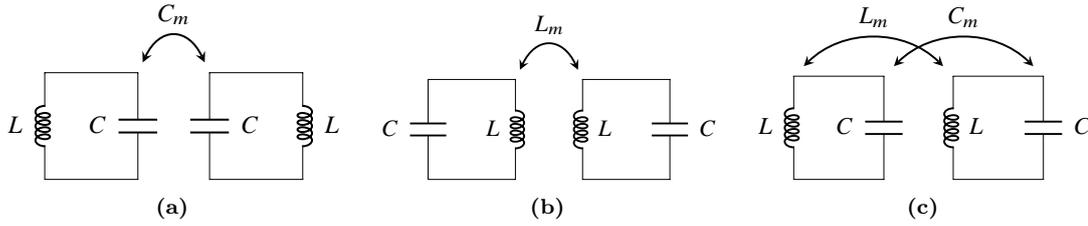


Figura 4.7: Circuitos equivalentes por elementos discretos dos pares de ressoadores acoplados da Figura 4.6. Acoplamento (a) elétrico, (b) magnético e (c) misto.

acoplamento entre um ressoador e sua linha de alimentação está associado a um alto fator de qualidade externo. De acordo com a análise feita para o fator de qualidade externo dos ressoadores com essas formas de alimentação, podemos afirmar que, aquelas que envolvem linhas acopladas, são as que devem ser usadas para a extração dos coeficientes de acoplamento. Assim, escolhida a linha de alimentação acoplada (a depender, portanto, da configuração de acoplamento desejada), deve-se buscar o valor do parâmetro g_{la} a partir do qual se torna desprezível o deslocamento em frequência. Esse ponto de convergência indica, portanto, que o espaçamento g_{la} não mais influencia no acoplamento entre o par de ressoadores.

Para ilustrar a resposta em frequência típica de $|S_{21}|_{dB}$ que um par de ressoadores acoplados exibe (independentemente do tipo de estrutura em que são projetados), consideremos a configuração de acoplamento da Figura 4.6b. Dada a simetria desse acoplamento, é conveniente utilizar a forma de alimentação da Figura 4.3d. Como a extração dos coeficientes de acoplamento exige que se tenha baixo acoplamento entre a linha de alimentação e ressoador, fizemos $w_{laa} = w_{la}$ e reduzimos o comprimento dessa linha acoplada para $L/2$, em que $L = 15,75$ mm e $w = 1$ mm (dimensões já definidas no item A), conforme mostra a Figura 4.8.

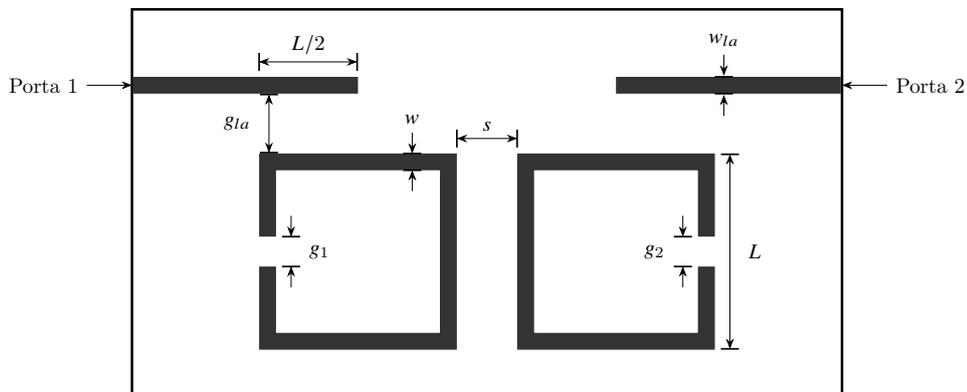


Figura 4.8: Esquema de alimentação utilizado na extração dos coeficientes de acoplamento do par de ressoadores da Figura 4.6b.

O comportamento de $|S_{21}|_{dB}$ para $s = 2$ mm e diferentes valores do espaçamento g_{la} do esquema de acoplamento da Figura 4.8 é mostrado na Figura 4.9. Da comparação entre essas curvas de $|S_{21}|_{dB}$, nota-se que: à medida que se aumenta o espaçamento entre as

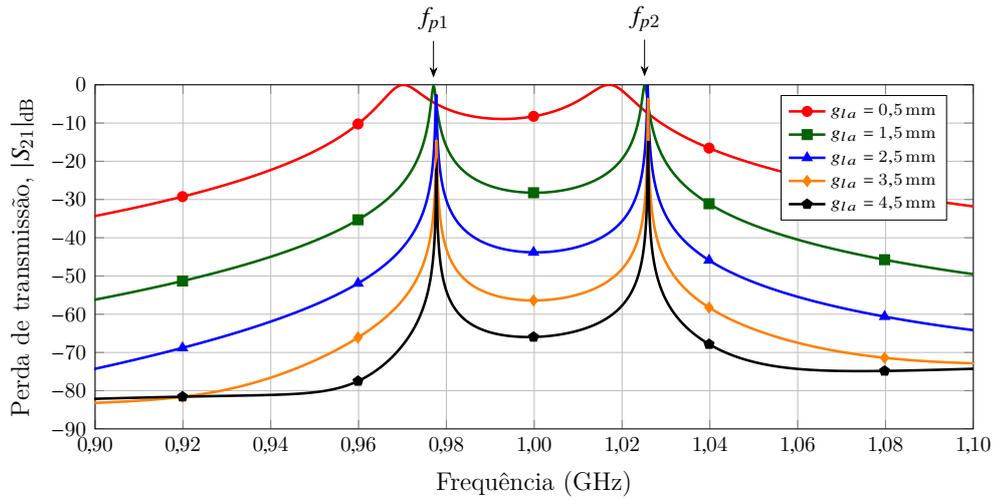


Figura 4.9: Resposta em frequência da perda de transmissão do esquema de acoplamento da Figura 4.8, para $s = 2$ mm e diferentes valores do parâmetro g_{1a} .

linhas de alimentação e seus respectivos ressoadores, maior é o decaimento da curva que une os picos de ressonância f_{p1} e f_{p2} ; e que o valor do máximo desses picos vai se afastando de $|S_{21}|_{dB} = 0$. Para $g_{1a} = 4,5$ mm, por exemplo, $|S_{21}|_{dB}$ assume respectivamente os valores -20 dB e -15 dB para f_{p1} e f_{p2} . Também observa-se um deslocamento de frequência que é mais acentuado, entretanto, quando g_{1a} varia de $0,5$ mm a $1,5$ mm. A partir de $g_{1a} = 2,5$ mm, não mais se observa deslocamento em frequência. Esse efeito é, todavia, melhor apresentado na Figura 4.10, onde ilustramos o comportamento da frequência f_0^* correspondente à média aritmética entre as frequências de pico f_{p1} e f_{p2} extraídos das curvas de $|S_{21}|_{dB}$.

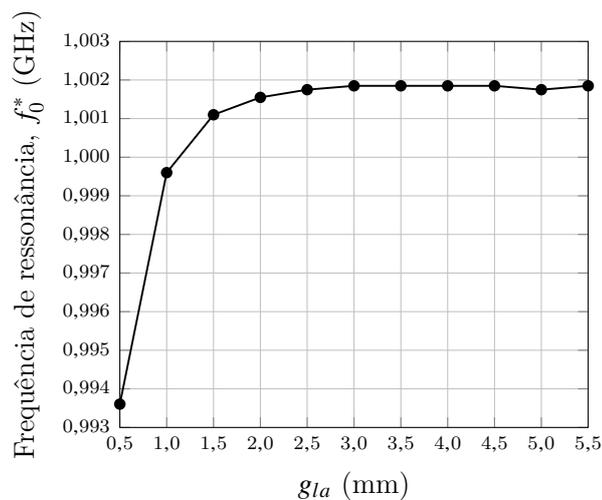


Figura 4.10: Frequência de ressonância f_0^* do par de ressoadores da Figura 4.8 em função do espaçamento g_{1a} . Cada ponto da curva foi calculado pelo uso de (3.108), e com os valores de f_{p1} e f_{p2} extraídos das curvas de $|S_{21}|_{dB}$.

A curva mostra, por exemplo, que a partir de $g_{1a} = 2,5$ mm, a frequência de ressonância atinge valor em torno de $1,002$ GHz e se mantém praticamente constante. Essa convergência

indica que, para valores de g_{la} maiores ou iguais a 2,5 mm, o acoplamento entre linha de alimentação e ressonador é baixo o suficiente para não interferir na extração de k_{12} em função do espaçamento s entre os ressoadores.

Como apresentado no Capítulo 3, vimos que ressoadores acoplados são considerados sincronamente sintonizáveis quando ambos os ressoadores do par possuem a mesma frequência natural, e assincronamente sintonizáveis, quando cada um possui sua própria frequência ressonante. Tomando novamente o exemplo do par de ressoadores da Figura 4.8, consideremos inicialmente que eles sejam sincronamente sintonizáveis, o que nesse caso implica $g_1 = g_2$; e em seguida, assincronamente ($g_1 \neq g_2$).

Ressonadores sincronamente sintonizáveis: A Figura 4.11 mostra a resposta em frequência da perda de transmissão para diferentes valores do espaçamento s entre os ressoadores da Figura 4.8. As curvas foram obtidas com $g_1 = g_2 = 1,34$ mm. Nota-se das curvas que, conforme se aumenta o espaçamento s entre ressoadores, mais próximos são os picos de ressonância f_{p1} e f_{p2} da magnitude de S_{21} . Nesse caso em que os ressoadores são sincronamente sintonizáveis, simulações para espaçamentos ainda maiores mostram que esses picos de ressonância se aproximam até se confundirem em um único pico, que corresponde à frequência natural de cada ressonador isoladamente ($f_0 = 1$ GHz). Isso acontece quando a distância entre os ressoadores é grande o suficiente para não haver mais nenhum acoplamento entre eles. Esse efeito é previsto matematicamente em (3.107), onde se pode ver que o coeficiente de acoplamento k se torna menor à medida que as frequências de pico se aproximam.

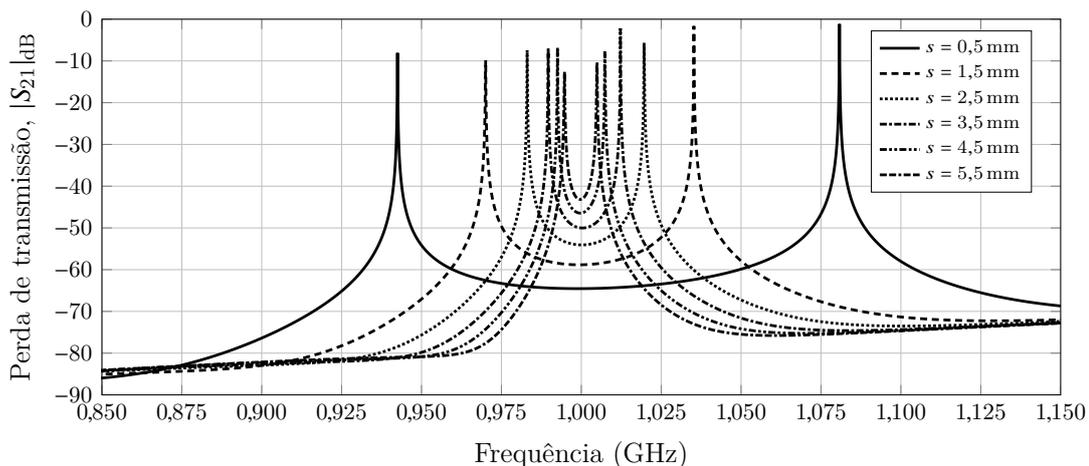


Figura 4.11: Resposta em frequência da perda de transmissão do esquema de acoplamento da Figura 4.8 com $g_1 = g_2 = 1,34$ mm, para vários valores do espaçamento s .

Para cada valor do espaçamento s entre ressoadores, extraímos as frequências f_{p1} e f_{p2} das curvas de $|S_{21}|_{dB}$ da Figura 4.11, e calculamos os coeficientes de acoplamento, conforme

(3.107), por

$$k = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}. \quad (4.13)$$

A curva de acoplamento obtida ligando os pontos correspondentes a cada valor de s para o qual se calculou k é ilustrada na Figura 4.12a. Os valores de frequência de ressonância f_0^* calculados conforme a relação (3.108) pela média aritmética entre as frequências de pico extraídas (também da Figura 4.11), são mostrados na Figura 4.12b.

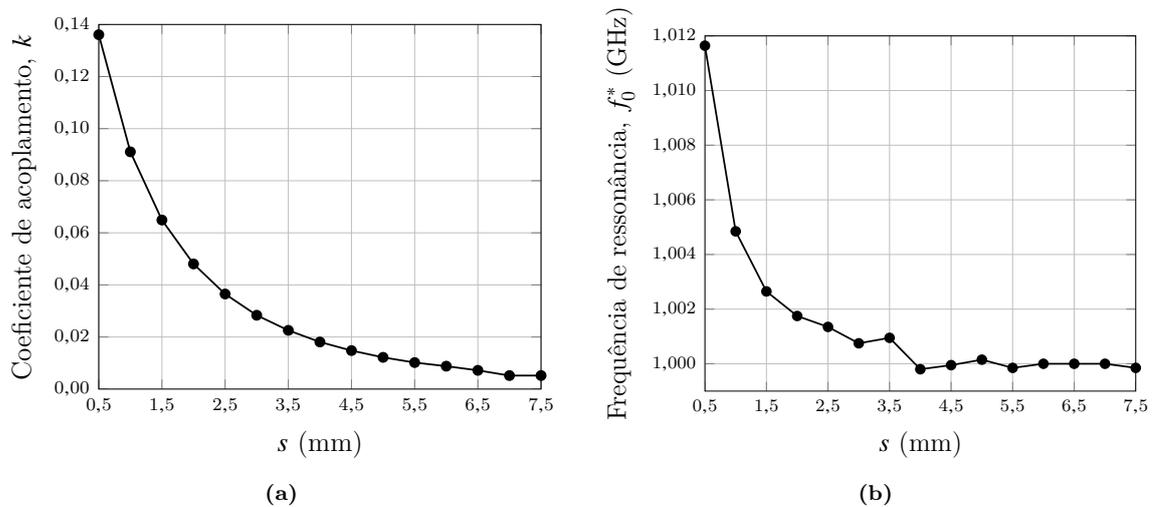


Figura 4.12: Coeficiente de acoplamento k (a) e frequência de ressonância f_0^* (b) em função do espaçamento s , calculados a partir dos valores de f_{p1} e f_{p2} extraídos da Figura 4.11.

Notemos da curva ilustrada na Figura 4.12b que há uma variação mais acentuada da frequência de ressonância f_0^* para espaçamentos s que estão entre 0,5 mm e 3,0 mm. Isso acontece por causa da influência que esses ressoadores sofrem entre si pela presença um do outro. Eis a razão pela qual as curvas da Figura 4.11 apresentam picos de ressonância não equidistantes da frequência central $f_0 = 1$ GHz para a qual cada ressoador foi projetado isoladamente um do outro. Conforme o espaçamento entre eles aumenta, essa influência vai diminuindo, fazendo com que as frequências de pico exibam valores equidistantes de f_0 ao se aproximarem. Esse efeito causado na frequência de ressonância de cada ressoador, quando na presença um do outro, também se traduz na extração dos coeficientes de acoplamento, uma vez que k depende de f_{p1} e f_{p2} . Para esse caso, entretanto, a variação em frequência é considerada pequena o suficiente para não trazer prejuízo em projeto de filtros, uma vez que a otimização de suas dimensões finais corrigiria esse efeito. A estimativa mais fiel da curva de acoplamento seria aquela em que, para cada espaçamento s entre ressoadores, fosse redimensionada a abertura $g = g_1 = g_2$.

Ressoadores assincronamente sintonizáveis: Supondo agora $g_1 = 1,34$ mm e $g_2 = 6,5$ mm, os ressoadores terão, respectivamente, as frequências naturais $f_{01} = 1,0$ GHz e

$f_{02} = 1,1$ GHz. A frequência de referência $f_{12} = (f_{01} + f_{02})/2$, conforme definida em (3.109), será, então, $f_{12} = 1,05$ GHz. A perda de transmissão obtida para esse par de ressoadores assincronamente sintonizáveis é ilustrada na Figura 4.13. Como esperado, as curvas mostram que os picos de ressonância f_{p1} convergem para o valor de f_{01} , e f_{p2} , para f_{02} , conforme s aumenta. De acordo com (3.106), o coeficiente de acoplamento neste caso é

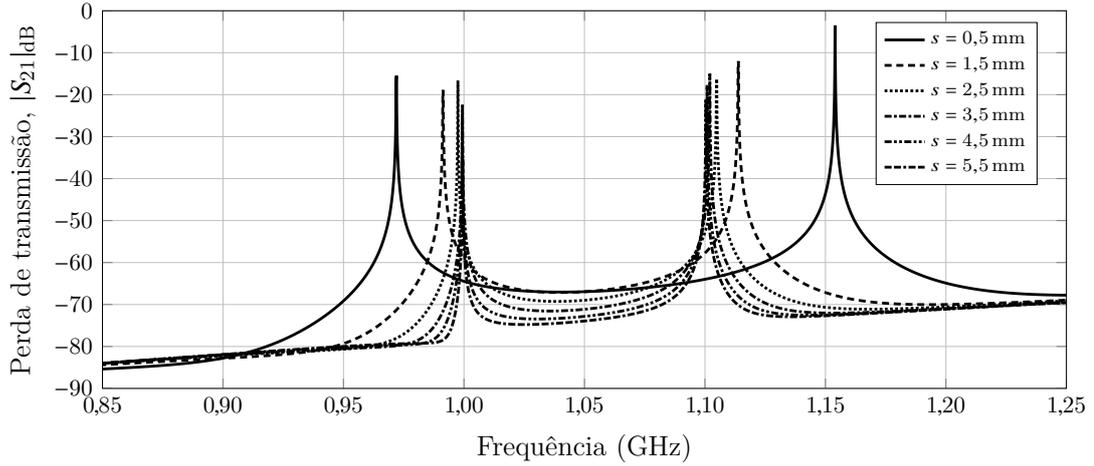


Figura 4.13: Resposta em frequência da perda de transmissão do esquema de acoplamento da Figura 4.8 com $g_1 = 1,34$ mm e $g_2 = 6,5$ mm, para vários valores do espaçamento s .

calculado por

$$k = \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2}. \quad (4.14)$$

Com f_{p1} e f_{p2} obtidos da Figura 4.13, extraímos o coeficiente de acoplamento e a frequência de referência f_{12}^* em função do espaçamento s . Essas curvas são ilustradas na Figura 4.14.

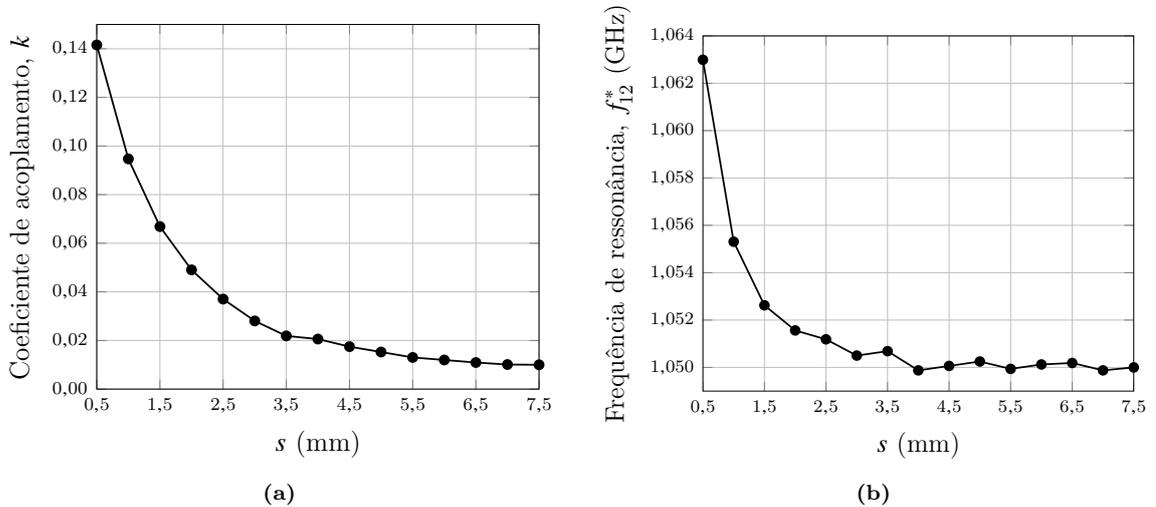


Figura 4.14: Coeficiente de acoplamento (a) e frequência de referência f_{12}^* extraída (b), em função do espaçamento s do par de ressoadores assincronamente sintonizáveis.

4.1.3 Exemplo de projeto: Filtro de dois polos

Para elucidar a técnica de extração dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos em projetos de dispositivos de microfita por ressoadores acoplados, apresentamos o exemplo de um filtro passa-faixa de dois polos por ressoadores sincronamente sintonizáveis. Ou seja, os ressoadores possuem iguais dimensões e, portanto, exibem a mesma frequência de ressonância f_0 , que é a frequência central de operação do filtro. Ele foi projetado para operar em $f_0 = 1$ GHz, largura de banda fracional $FBW = 4\%$ e exibir resposta Tchebyshev com perda de reflexão de $-16,426$ dB (ou ondulação de $0,1$ dB) na banda passante. Para este exemplo, utilizamos ressoadores do tipo quadrado de malha aberta com uma modificação na posição da abertura g , tornando-o assimétrico. O ressoador modificado é ilustrado na Figura 4.15 em par acoplado para a extração do coeficiente de acoplamento, que será feito mais adiante. A estrutura de microfita utilizada possui camada dielétrica com espessura $h = 1,27$ mm e constante dielétrica relativa $\epsilon_r = 10,8$. Essas características do substrato levam a linhas de alimentação com largura $w_{la} \approx 1,05$ mm, conforme (4.9) para $Z_c = 50 \Omega$. Cada malha quadrada que forma os ressoadores possui lado de comprimento $L = 15,75$ mm, largura de linha $w = 1$ mm e abertura $g = 1,44$ mm.

A. A extração do coeficiente de acoplamento

A Figura 4.15 ilustra o esquema utilizado para a extração do coeficiente de acoplamento entre os ressoadores. O espaçamento entre as linhas de alimentação e os ressoadores é de $3,5$ mm, determinado pela análise de convergência mencionada na seção anterior. A resposta em frequência obtida para esse esquema de acoplamento é apresentada na Figura 4.16 para quatro diferentes valores do espaçamento s .

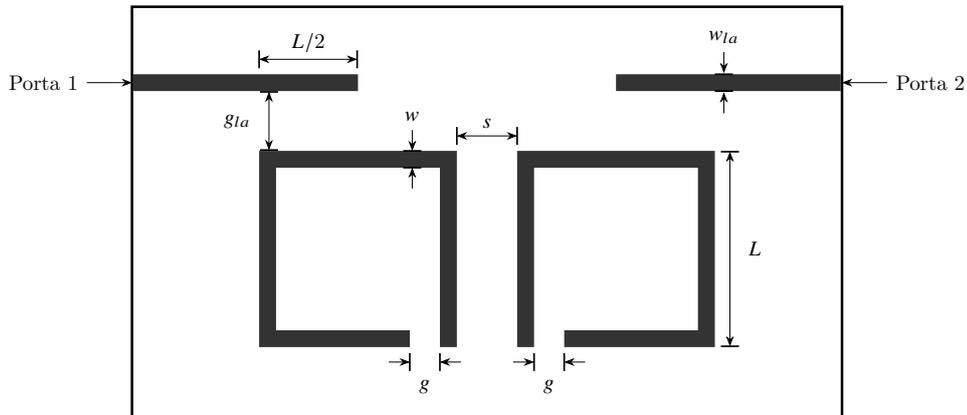


Figura 4.15: Esquema utilizado para a extração do coeficiente de acoplamento.

Note-se que esses valores de frequência sofrem variação mais significativa para o espaçamento s entre $0,5$ mm e 1 mm, e que rapidamente se observa a convergência para o valor de frequência $f_0 = 1$ GHz, como mostra a Figura 4.17a. A curva de acoplamento obtida com os valores extraídos de k é mostrada na Figura 4.17b. A combinação dessas duas curvas

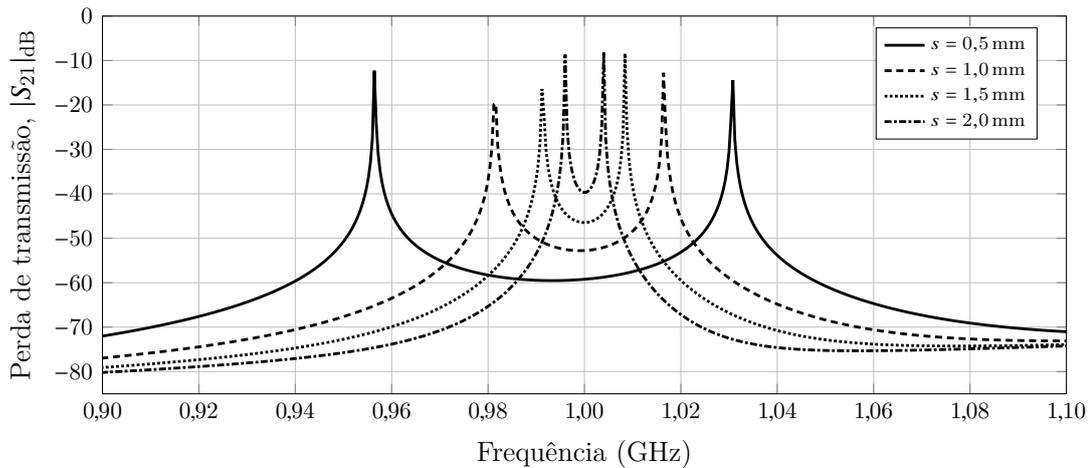


Figura 4.16: Resposta em frequência obtida para a configuração de acoplamento da Figura 4.15 com diferentes espaçamentos entre os ressoadores.

mostra que, para um projeto cuja especificação exige frequência ressonante de 1 GHz e coeficiente de acoplamento entre 0,035 e 0,075, seria recomendável fazer um ajuste na dimensão g que forma a malha aberta dos ressoadores (ver Figura 4.15) para corrigir esse valor de frequência.

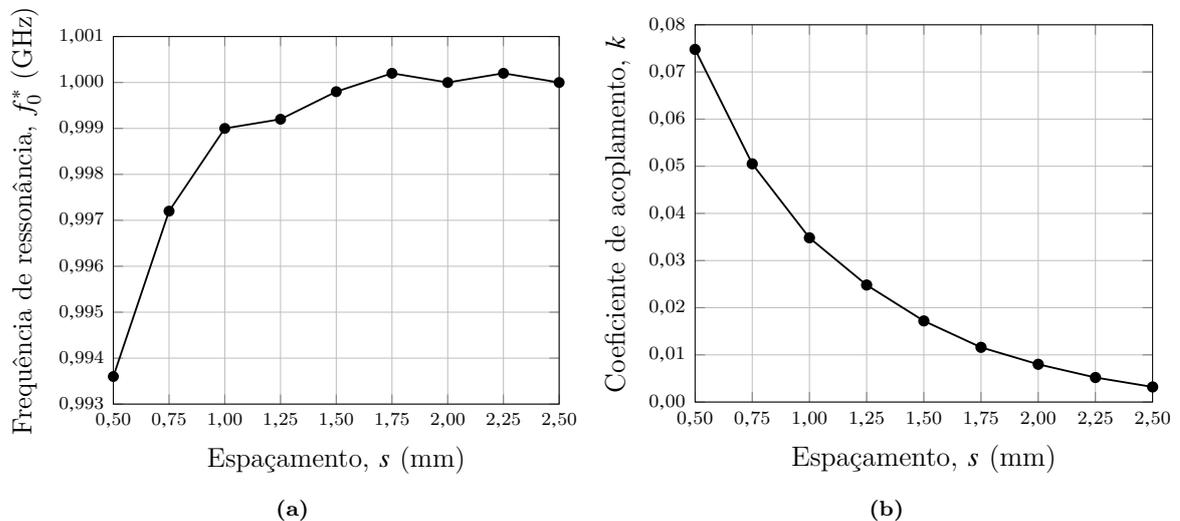


Figura 4.17: Valores extraídos para a frequência de ressonância f_0^* (a) e para o coeficiente de acoplamento k (b), em função do espaçamento s entre o par de ressoadores da Figura 4.15.

B. A extração do fator de qualidade externo

A Figura 4.18 ilustra o esquema de alimentação utilizado para a extração do fator de qualidade externo Q_e em termos do parâmetro de controle t_{la} . A Figura 4.19a mostra a resposta em frequência do atraso de grupo de S_{11} em nanossegundos para vários valores da posição t_{la} da linha de alimentação. Notemos que o valor de frequência para o qual ocorre o valor máximo da curva do atraso de grupo $\tau_{S_{11}}$ de S_{11} praticamente não muda quando

t_{la} varia, mas as curvas estão ligeiramente deslocadas do valor de frequência para o qual foi dimensionado o ressonador. Isso acontece porque a presença da linha de alimentação influencia na frequência de operação do ressonador, o que pode ser resolvido diminuindo-se o espaçamento g entre as extremidades do ressonador ou aumentando o comprimento do lado do ressonador. Para esse exemplo optamos por extrair o fator de qualidade externo com as curvas deslocadas como obtidas na Figura 4.19a para mostrar que esse deslocamento de frequência não traz prejuízo para a resposta em frequência de um filtro com apenas dois polos. Extraindo então os valores de máximo do atraso de grupo $\tau_{S_{11}}(f_0^*)$ para vários valores de t_{la} (o que corresponde ao valor da frequência f_0^* em torno de 1,01 GHz para todas as curvas) obtemos os valores de Q_e , calculados conforme (4.12), mostrados na Figura 4.19b.

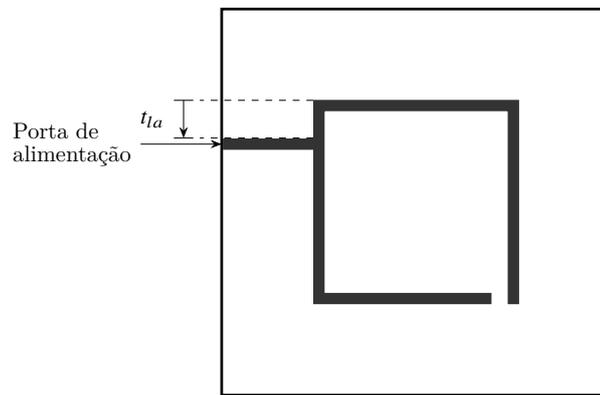


Figura 4.18: Esquema de alimentação utilizado para a extração do fator de qualidade externo Q_e de um ressonador quadrado de malha aberta, pelo atraso de grupo de S_{11} .

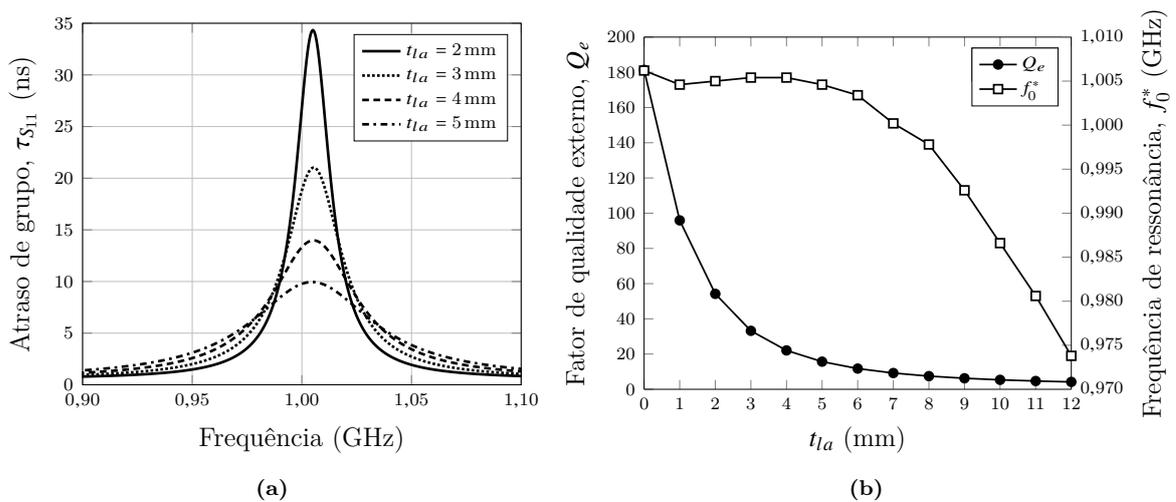


Figura 4.19: (a) Resposta em frequência do atraso de grupo de S_{11} para diferentes valores da posição t_{la} do esquema da Figura 4.18. (b) Fator de qualidade externo e frequência de ressonância extraída em função de t_{la} .

C. O projeto do filtro

Para o filtro de dois polos com as especificações detalhadas previamente, os elementos normalizados do protótipo do passa-baixas [9] são: $g_0 = 1$, $g_1 = 0,8431$, $g_2 = 0,6220$ e $g_3 = 1,3554$. De acordo com o que foi exposto no Capítulo 3, o coeficiente de acoplamento e fatores de qualidade externos nas portas 1 e 2 são respectivamente determinados por

$$M_{12} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}}, \quad (4.15)$$

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \text{ e } Q_{e2} = \frac{g_2 g_3}{FBW}, \quad (4.16)$$

conforme (3.68) e (3.73) com $\Omega_c = 1$. Para $FBW = 4\%$, temos: $M_{12} = 0,055$ e $Q_{e1} = Q_{e2} = 21,077$. De acordo com a curva de acoplamento da Figura 4.17b, o acoplamento entre os ressoadores será $k = 0,055$ se $s \approx 0,7$ mm. A Figura 4.19b, por sua vez, mostra que o fator de qualidade externo nas portas será $Q_e \approx 21,077$ se a posição da linha de alimentação for $t_{la} \approx 4,1$ mm. Com esses dados e as dimensões dos ressoadores previamente obtidas, desenhamos o *layout* do filtro de dois polos ilustrado na Figura 4.20. Resultados de simulação obtidos para a resposta em frequência do filtro em termos de sua perda de reflexão e de transmissão são apresentados na Figura 4.21.

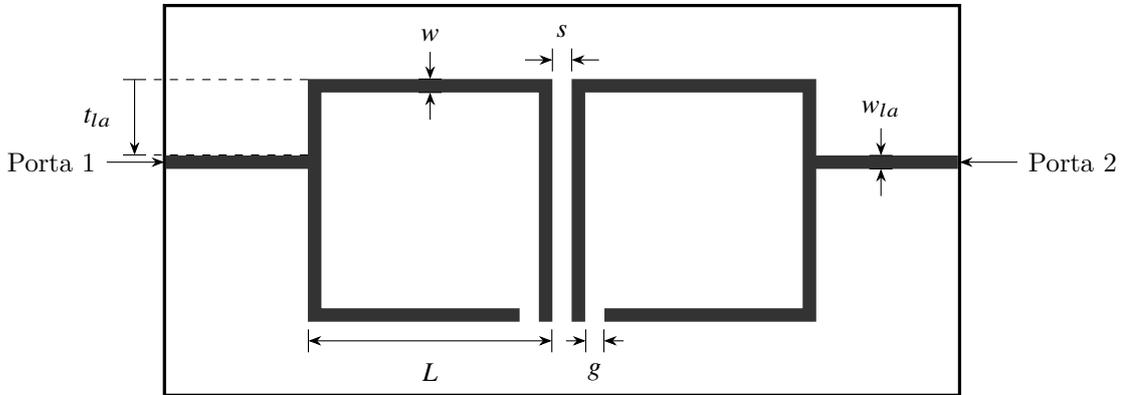


Figura 4.20: *Layout* do filtro de dois polos com ressoadores quadrados de malha aberta assimétricos.

Como previsto nas especificações do projeto, o filtro opera com frequência central em torno de 1 GHz e sua perda de reflexão apresenta dois polos com valor máximo entre eles em torno de -16 dB na banda passante. Esse resultado foi facilmente obtido sem que fosse necessário usar qualquer técnica de otimização. A seletividade do filtro, exibida principalmente pela perda de transmissão, está de acordo com o esperado para um filtro de Tchebyshev com apenas dois polos. Para esse exemplo simples de filtro, mostramos apenas uma das possíveis configurações de acoplamento, já que o objetivo aqui era ilustrar o método utilizado na extração dos parâmetros k e Q_e .

A escolha do ressoador quadrado de malha aberta com a geometria assimétrica para o exemplo do projeto de filtro aqui ilustrado, deve-se ao maior número de possíveis

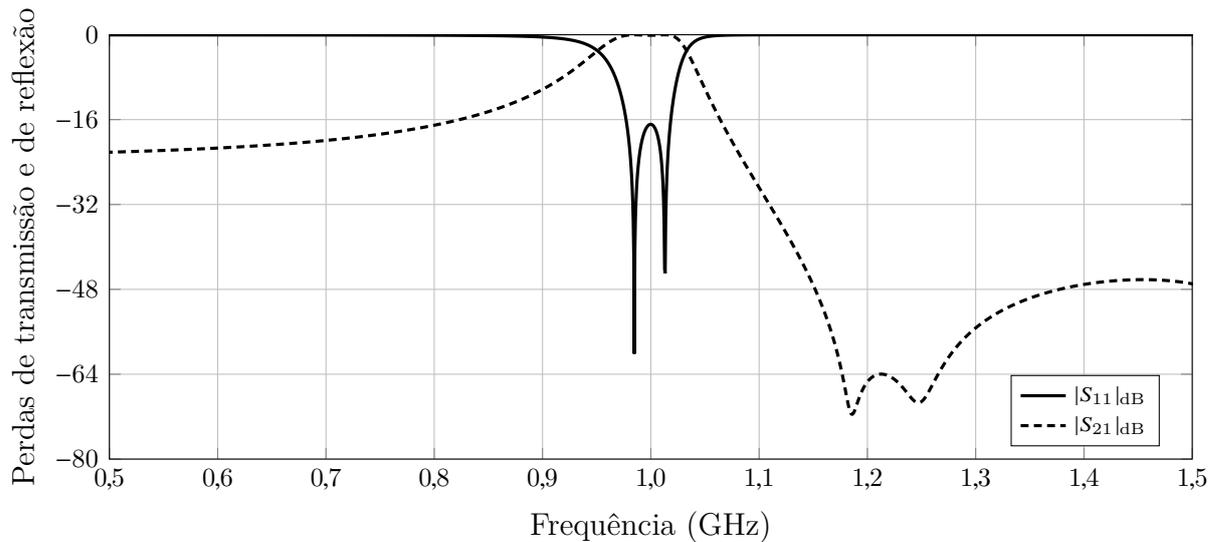


Figura 4.21: Resultados de simulação para a resposta do filtro da Figura 4.20 quanto às perdas de reflexão e de transmissão.

configurações de acoplamento, se comparada à do ressoador quadrado de malha aberta simétrico. Ela também serve de base para o projeto do diplexador por ressoadores quadrados espiralados proposto e construído nesta tese.

A geometria triangular, por possibilitar mais configuração de acoplamento entre os ressoadores do que a geometria quadrada, foi também investigada. Propusemos, então, o ressoador triangular espiralado [23], até então não publicado na literatura. Investigamos o desempenho dessa nova geometria de ressoador e comparamos seu desempenho com o do ressoador triangular de malha aberta convencional (não espiralado) que foi a geometria básica a partir da qual espiralamos a do ressoador proposto. Esses ressoadores foram investigados em projeto de filtros de dois [24] e de três polos [25]. Os filtros de dois polos foram, também, realizados e testados, o que será visto no Capítulo 5.

4.2 O Filtro *comblin*e em extrutura coaxial

4.2.1 O filtro *comblin*e

Os filtros *comblin*e (as linhas acopladas lembram um pente) são filtros passa-faixa, inicialmente concebidos e publicados por Matthaei, Young e Jones [12]. Operando numa faixa de frequências de 100 MHz a 20 GHz, são os filtros mais comumente utilizados em muitos sistemas de comunicações e em outras aplicações de micro-ondas por exibirem bom desempenho, linearidade, baixas perdas, e boa resposta diante de sinais espúrios.

A. Descrição

A estrutura dos filtros *comblin*e consiste numa série de ressoadores TEM de seção transversal circular ou retangular. A largura de banda e seu desempenho dependem do

comprimento do ressoador, da distância entre eles, do acoplamento entre ressoadores vizinhos e da separação dos ressoadores ao plano de terra. Sua topologia é ilustrada na Figura 4.22. As linhas de 1 a n têm uma das extremidades curto-circuitada com a estrutura metálica do dispositivo e a outra, terminada por um capacitor. Cada ressoador tem, a princípio, comprimento físico $\lambda_0/4$, onde λ_0 é o comprimento de onda de operação, e o acoplamento entre os ressoadores vizinhos é predominantemente indutivo. Caso não existissem os capacitores e as linhas fossem também aterradas nessas extremidades, não teríamos ressoadores e, portanto, não haveria bandas de passagem da estrutura; ou seja, todas as frequências passariam. As linhas 0 e $n + 1$ não são ressoadores; elas são as linhas de alimentação conectadas às linhas externas de admitância característica $Y_a = Y_b$.

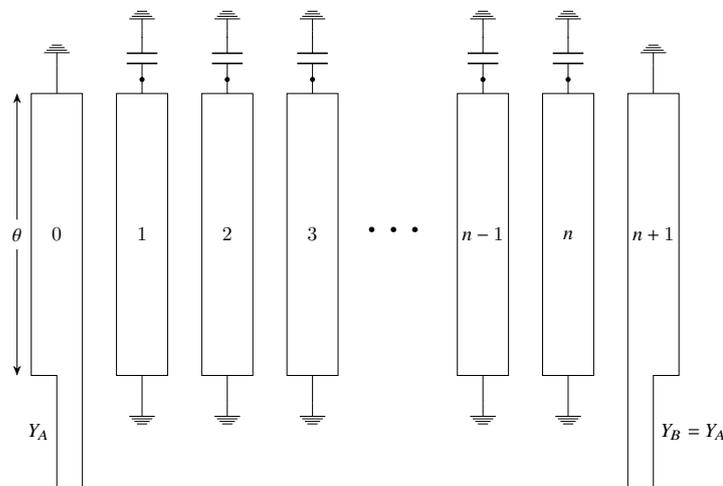


Figura 4.22: O filtro passa-faixa *comblines*.

Consideremos um dos ressoadores do filtro, ilustrado na Figura 4.23a. Como ele tem comprimento $\lambda_0/4$ na frequência de ressonância, conectando-se um capacitor na extremidade A, as impedâncias nos pontos A e B são mostradas no Diagrama de Smith da Figura 4.23a. Para levar a impedância do ponto A à impedância de um circuito aberto no Diagrama, o comprimento original da linha de $\lambda_0/4$ precisa ser reduzido. Assim o novo trecho de linha conectado ao capacitor corresponde a um ressoador de $\lambda_0/4$ com uma das extremidades em circuito aberto e a outra em curto-circuito. A redução aplicada a todas as outras linhas do filtro leva a uma redução também nas suas dimensões. Isso é uma das características que torna o filtro *comblines* atrativo.

O circuito que melhor representa um ressoador do filtro *comblines* é o *RLC* paralelo, indicado na Figura 4.23c. O fator de qualidade sem carga é dado por $Q_0 = \omega_0 RC$ em que R envolve perdas ôhmicas e dielétricas. Reduzindo-se o comprimento das seções de linha (menor do que $\lambda_0/4$), reduz-se R e, portanto, o fator de qualidade Q_0 , o que compromete a perda de inserção do filtro. A redução deve ser feita em níveis toleráveis para o bom desempenho da resposta desejada. As equações e procedimentos do projeto para o filtro *comblines* originariamente propostos por Matthei Matthaei, Young e Jones [12] já não são

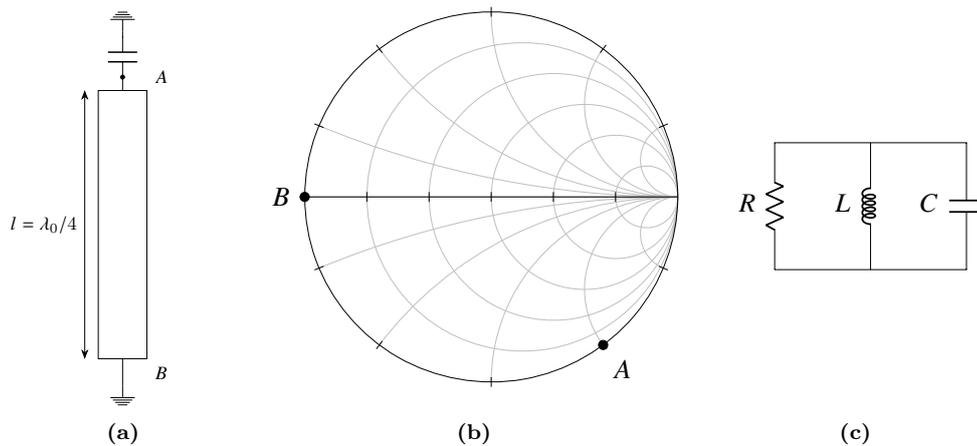


Figura 4.23: Um ressonador do filtro *comblime* da Figura 4.22 (a); o Diagrama de Smith ilustrando as impedâncias dos pontos *A* (seção de $\lambda_0/4$ mais o capacitor) e *B* (curto-circuito) (b); e o circuito tanque *RLC* paralelo representativo do ressonador (c).

mais seguidos. Como o sinal que se propaga pela estrutura o faz por acoplamento entre os ressoadores vizinhos, a teoria de acoplamento é modernamente preferível. É esse o procedimento adotado nesta tese. Muitos filtros *comblime* são construídos para uma frequência central fixa de operação e muitos outros são eletronicamente ou mecanicamente sintonizáveis. Os primeiros se utilizam de varactores situados entre as extremidades dos ressoadores e a parede metálica que funciona como terra do circuito. Os segundos se utilizam de parafusos enroscados na parede lateral perpendicular aos ressoadores e funcionam como capacitores variáveis.

B. Projeto do filtro

Como exposto acima, a Teoria geral de acoplamento se presta modernamente para o projeto de filtros *comblime*. As dimensões dos ressoadores são, portanto, obtidas com a extração dos coeficientes de acoplamento e dos fatores de qualidade externos. Isto é, o comprimento dos ressoadores das extremidades do filtro e o espaçamento entre cada um deles e suas respectivas linhas de alimentação (condutor central do conectores SMA) são obtidos pela extração dos fatores de qualidade externos. O espaçamento entre os demais ressoadores, bem como seus comprimentos, são obtidos com a extração dos coeficientes de acoplamento.

A extração do fator de qualidade externo: A Figura 4.24 mostra em perspectiva, sob dois diferentes ângulos de visão, a estrutura utilizada para a extração do fator de qualidade externo de um filtro coaxial *comblime*. Ela contém um único ressonador e encontra-se alimentada por dois conectores do tipo SMA. O primeiro deles (ver Figura 4.24a) apresenta condutor central de comprimento igual ao que será usado para alimentar o filtro fabricado. É com esse condutor que se extrai o fator de qualidade externo em função do espaçamento em relação ao ressonador, que terá, assim, seu comprimento determinado.

O segundo conector, que teve comprimento do condutor central reduzido, encontra-se a uma maior distância do ressoador para que tenha um baixo acoplamento entre ele e essa linha de alimentação. A estrutura constitui, portanto, uma configuração de carga única mas com duas portas de alimentação para se extrair Q_e pela perda de transmissão conforme brevemente discutido no Capítulo 3, e que será ilustrado mais a diante. A Figura 4.24b mostra a posição em relação ao eixo z em que o ressoador, de espessura W_R em ambas as direções y e z , é fixado na parede lateral da estrutura. Esta com profundidade $3W_R$. A Figura 4.25 mostra a vista superior da parte interna da estrutura ilustrando suas dimensões.

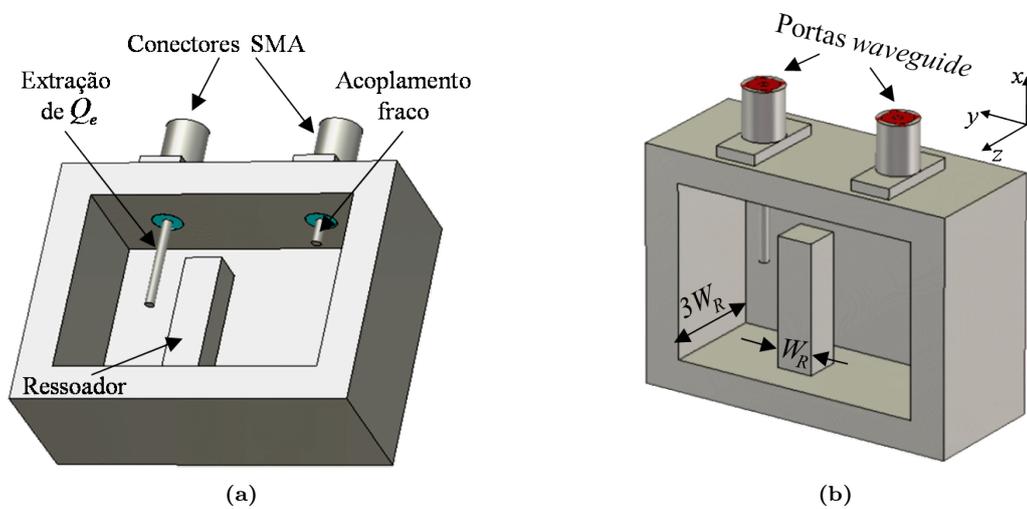


Figura 4.24: Esquema utilizado para a extração do fator de qualidade externo no ressoador de entrada/saída de um filtro coaxial *comblime*. A estrutura é mostrada em dois diferentes ângulos de visão: (a) posição mostra o pino central de cada conector.

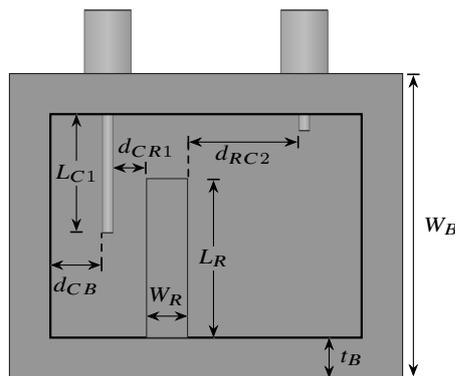


Figura 4.25: Vista superior da parte interna da estrutura ilustrada na Figura 4.24.

A distância entre o condutor central que é a extensão do pino central do conector de alimentação e a parede lateral da estrutura metálica é fixa e mede d_{CB} ; a uma distância variável d_{CR1} , encontra-se o ressoador de comprimento L_{R1} . Ele é precisamente o primeiro dos demais a compor o filtro coaxial *comblime* que se deseja projetar. A uma distância fixa d_{RC2} do ressoador, encontra-se o segundo conector. Ele teve seu comprimento reduzido para

cerca de $1/4$ do comprimento do condutor central que alimenta o ressoador. O comprimento deste segundo condutor, bem como a distancia d_{CR2} formam o esquema do ressoador com carga única. Esses valores são obtidos de forma análoga ao que foi discutido para os critérios de convergência necessários para a extração de k das estruturas de microfita. Neste caso, a extração do fator de qualidade externo se dá, portanto, pela largura de banda em -3 dB da resposta de $|S_{21}|_{\text{dB}}$. Assim, conforme discutimos no Capítulo 3, o fator de qualidade externo é extraído, conforme (3.133), por:

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f_{3\text{dB}}}, \quad (4.17)$$

em que fizemos $\omega_0 = 2\pi f_0$. A Figura 4.26 mostra a perda de transmissão obtida para o esquema da Figura 4.25 com $W_B = 37,5$ mm, $t_B = 5$ mm, $W_R = 5$ mm, $L_{C1} = 12,9$ mm, $d_{CB} = 6,35$ mm, $d_{CR2} = 10,85$ mm, $d_{CR1} = 4,09$ mm e $L_R = 19,57$ mm.

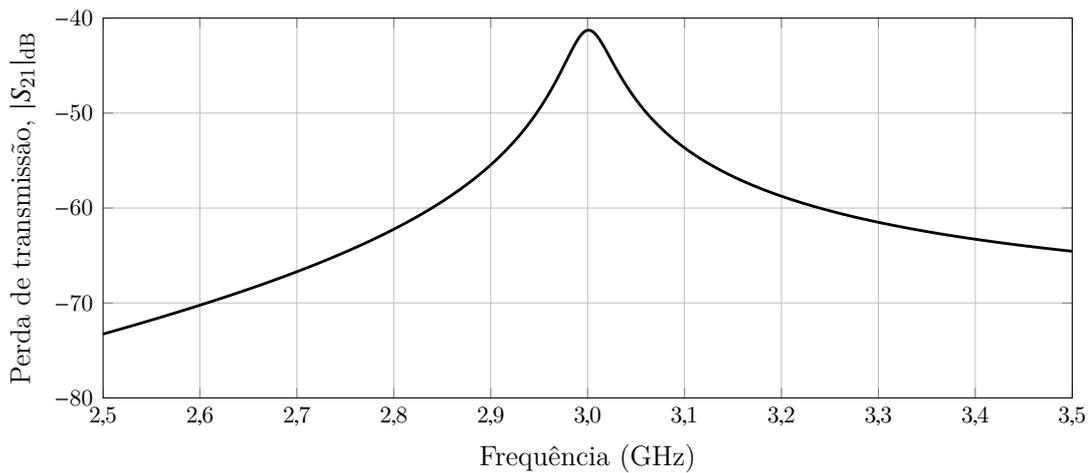


Figura 4.26: Perda de transmissão $|S_{21}|_{\text{dB}}$ para o esquema da Figura 4.25 obtida com $d_{CR1} = 4,09$ mm e $L_R = 19,57$ mm.

Variando d_{CR1} , extraímos de cada curva de $|S_{21}|_{\text{dB}}$ os valores de frequência nos pontos de -3 dB, bem como o da frequência de ressonância f_0 . Com o uso de (4.17), obtém-se, então, a curva de Q_e ilustrada na Figura 4.27.

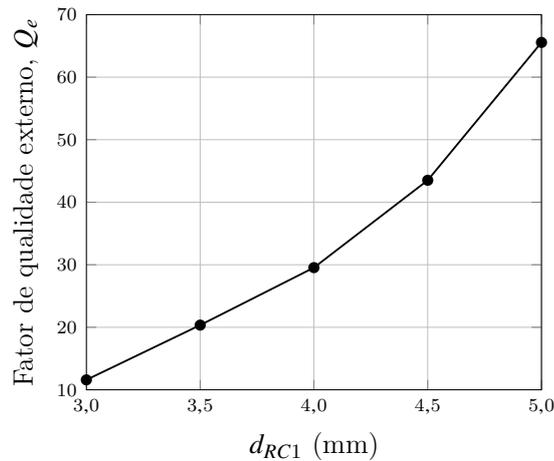


Figura 4.27: Curva extraída para o fator de qualidade externo do esquema da Figura 4.25 em função do espaçamento d_{CR1} .

A extração dos coeficientes de acoplamento: A Figura 4.28 mostra, sob duas perspectivas diferentes, a estrutura 3D de um par de ressoadores acoplados para a extração dos coeficientes de acoplamento de um filtro coaxial *comblin*e. Como ilustrado na Figura 4.28a, os condutores internos dos conectores SMA apresentam comprimento reduzido e encontram-se afastados o bastante dos ressoadores para atender ao critério de baixo acoplamento entre os ressoadores e as linhas de alimentação, necessário na extração dos coeficientes de acoplamento. A Figura 4.29 mostra a vista superior da parte interna da estrutura coaxial, ressaltando as dimensões importantes na extração de k . As outras dimensões são as mesmas já mencionadas para o caso das extração de Q_e .

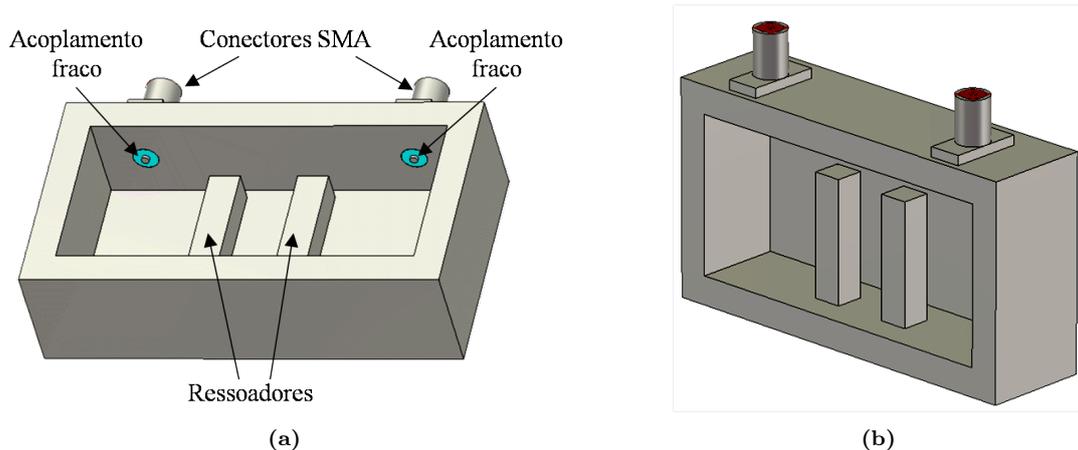


Figura 4.28: Esquema utilizado para a extração do coeficiente de acoplamento entre os ressoadores de um filtro coaxial *comblin*e.

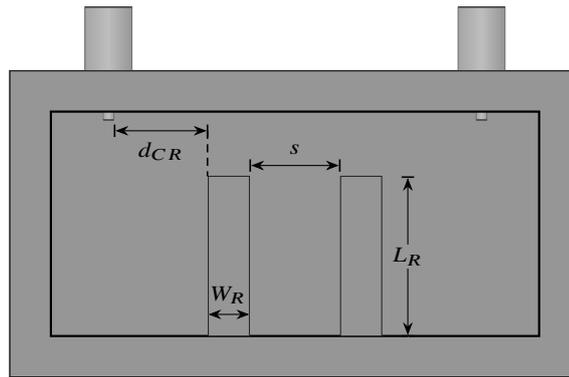


Figura 4.29: Vista superior da parte interna da Figura 4.28.

A Figura 4.30 ilustra a perda de transmissão obtida para a estrutura coaxial da Figura 4.29, com $d_{CR} = 11,496$ mm, $L_R = 21,434$ mm e $s = 9,306$ mm. Considerando diferentes valores do espaçamento s entre os ressoadores, extraímos as frequências de pico da correspondente curva de $|S_{21}|_{dB}$ e calculamos, segundo (4.13), os coeficientes de acoplamento que resultam na curva da Figura 4.31.

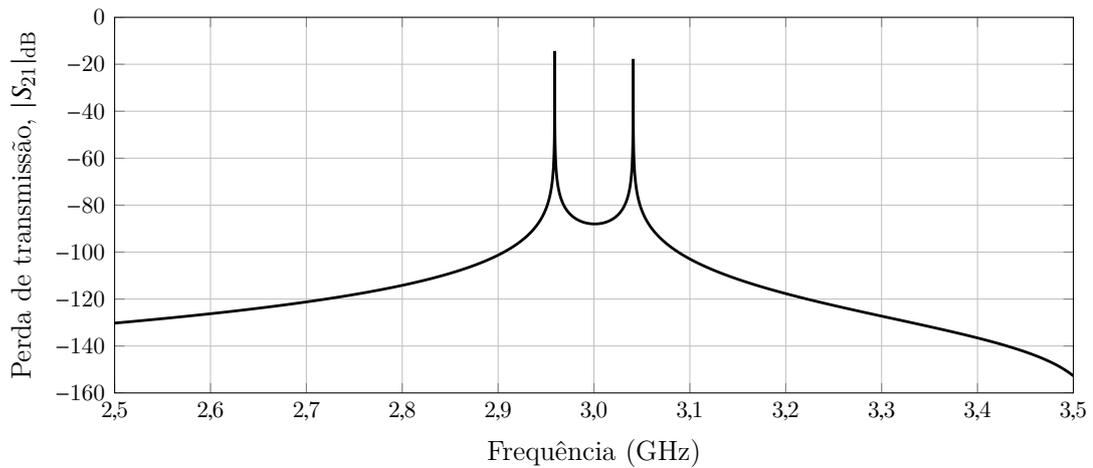


Figura 4.30: Perda de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ do esquema de acoplamento da Figura 4.29 obtida com $s = 9,306$ mm e $s = 21,434$ mm.

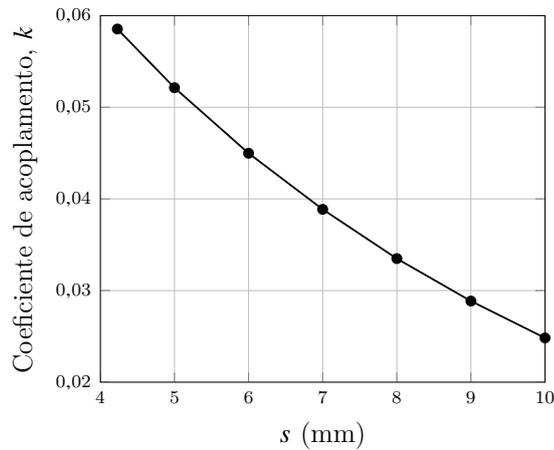


Figura 4.31: Curva de acoplamento obtida para o par de ressoadores da Figura 4.29 em função do espaçamento s entre eles.

4.3 Reconfiguração de dispositivos de microfita

Esta seção mostra de forma genérica o princípio utilizado para a reconfiguração de filtros e diplexadores por ressoadores acoplados. Para ilustrar o procedimento envolvido na reconfiguração, usamos o ressoador do tipo quadrado de malha aberta da Figura 4.20, que é a geometria básica utilizada para modelar os ressoadores dos dispositivos reconfiguráveis apresentados no Capítulo 5. Capítulo 5.

4.3.1 Reconfiguração de um filtro

Reconfigurar um dispositivo significa realizar alterações em sua geometria de forma que a nova resposta atenda a características desejadas como largura de banda, frequência de operação etc. Consideremos o filtro de dois polos da Figura 4.32a, que chamaremos de versão original. Para esta tese, desejamos que a resposta correspondente à perda de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ se desloque em frequência para a direita, alterando a frequência central de operação de f_{01} para f_{02} . Para isso, o comprimento de cada ressoador deve ser reduzido igualmente de um mesmo valor ℓ , dimensão esta convenientemente escolhida. A Figura 4.32b mostra o filtro com sua nova geometria e a Figura 4.33, a resposta simbólica de $|S_{21}|_{dB}$ para o filtro original e o modificado. Para que a nova resposta ainda atenda às características desejadas, o coeficiente de acoplamento e o fator de qualidade externo, que naturalmente se alteram, não podem desviar-se muito do tolerável.

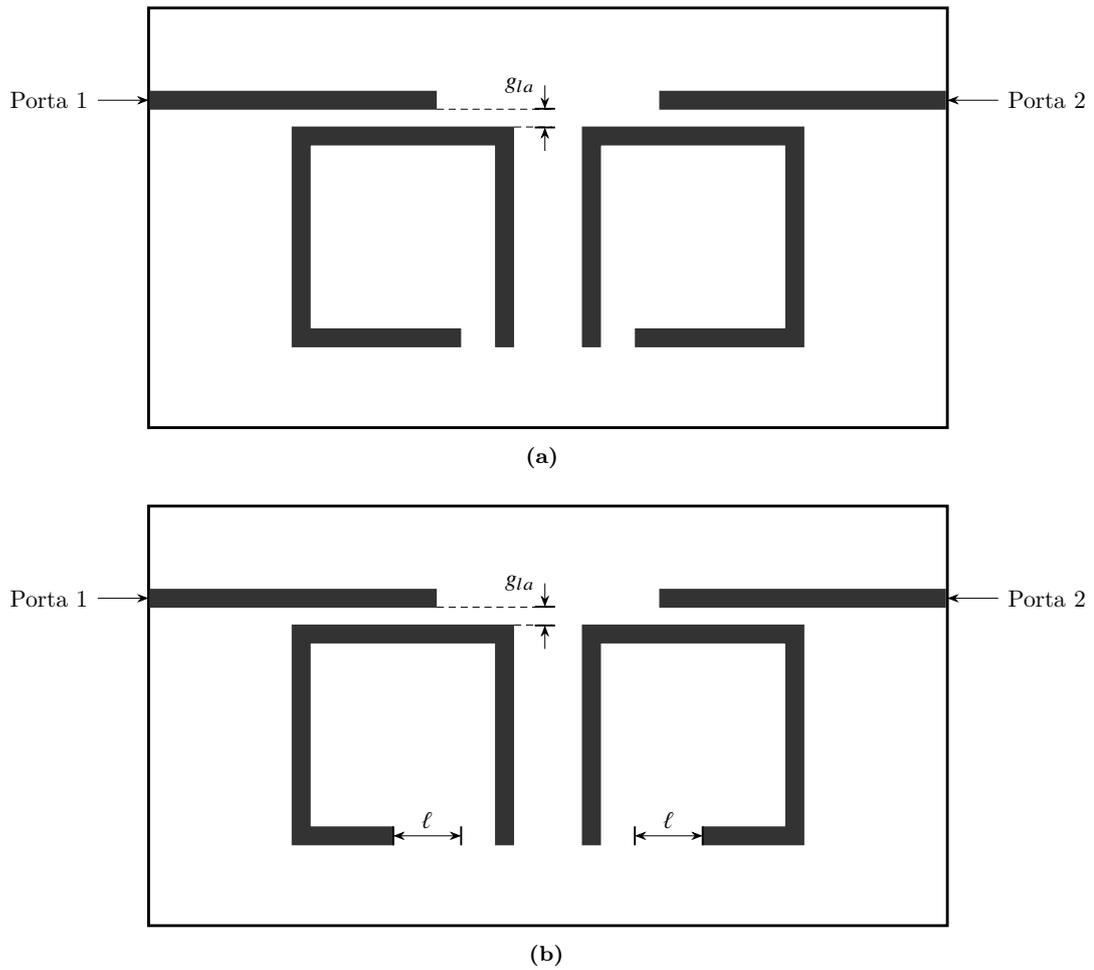


Figura 4.32: Exemplo ilustrativo para o *layout* de um filtro de dois polos.
(a) Geometria original. (b) Geometria modificada.

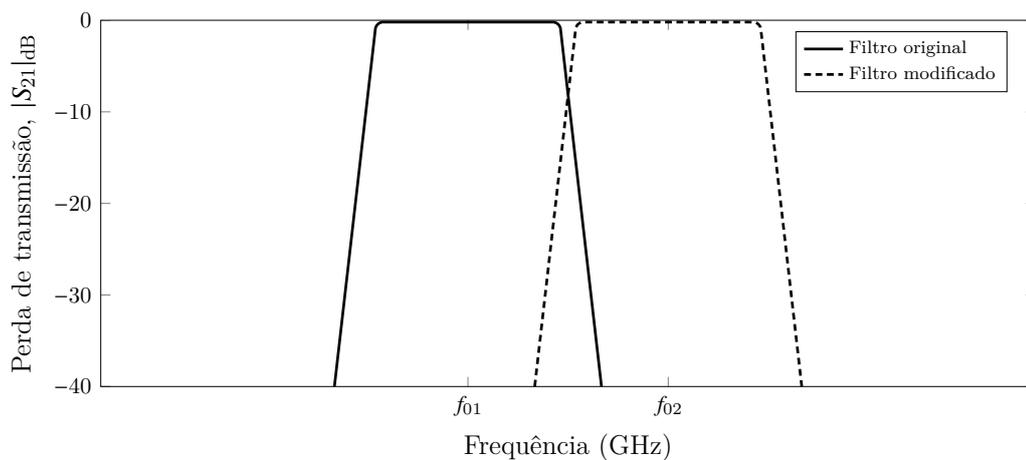


Figura 4.33: Perda de transmissão simbólica para os filtros da Figura 4.32.

A redução no comprimento dos ressoadores é aqui realizada com uso de diodos PIN, como mostra a Figura 4.34. Quando os diodos estão polarizados diretamente (estado ON), eles conduzem normalmente, o que reproduz o estado original do filtro da Figura 4.32a. Quando inversamente polarizado (estado OFF), a seção de linha de transmissão ℓ é excluída

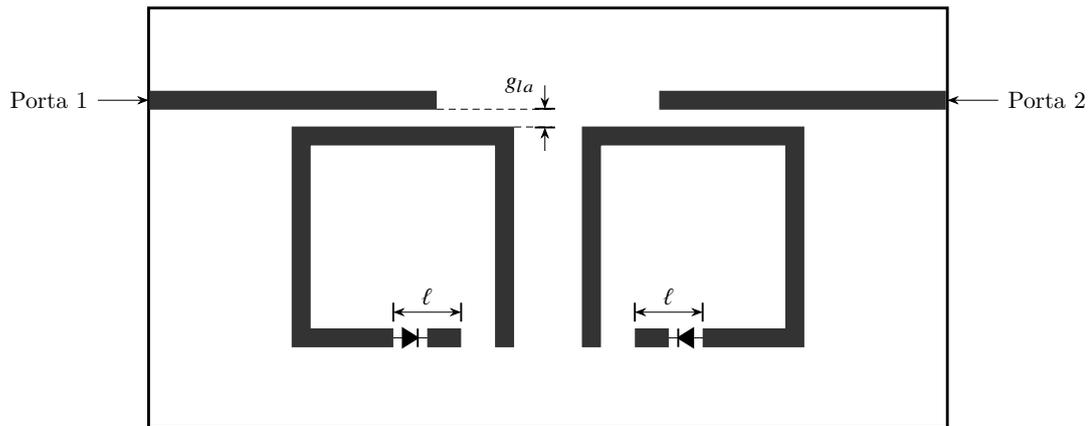


Figura 4.34: Filtro reconfigurável pela introdução de diodos PIN.

eletromagneticamente de cada ressoador, reproduzindo o estado do filtro modificado da Figura 4.32b.

Como será visto no Capítulo 5, a introdução de diodo em cada linha de alimentação, reduzindo-as simultaneamente com a redução do comprimento dos ressoadores, produz significativa melhora no desempenho do filtro reconfigurável.

4.3.2 Reconfiguração de um diplexador

Similarmente ao procedimento descrito para a reconfiguração de um filtro por ressoadores de microfita acoplados, ilustramos o exemplo de um possível *layout* para um diplexador de quatro ressoadores, e sua reconfiguração também sugerida com uso de diodos PIN é apresentada.

O diplexador original: Seguindo a topologia do diplexador de n ressoadores que foi ilustrado na Figura 3.12, consideremos o diplexador de microfita com geometria ilustrada na Figura 4.35. Os ressoadores, que se encontram enumerados de 1 a 4 no esquema da figura, foram propositalmente desenhados de forma que os dois primeiros possuem lados de mesmo comprimento, e diferente dos demais, já que um diplexador possui necessariamente ressoadores assincronamente sintonizáveis. Ou seja, de acordo com a teoria descrita no Capítulo 3, tanto o ressoador 1, que será alimentado pela porta de entrada (Porta 1), quanto o distribuidor (ressoador 2), devem ser projetados para operar com a frequência central f_0 do diplexador; o ressoador 4, acoplado à linha de alimentação da porta de saída 3, diz respeito à resposta de $|S_{31}|_{dB}$. Logo, corresponde à primeira faixa de frequência do diplexador e, por isso, tem comprimento total maior que o dos ressoadores do tronco (ressoadores 1 e 2); o ressoador 3, por sua vez, encontra-se acoplado à linha de alimentação que dá acesso à porta de saída 2. Deve ter, portanto, comprimento total menor que o dos demais ressoadores, já que está associado à faixa de frequência em que se observa $|S_{21}|_{dB}$ (banda superior de frequência).

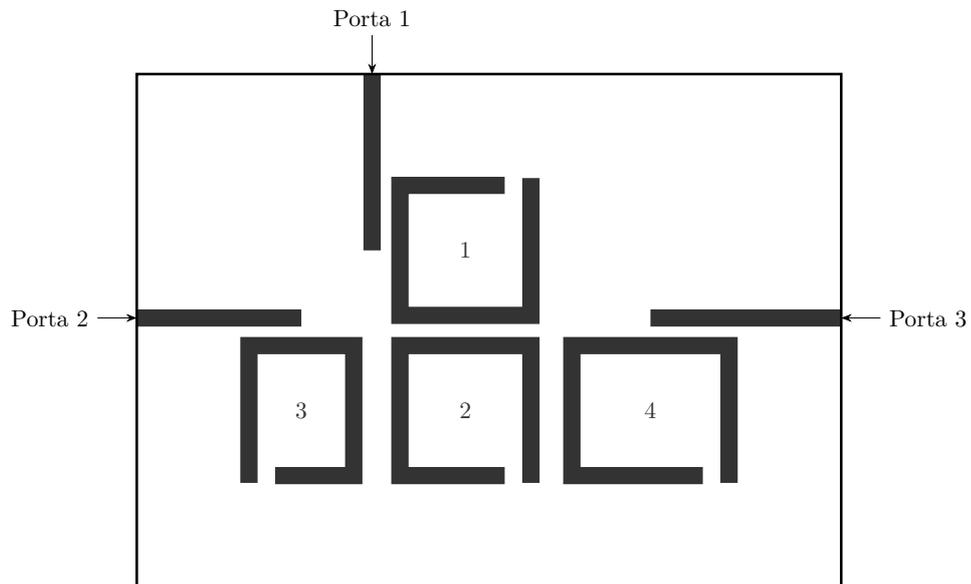


Figura 4.35: Exemplo de topologia de um diplexador de quatro ressoadores de microfita com geometria retangular de malha aberta assimétrico.

O diplexador reconfigurável: A geometria do diplexador ilustrado na Figura 4.35 tem sua versão reconfigurável apresentada na Figura 4.36. A resposta simbólica para a perda de transmissão com os diodos nos estados ON e OFF é ilustrada na Figura 4.37. Assim como mencionado para o caso do filtro, a resposta simbólica correspondente ao estado ON do diodo coincide, a princípio, com a resposta que seria obtida para o diplexador com sua geometria original.

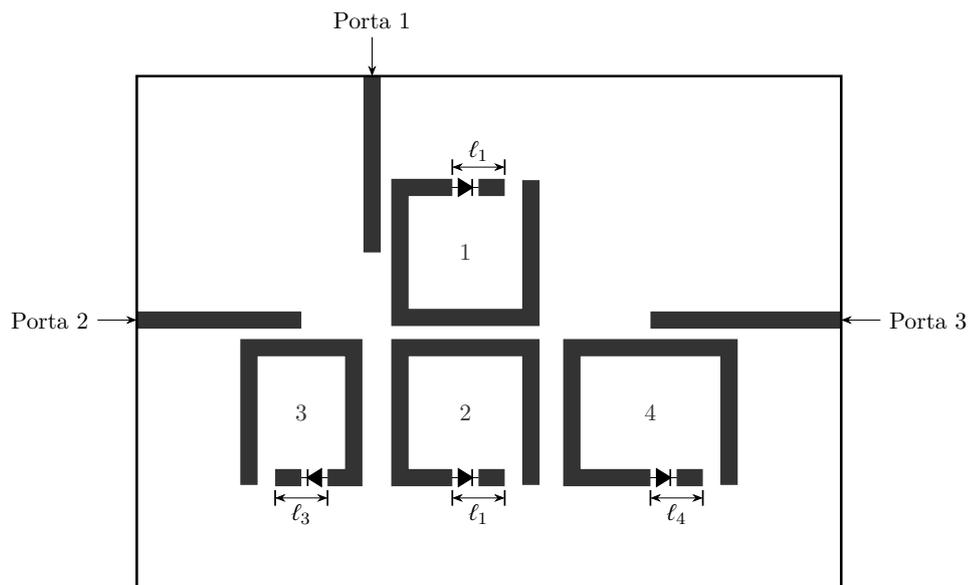


Figura 4.36: Versão reconfigurável do exemplo de diplexador da Figura 4.35.

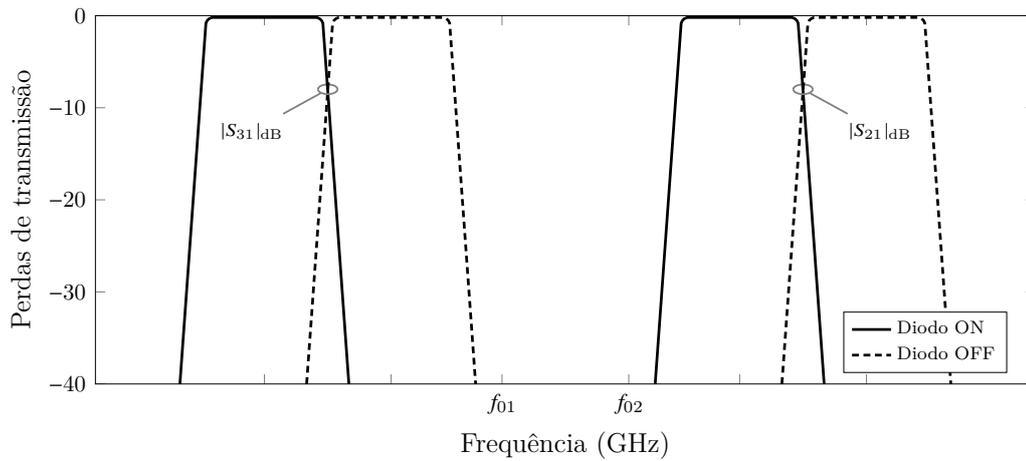


Figura 4.37: Respostas simbólicas para as perdas de transmissão do diplexador reconfigurável com os diodos em seus estados ON e OFF.

As dimensões ℓ_1 , ℓ_2 e ℓ_3 devem ser convenientemente ajustadas de forma a deslocar a frequência central do diplexador e a frequência central de cada uma das bandas dos ramos. Não foi objeto desta tese criar relações de dependência de ℓ_1 , ℓ_2 e ℓ_3 com o deslocamento desejável da faixa de frequência dos sinais de saída do diplexador. Similarmente ao que foi comentado com o exemplo do filtro reconfigurável, diodos podem ser inseridos nas linhas de alimentação para melhorar seu desempenho.

4.4 Roteiro para realização dos dispositivos desta tese

A Figura 4.38 mostra, de forma resumida, os procedimentos para o projeto e construção dos dispositivos desta tese.

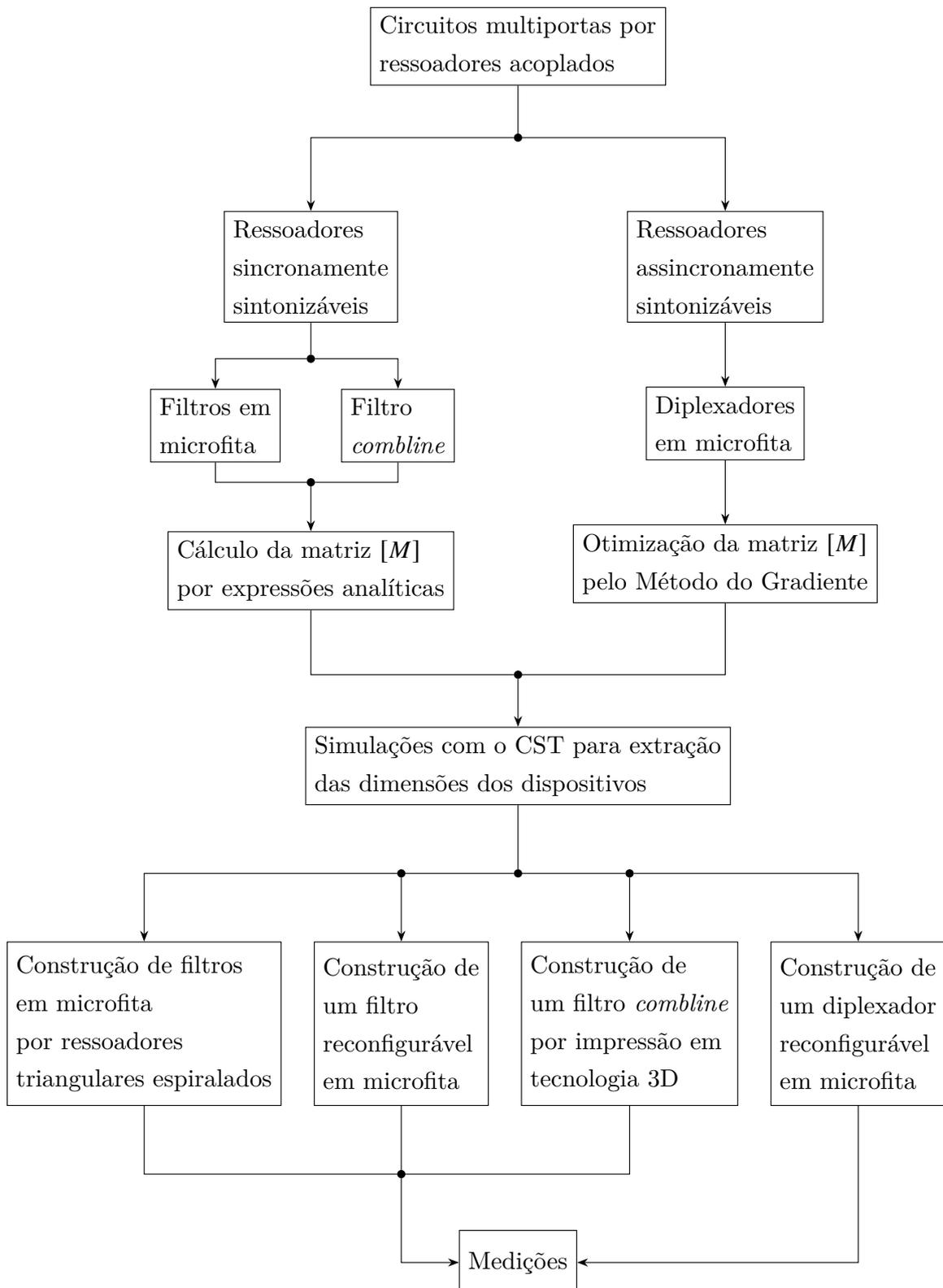


Figura 4.38: Procedimentos para a realização dos dispositivos propostos nesta tese.

4.5 Conclusões

Este capítulo tratou do projeto de filtros e diplexadores em microfita por ressoadores acoplados, bem como do projeto de um filtro *comblin*e em estrutura coaxial. A extração do coeficiente de acoplamento entre ressoadores, bem como do fator de qualidade externo do ressoador de entrada/saída, para dispositivos por ressoadores acoplados em microfita, com o auxílio de um *software* de simulação eletromagnética, foi também descrita em detalhes neste capítulo. Procedimentos de reconfiguração de um filtro de dois polos e de um diplexador de quatro ressoadores, utilizando diodos PIN, foram descritos. Este capítulo em resumo direcionou seu conteúdo para os dispositivos projetados e construídos durante o período da tese cujos resultados das simulações e experimentais encontram-se no Capítulo 5.

5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

5.1 O filtro coaxial *comblin*e em tecnologia de impressão 3D

Esta seção descreve um filtro coaxial *comblin*e de quarta ordem, com resposta Tchebyshev, operando na frequência central de 3 GHz, com largura de banda fracional de 3% e perda de reflexão máxima de -20 dB na banda passante. Essas especificações resultam nos seguintes valores para os elementos normalizados do protótipo de filtro passa-baixas correspondente: $g_0 = 1$, $g_1 = 1,1088$, $g_2 = 1,3062$, $g_3 = 1,7704$, $g_4 = 0,8181$, $g_5 = 1,3554$. Esses valores, por sua vez, levam ao cálculo dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos do filtro: $M_{12} = M_{34} = 0,0273$, $M_{23} = 0,021$, conforme (4.15); e os fatores de qualidade externos $Q_{e1} = Q_{e2} = 31,0467$, conforme (4.16). A alimentação do filtro é feita pela extensão do pino central do conector SMA de entrada. O acoplamento inicial se dá entre esse pino e o primeiro ressoador. O sinal de RF se propaga na estrutura pelo acoplamento, principalmente magnético entre os ressoadores vizinhos. Os ressoadores possuem comprimento de aproximadamente $\lambda_{g0}/4$ onde λ_{g0} é o comprimento da onda guiada do sinal TEM propagante na estrutura cujo *layout* encontra-se descrito na Figura 5.1a. A mesma estrutura é descrita na Figura 5.1b onde se encontram as denominações de suas dimensões planares. O espaçamento $d_{12} = d_{34}$ é obtido pela extração do coeficiente de acoplamento $M_{12} = M_{34}$, com $L_{R1} = L_{R2}$ e d_{23} , com $L_{R2} = L_{R3}$ (por simetria) pela extração de M_{23} . A distância entre o pino de alimentação de entrada e o primeiro ressoador d_{CR1} , igual a d_{CR4} , por simetria, bem como o comprimento $L_{R1} = L_{R4}$ são obtidos com a extração do fator de qualidade externo Q_e , como descrito no Capítulo 4. Essas dimensões internas iniciais são então otimizadas no CST para a obtenção da resposta em frequência final desejada. A comparação entre os valores iniciais das dimensões internas descritas na Figura 5.1b e as otimizadas estão mostradas na Tabela 5.1.

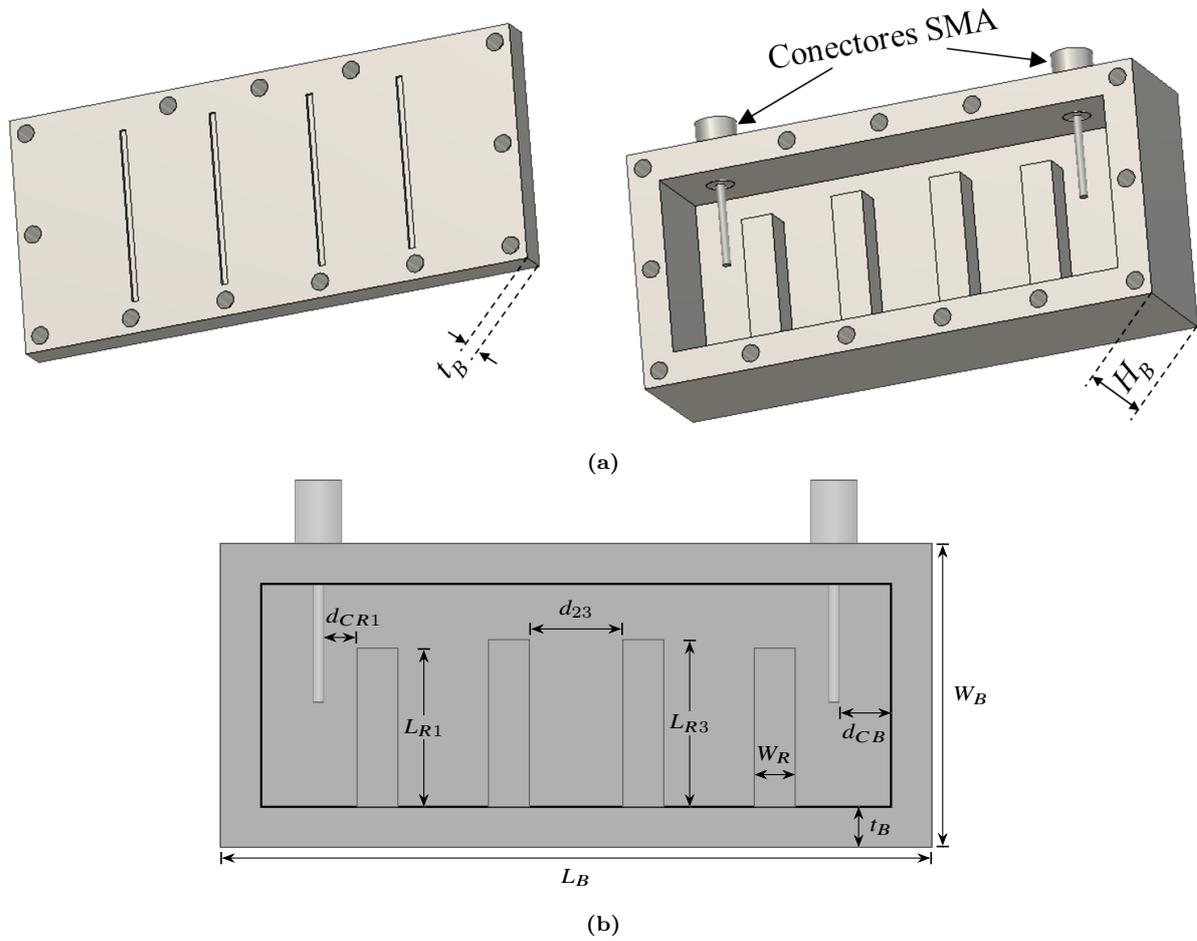


Figura 5.1: Estrutura projetada do filtro *comblime* com $L_B = 81,86$ mm, $W_B = 37,5$ mm, $H_B = 20$ mm, $t_B = 5$ mm, $W_R = 5$ mm e $d_{BC1} = d_{BC2} = d_{BC} = 6,35$ mm. (a) Vista em perspectiva ilustrando os quatro ressoadores juntamente com os condutores internos dos conectores SMA e (b) vista superior da parte interna do filtro ilustrando as dimensões planares.

Tabela 5.1: Comparação entre as dimensões internas do filtro projetado (antes e depois da otimização no CST) e do filtro fabricado.

Dimensões do filtro	Projetado (mm)		Medição (mm)
	Antes da otimização	Após a otimização	
$L_{R1} = L_{R4}$	19,57	20,58	20,64
$L_{R2} = L_{R3}$	20,62	21,54	21,44
$d_{12} = d_{34}$	11,09	9,67	9,72
d_{23}	11,46	10,90	11,00
$d_{RC1} = d_{RC4}$	4,09	3,15	3,00

Resultados de simulação para o filtro projetado (com as dimensões iniciais e as otimizadas) se encontram no gráfico da Figura 5.2, considerando *Perfect Electric Conductor* (PEC) o condutor utilizado. A concordância das curvas descritas mostra terem sido os coeficientes de acoplamento e fator de qualidade externo extraídos com razoável precisão.

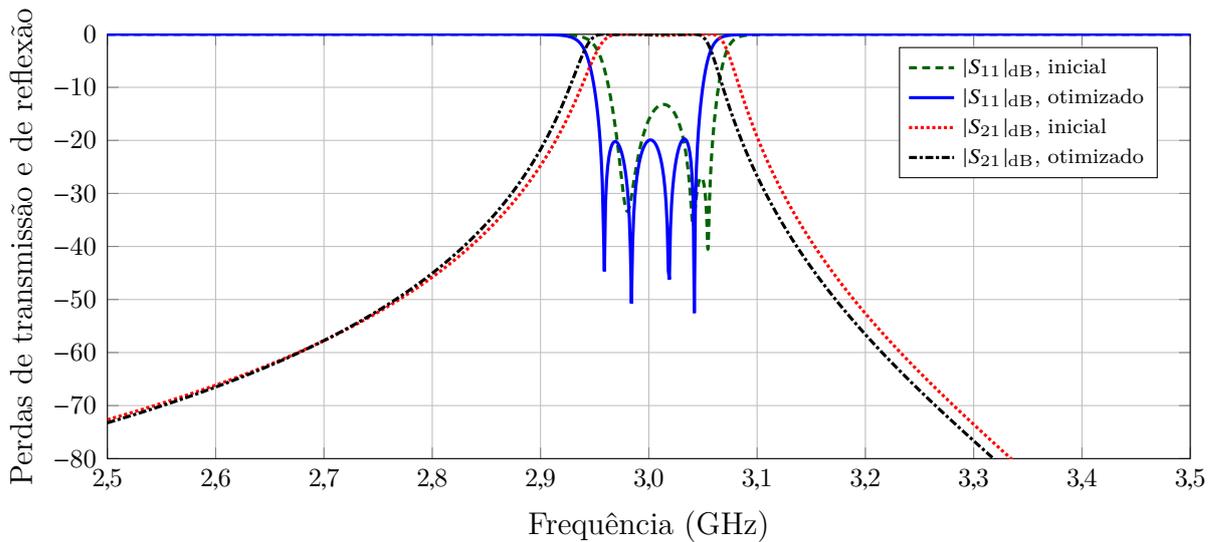


Figura 5.2: Resultados de simulação para o filtro projetado no CST, com metal PEC em vez de cobre, antes e depois da otimização de suas dimensões internas.

A resposta em frequência obtida das simulações no CST do filtro projetado com suas dimensões otimizadas, considerando PEC o metal utilizado, em comparação com a resposta ideal calculada com a matriz $[A]$ é ilustrada na Figura 5.3. Os resultados mostram uma boa concordância; ambas as respostas mostram quatro zeros de reflexão precisamente posicionados.

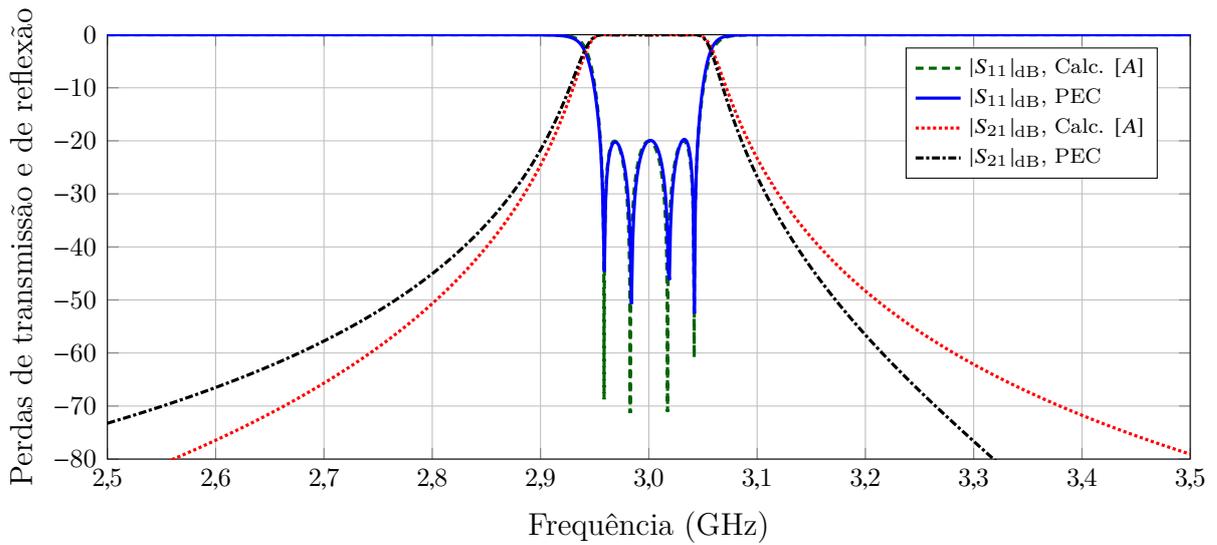


Figura 5.3: Resposta em frequência obtida das simulações no CST do filtro projetado com suas dimensões otimizadas, considerando PEC o metal utilizado, em comparação com a resposta ideal calculada com a matriz $[A]$.

A fotografia do filtro *comblime* é ilustrada na Figura 5.4, e seus resultados experimentais são mostrados na Figura 5.5. A região ampliada da banda passante de $|S_{21}|_{dB}$ indica uma perda de transmissão máxima em torno de 0,23 dB para a simulação e de 0,31 dB para o resultado experimental. Isso corresponde aos valores de fator de qualidade Q de 2873 e 2131, respectivamente. A degradação de Q se deve às imperfeições dos conectores SMA. As curvas apresentam um deslocamento de frequência em torno de 12 MHz, que se atribui às pequenas diferenças entre as dimensões projetadas e as do filtro fabricado. A comparação entre essas dimensões pode se feita a partir dos dados da Tabela 5.1.



Figura 5.4: Fotografia do filtro passa-faixa coaxial *comblime* incluindo o par de conectores SMA.

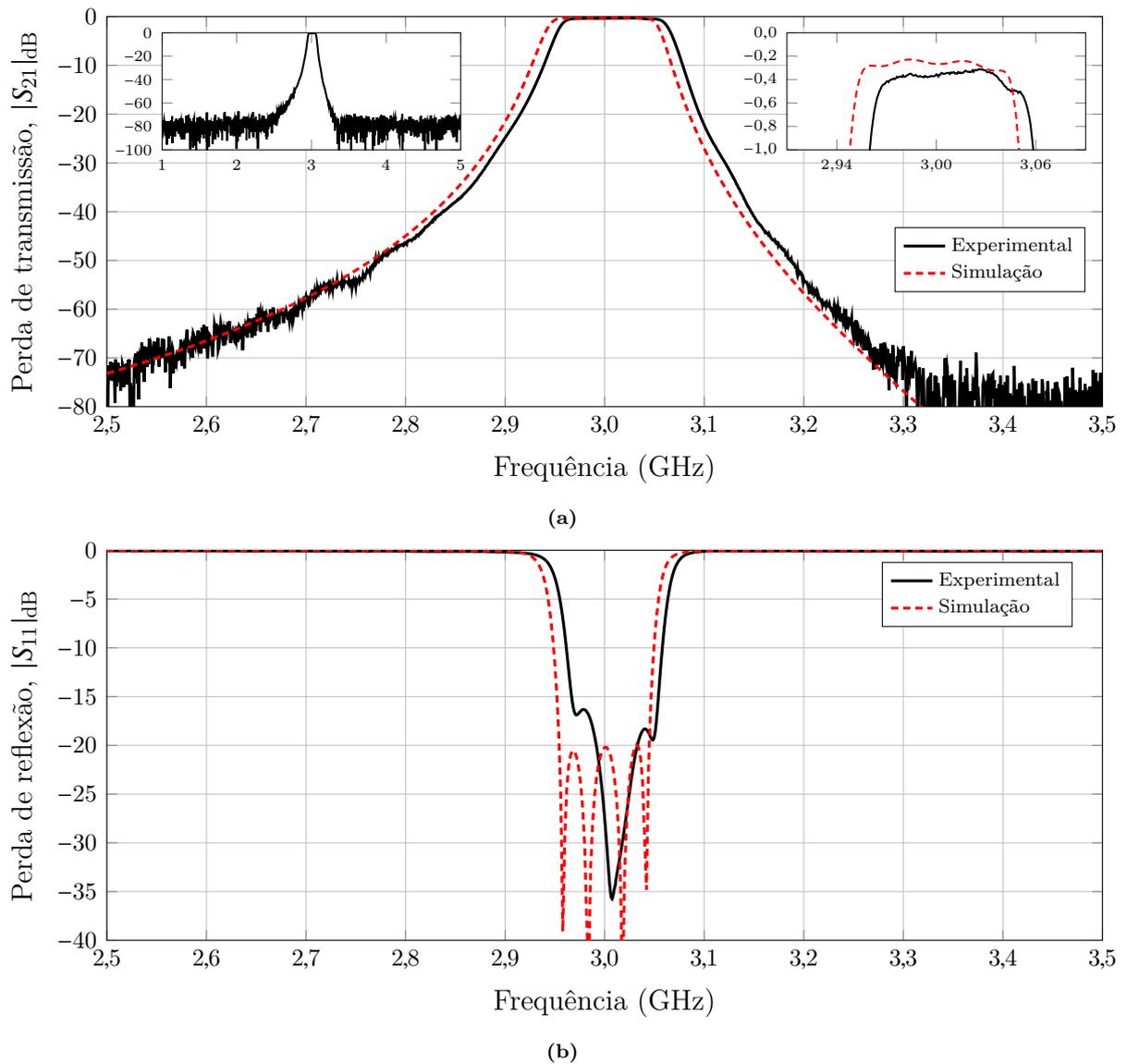


Figura 5.5: Resultados experimentais e de simulação obtidos para o filtro *combline*. (a) A perda de transmissão exibida em três faixas localizadas de frequência. (b) A perda de reflexão. A condutividade do cobre foi utilizada nas simulações.

A massa do filtro sem os conectores e os parafusos de fixação chega a apenas 57 g, o que corresponde a 13% da massa de um filtro de cobre maciço (423 g). Os resultados exibiram excelente concordância com a resposta simulada no CST. O filtro resultou numa estrutura peça única, sem partes destacáveis, o que diminui sensivelmente as perdas, facilitando enormemente o fluxo das correntes na superfície interna.

5.2 O ressoador triangular espiralado

Ressoadores triangulares espiralados foram propostos, utilizados no projeto de filtros e seu desempenho comparado com o do filtro formado por ressoadores triangulares não espiralados. Eles são mostrados na Figura 5.6 na forma de triângulo isósceles em estrutura de microfita. O primeiro (Figura 5.6a) é o ressoador triangular de malha aberta

convencional (não espiralado), aqui chamado de *Triangular Open-loop Resonator* (TOLR), e é a estrutura básica a partir da qual obtemos o ressoador espiralado, *Triangular Spiral Resonator* (TSR), ilustrado na Figura 5.6b. A estrutura de microfita utilizada possui camada dielétrica com espessura de 1,27 mm e constante dielétrica relativa de 10,2. Ambos os ressoadores têm largura de linha $w = 1$ mm e abertura $g = 1$ mm. Para ressonar em uma frequência de 1 GHz, o ressoador triangular não espiralado tem seus catetos medindo 20,02 mm, enquanto que o ressoador espiralado possui catetos com 14,45 mm de comprimento. Quanto maior for o comprimento da espiral, menor deve ser o tamanho dos lados do triângulo para que sua frequência de operação se mantenha fixa. É esse o princípio que utilizamos em busca da redução nas dimensões de dispositivos por ressoadores acoplados espiralados. Para este caso específico a redução na área do ressoador espiralado foi de 48% em relação à do não espiralado.



Figura 5.6: Ressoadores triangulares de microfita. (a) Ressoador triangular de malha aberta original, TOLR. (b) Ressoador triangular espiralado proposto, TSR.

A. Coeficientes de acoplamento

Alguns dos possíveis esquemas de acoplamento formados com os ressoadores triangulares do tipo TOLR são ilustrados na Figura 5.7a e para os do tipo TSR, Figura 5.7b. A análise é feita para ressoadores sincronamente sintonizáveis e portanto o acoplamento entre cada par de ressoadores é calculado por (4.13). As curvas de acoplamento extraídas para esses esquemas são ilustradas na Figura 5.8. Cada gráfico se refere a um esquema de acoplamento entre o par de ressoadores TOLR e o de ressoadores TSR como uma função do espaçamento entre eles. As linhas paralelas tracejadas indicam a faixa de valores do coeficiente de acoplamento para os quais ambos os ressoadores TOLR e TSR apresentam valores de espaçamento s realizáveis.

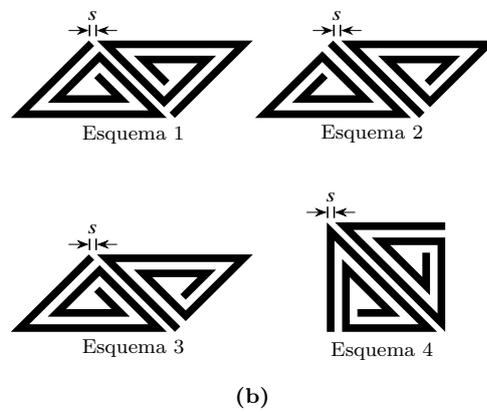
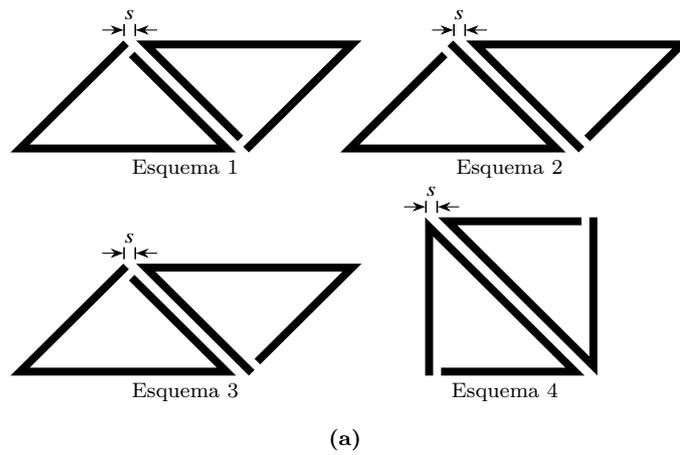


Figura 5.7: Esquemas de acoplamento analisados para os ressoadores triangulares ilustrados na Figura 5.6. (a) TOLR e (b) TSR.

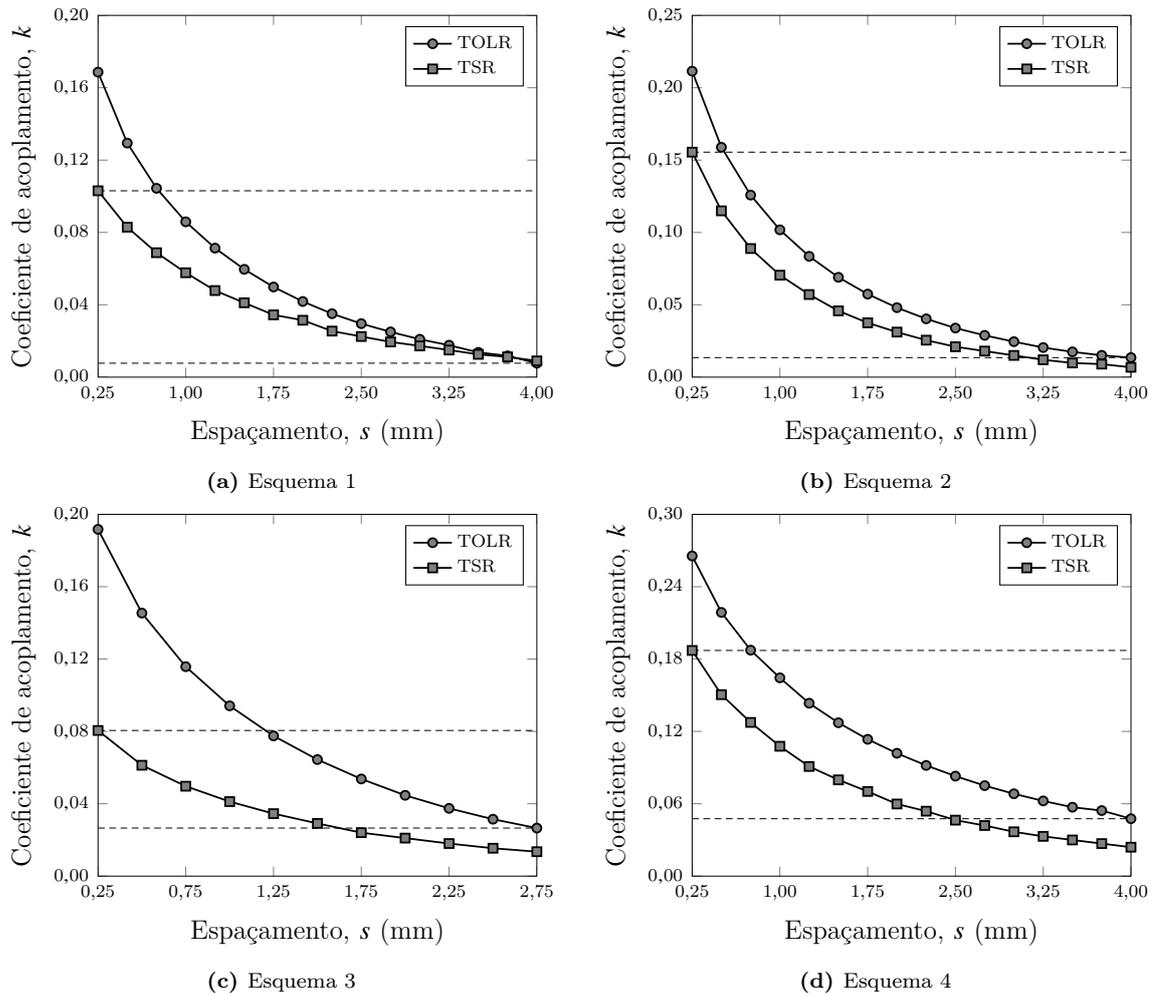


Figura 5.8: Curvas de acoplamento extraídas para os ressoadores TOLR e TSR acoplados de acordo com os esquemas da Figura 5.7.

Comparando os gráficos da Figura 5.8, vemos que, para todos os esquemas, as curvas de acoplamento dos pares de ressoadores do tipo TSR estão abaixo das curvas correspondentes às dos pares de ressoadores TOLR. Isso acontece porque, quando espiralamos os ressoadores, diminuimos a área do fluxo magnético por eles enlaçado. Além disso, como os ressoadores espiralados possuem lados menores que os dos não espiralados para que eles operem na mesma frequência, fica reduzido o comprimento das bordas onde principalmente se dá o acoplamento. De fato, o esquema de acoplamento 4, onde a interface acoplada é a da hipotenusa dos triângulos, é o que apresenta maior acoplamento para ambos os tipos de ressoadores TSR e TOLR. O esquema de acoplamento 3 é o que apresenta menor intervalo de valores do coeficiente de acoplamento com espaçamentos realizáveis para ambos os pares de ressoadores.

B. Fatores de qualidade externos

O esquema de alimentação utilizado para a análise e comparação entre os fatores de qualidade externos dos ressoadores TOLR e TSR (pelo atraso de grupo de S_{11}) é

ilustrado na Figura 5.9. Ou seja, para cada valor da posição t da linha de alimentação dos ressoadores indicados na figura, extraímos Q_e conforme (4.12) e obtivemos, portanto, as curvas de Q_e como uma função de t_{la} para o ressoador TOLR (Figura 5.9a) e TSR (Figura 5.9b).

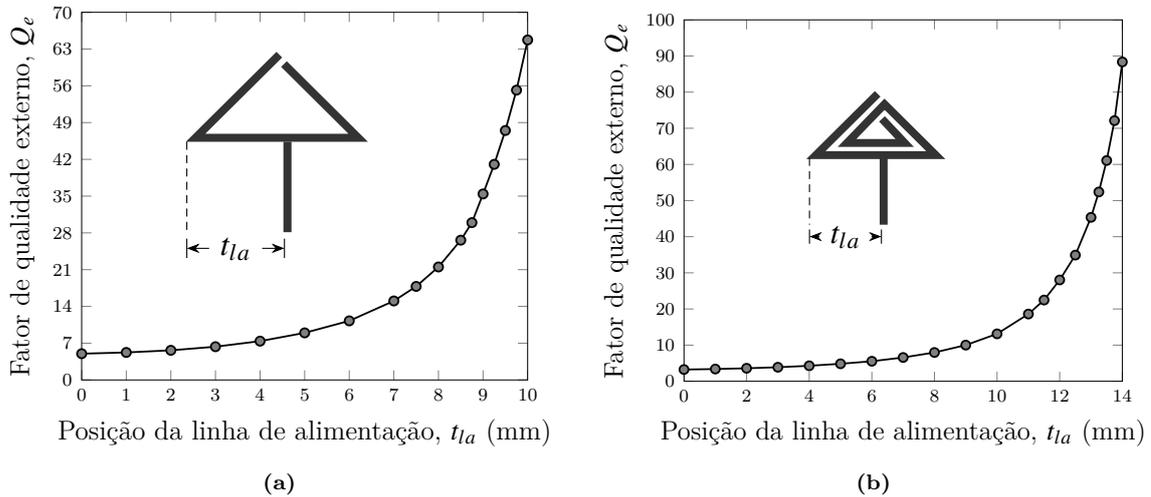


Figura 5.9: Fator de qualidade externo em função da posição da linha de alimentação t_{la} para o ressoador triangular não espiralado (a) e o espiralado (b).

5.2.1 Os filtros de dois polos

Os filtros passa-faixa por ressoadores acoplados espiralados TSR e não espiralados TOLR foram projetados [19, 24] para apresentarem resposta em frequência centrada em torno de 1 GHz, com largura de banda fracional $FBW = 4\%$ e características de Tchebyshev com ondulação de 0,1 dB (ou, equivalentemente, perda de reflexão máxima de $-16,426$ dB na banda passante). Com essas características, obtivemos o coeficiente de acoplamento $M = 0,055$, conforme (4.15), e os fatores de qualidade externos, $Q_{e1} = Q_{e2} = 21,077$, conforme (4.16). O esquema de acoplamento escolhido para projetar os filtros de dois polos é o Esquema 1 das figuras 5.7a e 5.7b cujas curvas de acoplamento extraídas são apresentadas na Figura 5.8a. De acordo com essas curvas de acoplamento, o espaçamento s correspondente ao valor de M calculado segundo as especificações aqui desejadas é de aproximadamente 1,61 mm para o ressoador triangular não espiralado, e de aproximadamente 1,06 mm para o espiralado. Com respeito ao valor de $Q_e = Q_{e1} = Q_{e2}$ calculado, as curvas apresentadas na Figura 5.9 mostram que a posição t_{la} da linha de alimentação para o ressoador não espiralado (Figura 5.9a) deve ser em torno de 7,82 mm, e de 11,1 mm para o espiralado, conforme extraído da Figura 5.9b.

Filtros de dois polos por ressoadores do tipo TOLR e TSR, com *layout* ilustrado na Figura 5.10, foram simulados, fabricados e testados. A Figura 5.11 mostra os resultados de simulação obtidos para a resposta em frequência das perdas de transmissão e de reflexão para ambos os filtros, considerando PEC em vez de cobre como condutor para comparação

com a resposta ideal obtida pelo cálculo da matriz geral de acoplamento $[A]$. As curvas mostram que os filtros apresentam desempenho muito semelhante na banda passante centrada em $f_0 = 1$ GHz e que são muito próximos à resposta obtida pelo cálculo da matriz $[A]$.

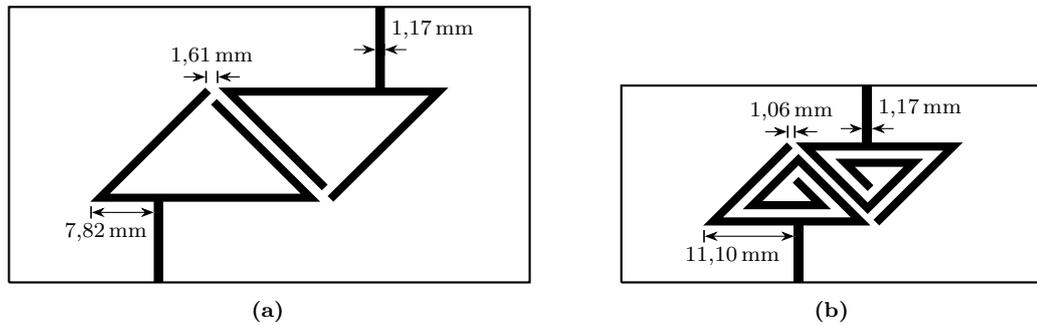


Figura 5.10: *Layout* dos filtros de dois polos por ressoadores do tipo TOLR (a) e TSR (b).

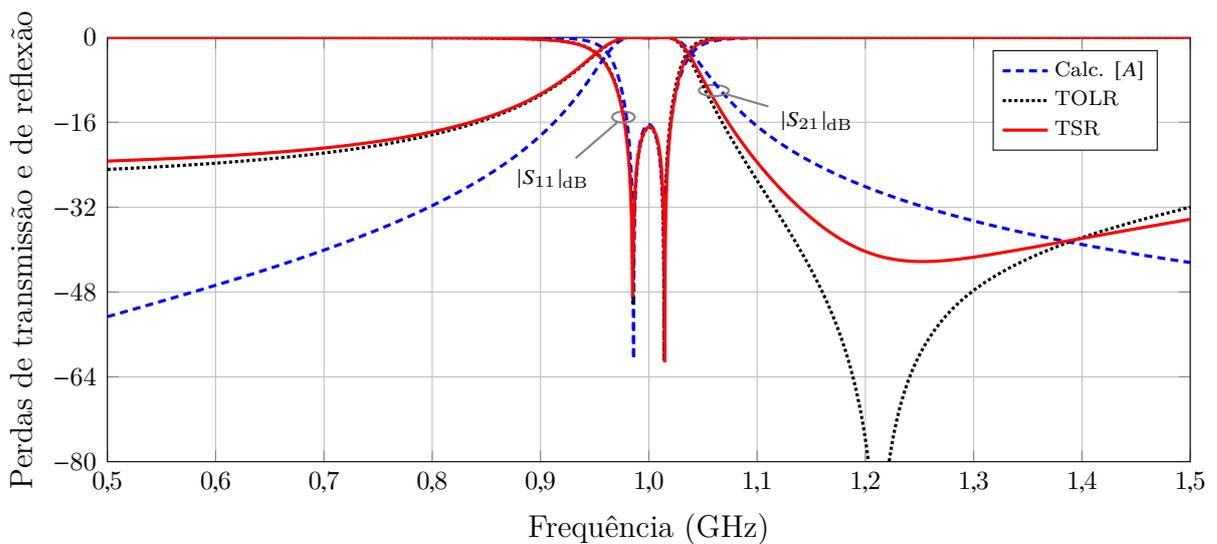


Figura 5.11: Resposta em frequência calculada com o uso da matriz geral de acoplamento $[A]$ e aquela obtida das simulações, com o CST, dos filtros de dois polos com os *layouts* ilustrados na Figura 5.10, considerando PEC em vez de cobre como o condutor utilizado.

Resultados de simulação para os filtros incluindo perdas: A resposta em frequência obtida para os filtros com ressoadores TOLR e TSR considerando agora o cobre como condutor utilizado, com espessura $t = 0,036$ mm e incluindo perdas no dielétrico são mostradas na Figura 5.12.

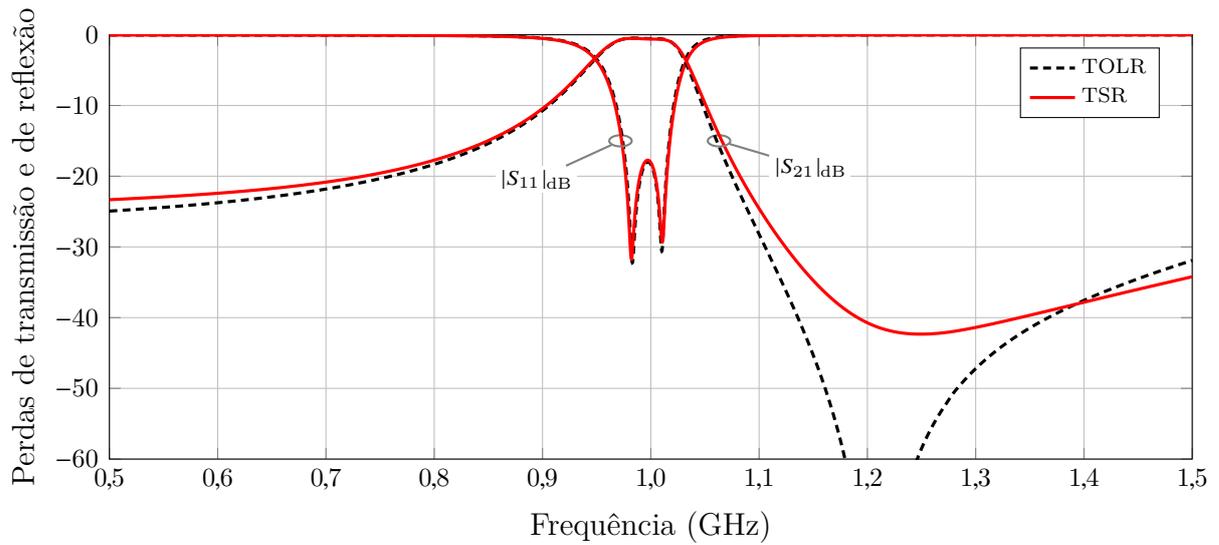


Figura 5.12: Perdas de transmissão e de reflexão, obtidas por simulação com o CST, para os filtros de dois polos com ressoadores TOLR e TSR incluindo as perdas dielétricas, e cobre como condutor, com espessura de $t = 0,036$ mm.

Resultados experimentais: A fotografia dos filtros passa-faixa fabricados com ressoadores TOLR e TSR é mostrada na Figura 5.13, e seus resultados experimentais são apresentados na Figura 5.14.



Figura 5.13: Fotografia dos filtros passa-faixa realizados com TOLR e TSR.

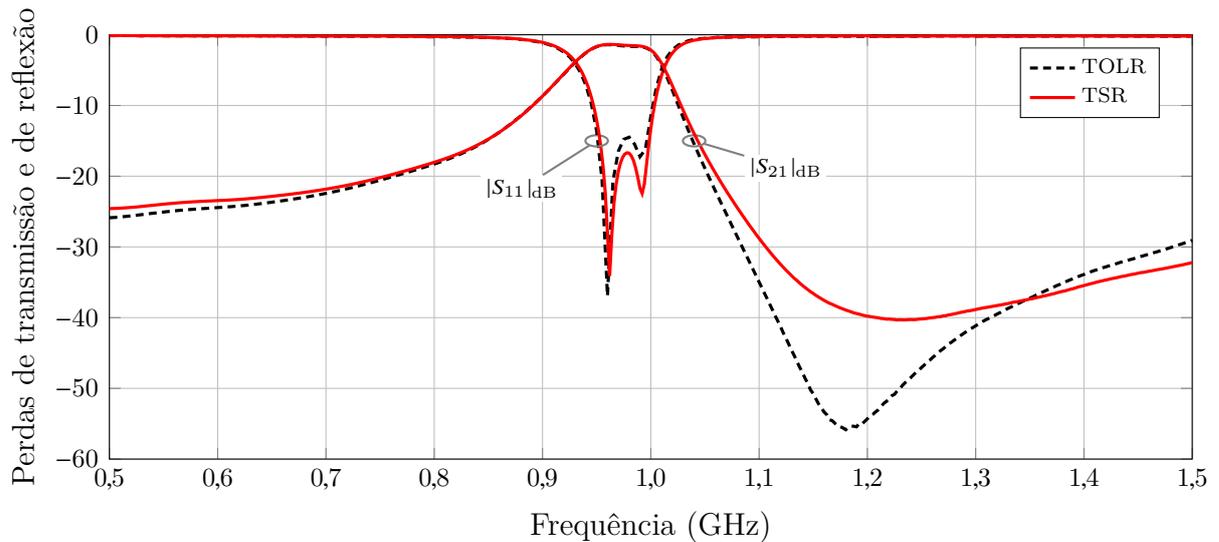


Figura 5.14: Resultados experimentais para as perdas de transmissão e de reflexão dos filtros de dois polos da foto exibida na Figura 5.13.

Pequenas diferenças podem ser observadas na comparação entre resultados de simulação (Figura 5.12) e experimentais (Figura 5.14) da perda de reflexão. O deslocamento em frequência pode ser atribuído aos pequenos desvios no valor da permissividade relativa, e as diferenças relacionadas aos zeros de reflexão são possivelmente devidas a pequenas imperfeições provocadas no o processo de solda dos conectores SMA.

5.2.2 Os filtros de três polos

Filtros de três polos com ressoadores TOLR e TSR, também com características de Tchebyshev, $L_{Rmáx} = -16,426$ dB, $FBW = 3\%$, $\epsilon_r = 10,2$ e $h = 3$ mm, foram projetados e simulados, mas não construídos. A intenção em projetá-los era a de também mostrar a redução alcançada na área do filtro com os ressoadores TSR quando comparada em relação à do filtro com os TOLR. No projeto, os elementos do protótipo do passa-baixas são $g_0 = 1$, $g_1 = 1,0316$, $g_2 = 1,1474$, $g_3 = 1,0316$ e $g_4 = 1$. A Figura 5.15a ilustra o diagrama do filtro com os ressoadores do tipo TOLR (a) e os do tipo TSR (b). A Figura 5.16 ilustra a resposta calculada com o uso da matriz $[A]$, bem como a resposta para os filtros com os ressoadores TOLR e TSR. A Figura 5.17, por sua vez, exhibe a resposta de cada filtro considerando as perdas dielétricas (tangente de perdas igual a 0,023) e no cobre ($t = 0,036$ mm). Observa-se muito boa concordância na banda passante para as duas versões de filtro, para uma redução de 64% na área do espiralado em relação à do não espiralado.

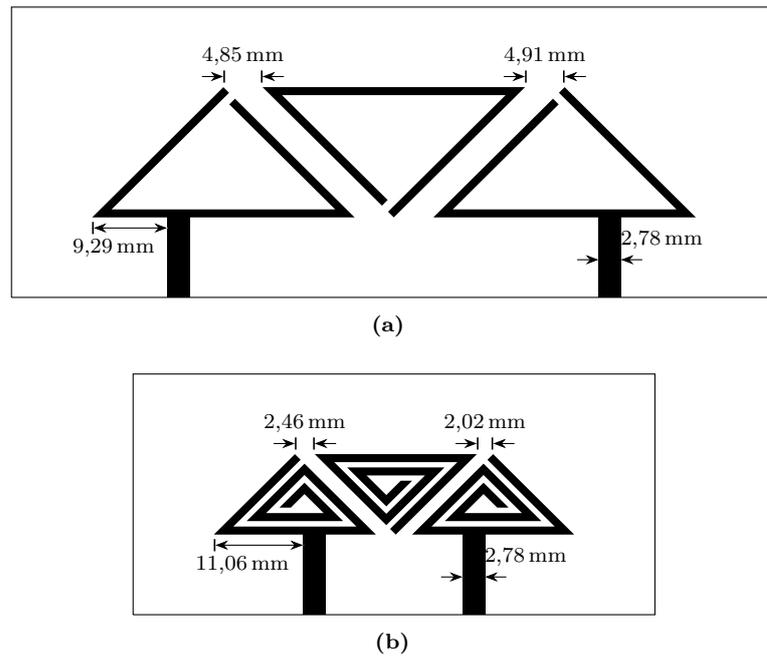


Figura 5.15: *Layout* dos filtros de três polos projetados com ressoadores TOLR (a) e TSR (b).

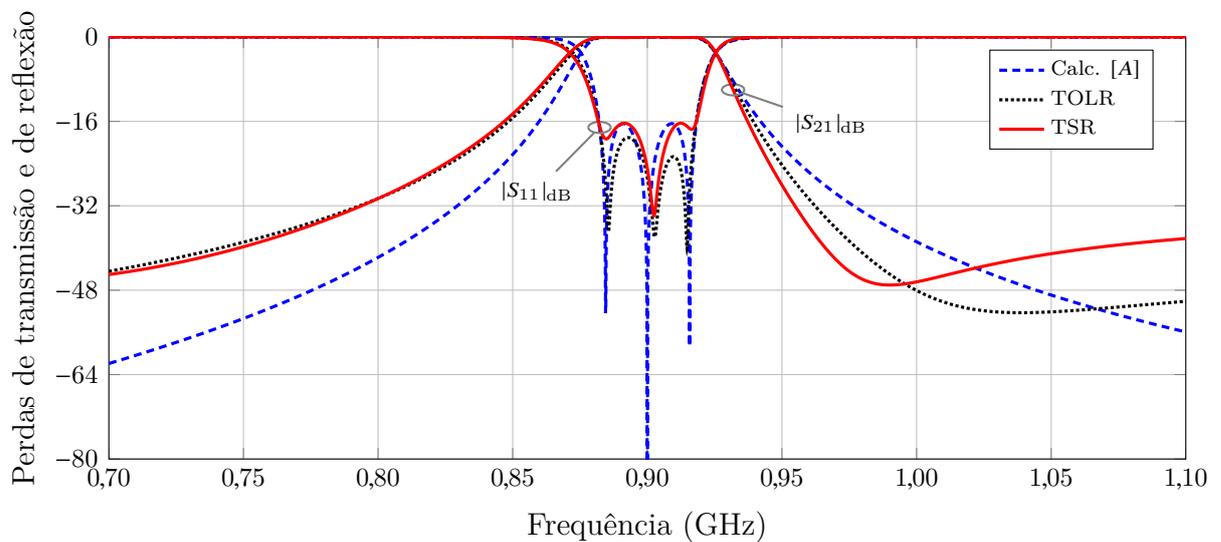


Figura 5.16: Resposta em frequência calculada com o uso da matriz geral de acoplamento [A] e aquela obtida das simulações com o CST dos filtros de três polos com os *layouts* ilustrados na Figura 5.15, considerando PEC em vez de cobre como o condutor utilizado.

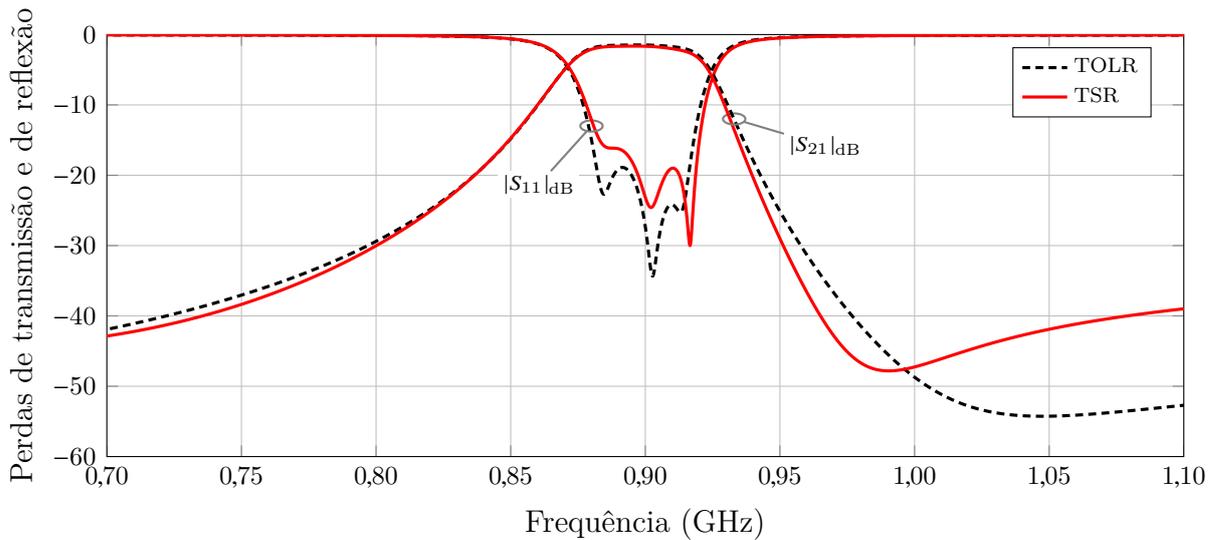


Figura 5.17: Perdas de transmissão e de reflexão, obtidas por simulação com o CST, para os filtros de três polos com ressoadores TOLR e TSR incluindo as perdas dielétricas, e cobre como condutor, com espessura de $t = 0,036$ mm.

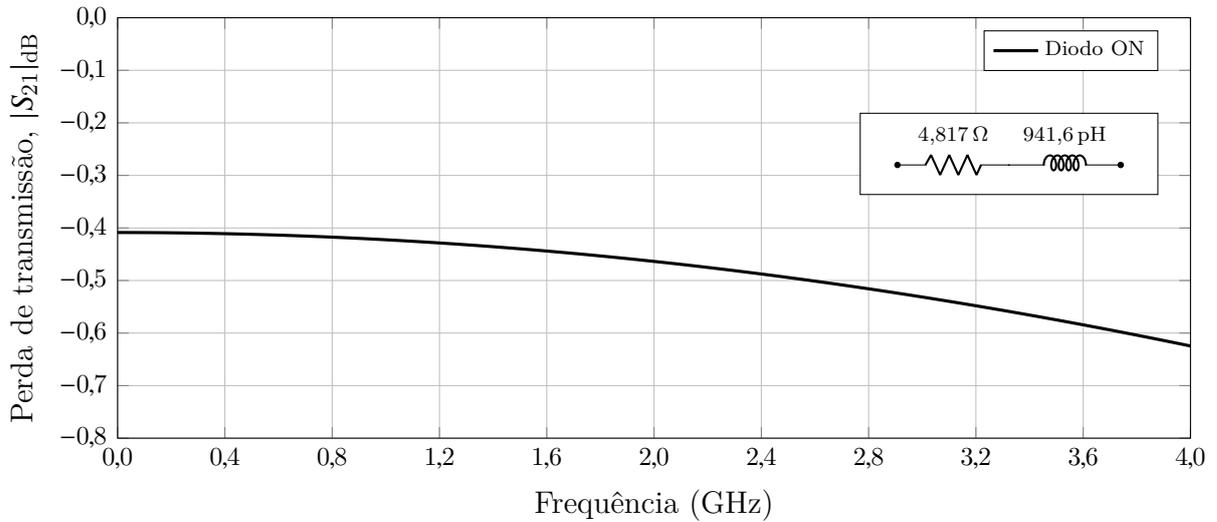
5.3 Os dispositivos reconfiguráveis

5.3.1 Os componentes elétricos para a reconfiguração

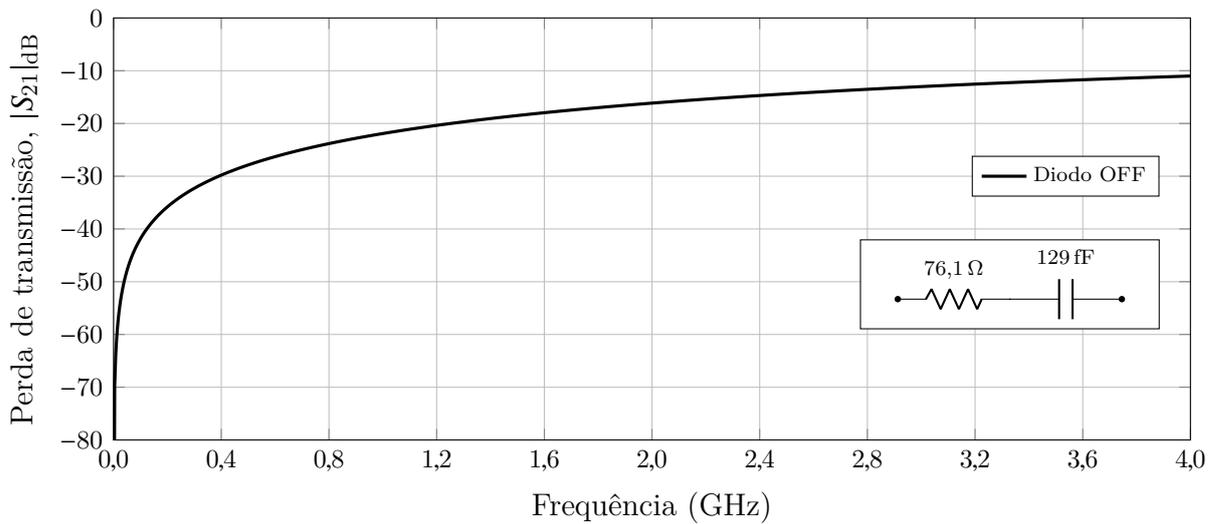
A polarização do diodo PIN é formado por um circuito RC série implementado por um resistor de 100Ω e um indutor *choke*. A função do resistor é a de fornecer uma corrente de 10 mA para cada diodo PIN, quando uma tensão DC de 1 V lhe é aplicada. O indutor *choke*, por sua vez, tem a função de bloquear o sinal de *Radio Frequency* (RF) para a linha de polarização.

A. O diodo PIN

O diodo PIN utilizado na reconfiguração dos dispositivos é do modelo BAR 50-02 V. Ele, quando polarizado diretamente, apresenta perda de transmissão muito semelhante à da ilustrada na Figura 5.18a, que foi obtida no CST *Design Studio* para o circuito RL equivalente, também ilustrado na figura. Quando polarizado inversamente, apresenta a perda de transmissão como aquela exibida na Figura 5.18a, para o circuito RC equivalente ilustrado na figura.



(a)



(b)

Figura 5.18: Perda de transmissão para o circuito equivalente do diodo em polarização direta, RL série com $R = 4,817 \Omega$ e $L = 941,6 \text{ pH}$ (a) e, em polarização inversa, RC série com $R = 76,1 \Omega$ e $C = 129 \text{ fF}$ (b).

B. O indutor para bloqueio de RF (Choke Inductor)

Foi utilizado o modelo MLK1005S56NJT000 de indutor *choke* para o bloqueio do sinal de RF. Ele apresenta indutância de 62 nH e frequência ressonante de $2,6 \text{ GHz}$. Seu circuito equivalente é ilustrado na Figura 5.19. Ele foi obtido no CST *Design Studio* por otimização do valor de capacitância que, para o valor de indutância fixado, resultasse na frequência de ressonância de $2,6 \text{ GHz}$, como mostra a curva de $|S_{21}|_{dB}$.

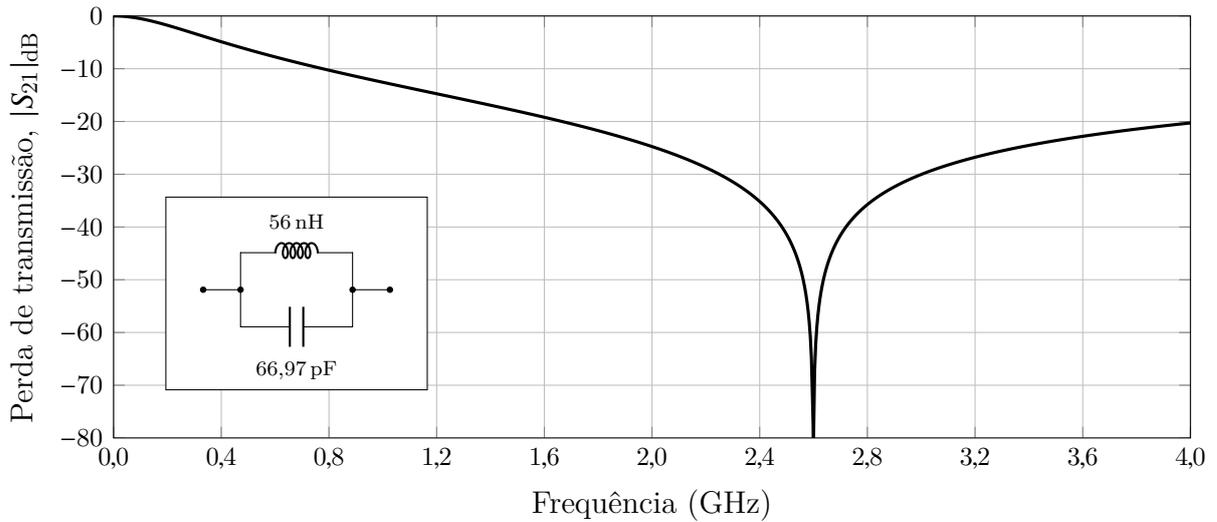


Figura 5.19: Perda de transmissão exibida pelo circuito equivalente LC paralelo com $L = 56 \text{ nH}$ e $C = 66,97 \text{ pF}$ para o indutor *choke*.

5.3.2 O filtro reconfigurável

O projeto de um filtro reconfigurável de dois polos é aqui descrito. A reconfiguração é realizada pelo uso de diodos PIN, que, quando polarizados diretamente (estado ON), mantém o filtro operando na frequência central de 2,45 GHz e com as características próximas daquelas para as quais o filtro original foi projetado. A estrutura básica, ou geometria original, a partir da qual a reconfigurável é realizada, é projetada com base na Teoria Geral de Acoplamento. Chamado então aqui de filtro original, ele tem seu projeto descrito a seguir.

A. O filtro original

Descrição: A geometria do filtro original é ilustrada na Figura 5.20. Ela consiste em um par de ressoadores quadrados de malha aberta, assimétricos, ligeiramente modificados pela introdução de um trecho de linha de comprimento l_e , para viabilizar a reconfiguração.

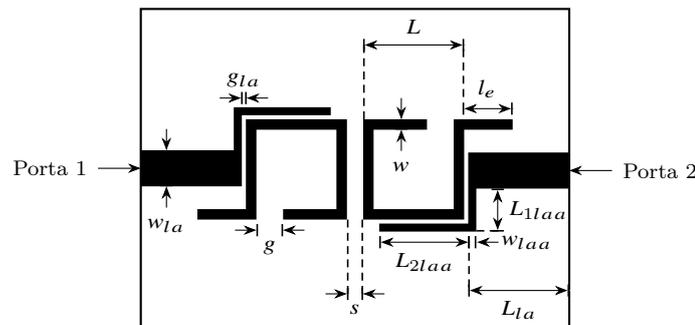


Figura 5.20: A geometria do filtro original.

A estrutura de microfita que abriga o *layout* do filtro original possui substrato dielétrico de permissividade relativa $\epsilon_r = 2,17$ (CuClad 217) e espessura $h = 1,5 \text{ mm}$. As linhas de

alimentação são então projetadas com largura $w_{la} = 4,5$ mm.

O filtro original foi inicialmente projetado para operar com as mesmas características desejadas para o reconfigurável. Considerando, então, o filtro de Tchebyshev com $L_{Rm\acute{a}x} = -20$ dB, temos os elementos normalizados do protótipo de filtro passa-baixas: $g_0 = 1$, $g_1 = 0,6648$, $g_2 = 0,5445$, $g_3 = 1,2210$. Com $FBW = 3\%$ e esses valores dos elementos g_i , obtemos o coeficiente de acoplamento $M = 0,05$ e o fator de qualidade externo $Q_e = 22,16$. Para projetar o filtro com o *layout* da Figura 5.20 em $f_0 = 2,45$ GHz, consideramos fixos: o espaçamento $g_{la} = 0,5$ mm, as larguras de linhas $w = 1,3$ mm (para os ressoadores) e $w_{laa} = 1,05$ mm (para as linhas de alimentação acopladas), o comprimento $L = 12,5$ mm dos ressoadores e o comprimento da linha extra $l_e = 6$ mm. As outras dimensões foram determinadas com a extração do fator de qualidade externo e do coeficiente de acoplamento. Isto é, ajustando a abertura g que define a malha aberta do ressoador para fazê-lo operar com esse valor de f_0 , bem como ajustando o comprimento das linhas de alimentação L_{1laa} e L_{2laa} acopladas a ele, o fator de qualidade externo Q_e foi extraído, e essas dimensões, determinadas. Também cuidando para que os ressoadores ressonassem nesse valor de f_0 pelo ajuste de sua abertura g , foi obtido o espaçamento s entre eles, pela extração do coeficiente de acoplamento k . O valor considerado da abertura g para o filtro operar com frequência de 2,45 GHz foi o obtido na extração de Q_e , ficando a extração do coeficiente de acoplamento responsável apenas pela obtenção do valor de s . Assim, o filtro com a geometria original foi desenhado (considerando PEC em vez de cobre) e suas dimensões otimizadas para se alcançarem as características desejadas, o que resultou em $L_{1laa} = 5,36$ mm, $L_{2laa} = 10,58$ mm, $g = 2,92$ mm. Em seguida, foram feitos os testes iniciais com o diodo no estado ON, o que levou ao deslocamento da frequência de 2,45 GHz para em torno de 2,43 GHz, e ao valor máximo da perda de reflexão na banda passante em torno de -15 dB. Como o interesse neste caso é que o filtro em sua versão reconfigurável apresente as características previamente definidas, fizemos pequeno ajuste no valor de g (responsável pelo deslocamento de frequência) e de L_{2laa} (responsável pelo valor de $L_{Rm\acute{a}x}$, já que altera o valor de Q_e), para compensar o deslocamento de frequência pela presença dos diodos. Os ajustes levaram a $L_{2laa} = 11$ mm e $g = 3,3$ mm, e os resultados da simulação para as perdas de reflexão e de transmissão do filtro original, considerando material PEC e cobre com espessura t de 0,018 mm e 0,036 mm, são apresentados na Figura 5.21.

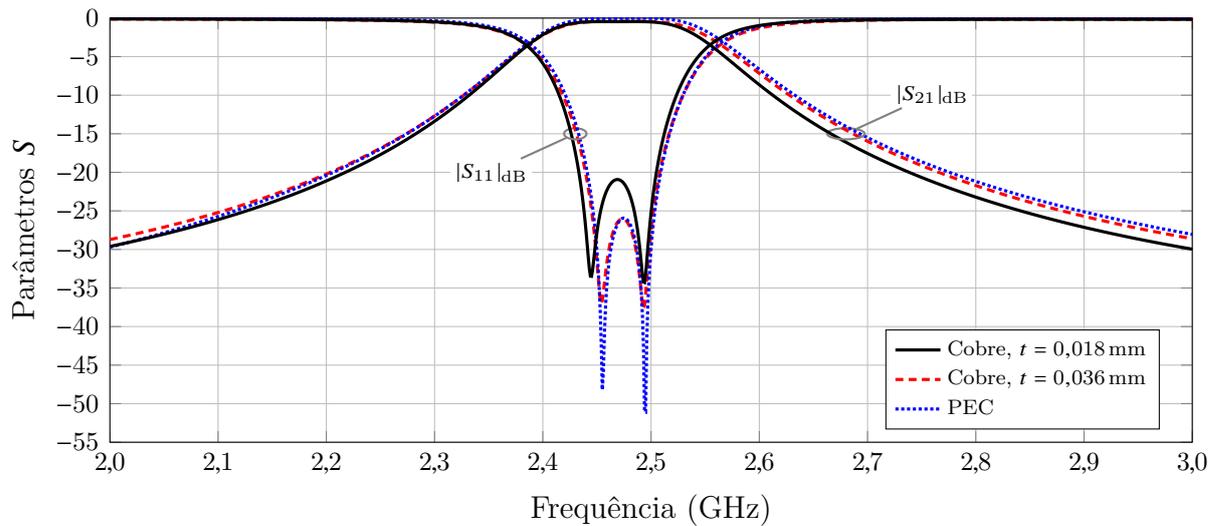


Figura 5.21: Resposta em frequência para o filtro original (*layout* ilustrado na Figura 5.20). Os resultados foram obtidos com $L_{2laa} = 11$ mm e $g = 3,3$ mm, e considerando camada metálica de PEC e de cobre com espessuras $t = 0,018$ mm e $t = 0,036$ mm.

B. O filtro reconfigurável

O princípio da reconfiguração aqui proposta consiste em tornar o filtro original, acima descrito, um dispositivo capaz de operar em duas bandas distintas de frequência. Como o comprimento dos ressoadores que formam o filtro é o que define sua frequência de operação, colocar um diodo PIN em cada ressoador seria, a princípio, suficiente para isso. Deslocar a frequência de operação do filtro consiste, todavia, em mudar suas características iniciais de projeto. O coeficiente de acoplamento e o fator de qualidade externo, cuja extração foi o que determinou as dimensões do dispositivo, estariam portanto sendo também alterados. Correção no comprimento da linha de alimentação, por introdução de um diodo PIN, para atender ao novo valor do fator de qualidade externo parece então necessário. Investigar as consequências da inserção dos diodos no filtro por ressoadores acoplados foi, portanto, a primeira etapa para implementar a reconfiguração aqui proposta.

A Figura 5.22 mostra o *layout* do filtro modificado para a inserção de um diodo em cada ressoador, e sua versão já incluindo os diodos. Ele foi criado a partir da exclusão de um trecho de comprimento $g_d = 1$ mm (ver Figura 5.22a) da linha extra l_e já incorporada aos ressoadores do filtro original. O diagrama modificado para a inclusão do diodo também nas linhas de alimentação é ilustrado na Figura 5.23a. Ele mostra o trecho de linha de comprimento l_{ed} que foi separado do comprimento total da linha de alimentação com espaçamento criado para a inserção do diodo. O *layout* incluindo os quatro diodos é apresentado na Figura 5.23b.

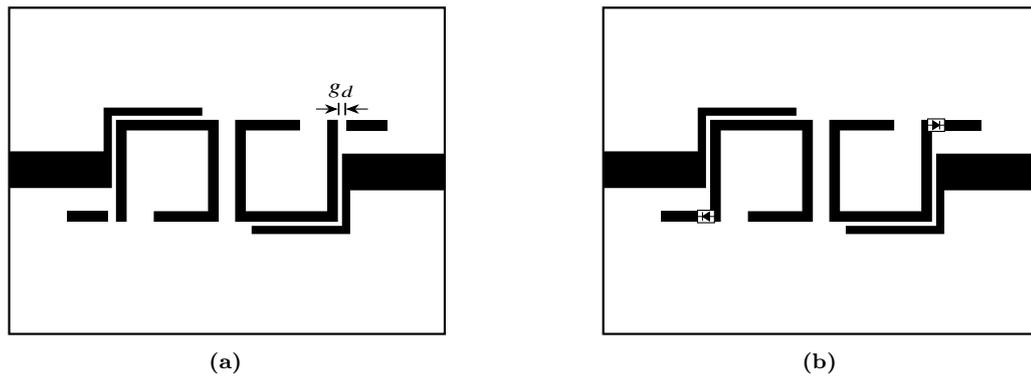


Figura 5.22: Diagrama do filtro de dois polos para reconfiguração com diodos apenas nos ressoadores. (a) *Layout* com a abertura para os diodos. (b) *Layout* incluindo os diodos.

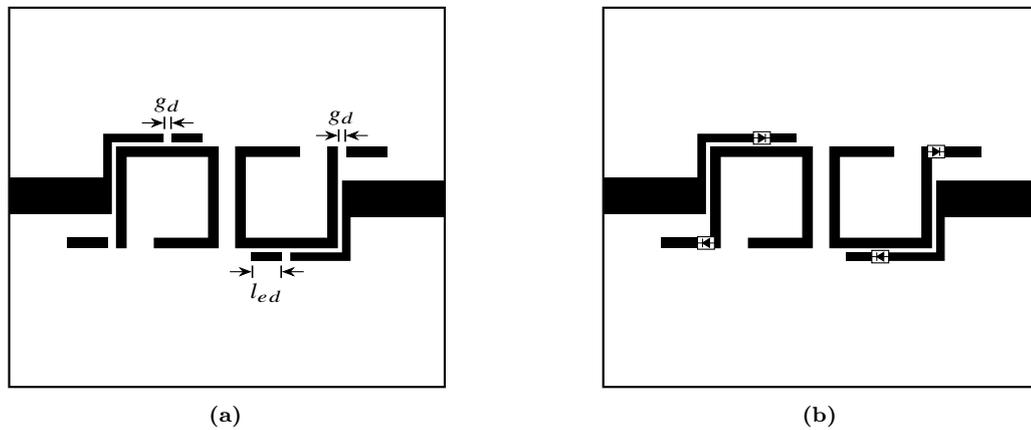


Figura 5.23: Diagrama do filtro de dois polos para reconfiguração com diodos nos ressoadores e nas linhas de alimentação. (a) *Layout* com a abertura para os diodos. (b) *Layout* incluindo os diodos.

Os resultados de simulação para os filtros reconfiguráveis com dois (Figura 5.22b) e quatro diodos (Figura 5.23b), considerando PEC na fita metálica da estrutura, são mostrados na Figura 5.24. Da comparação entre as curvas para os diodos no estado OFF, nota-se que a perda de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ (Figura 5.24a) apresenta melhor seletividade para o filtro com quatro diodos. Isso se manifesta mais fortemente nas curvas para a perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$. Essa análise mostrou que, de fato, a inserção dos diodos também nas linhas de alimentação melhora o desempenho do filtro reconfigurável. O dispositivo final inclui, portanto, os quatro diodos e seu *layout*, incluindo também as linhas de polarização dos diodos e demais componente da reconfiguração, é descrito a seguir.

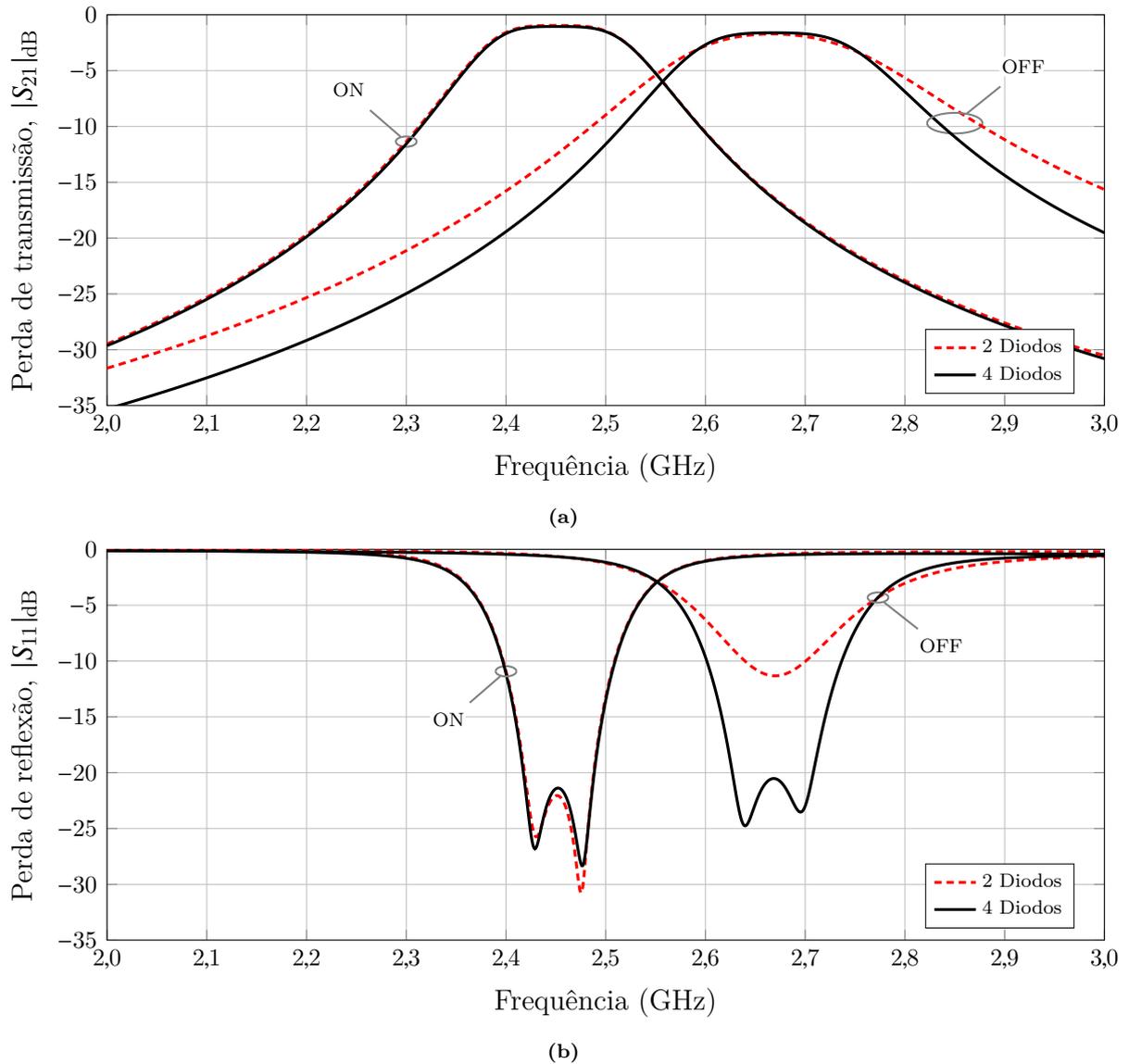
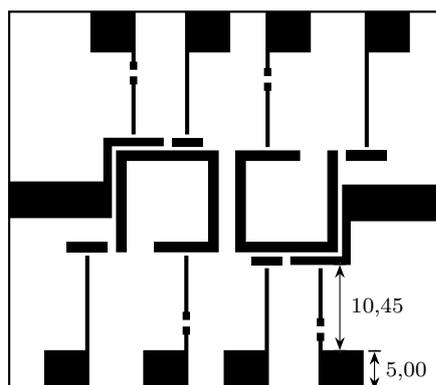
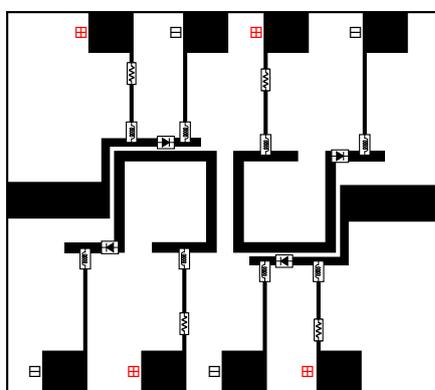


Figura 5.24: Resultados de simulação para as perdas de transmissão (a) e de reflexão (b), obtidas para o filtro reconfigurável com dois (Figura 5.22b) e com quatro diodos (Figura 5.23b).

Dispositivo final e resultados de simulação: A Figura 5.25a ilustra o *layout* do filtro reconfigurável incluindo as linhas de polarização, que são os trechos com largura de linha mais estreitas, 0,5 mm, e onde são mostrados os espaçamentos para inserção dos componentes de reconfiguração (diodos, indutores *choke* e resistores). Entre cada linha de polarização e o trecho de linha do circuito onde elas atuam, existe um espaçamento de 0,4 mm, onde são conectados os indutores *choke* para garantir que o sinal de radiofrequência não flua pelo circuito de polarização. O *layout* mostrando cada componente em sua devida posição é ilustrado na Figura 5.25b, onde os sinais positivo (em vermelho) e negativo (em preto) localizados na base quadrada de lado medindo 5 mm, indicam o sentido da polarização.



(a)



(b)

Figura 5.25: *Layout* do dispositivo final incluindo as linhas de polarização (a) e *layout* com os componentes de polarização inseridos.

Os resultados de simulação do filtro reconfigurável em sua versão final (Figura 5.25b) incluindo perdas no dielétrico e trilha metálica de cobre com $t = 0,018$ mm são apresentados na Figura 5.26.

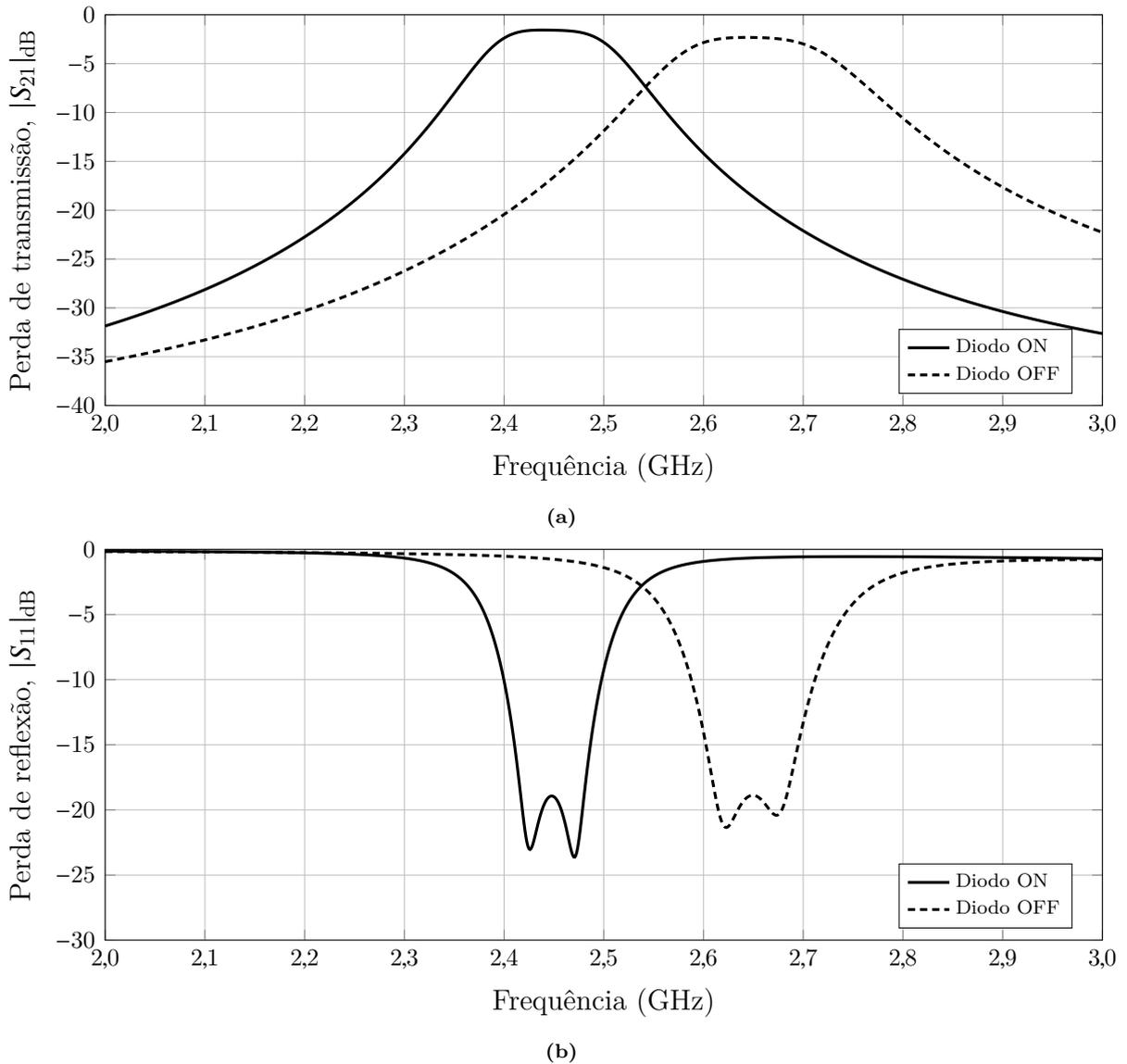


Figura 5.26: Resultados de simulação para a perda de transmissão e de reflexão do filtro reconfigurável da Figura 5.25b, considerando as perdas no dielétrico e a fita metálica de material cobre com $t = 0,018$ mm.

Dispositivo fabricado e resultados experimentais: A fotografia do filtro reconfigurável é mostrada na Figura 5.27. Os diodos PIN de reconfiguração estão indicados pela letra D , os resistores de polarização pela letra R e os indutores *choke*, pela letra L , nas linhas de polarização. Os *patches* que não estão soldados a fios são conectados por fitas condutoras ao plano de terra da estrutura de microfita. O dispositivo foi testado com os diodos polarizados diretamente e em seguida, inversamente. Seus resultados experimentais são mostrados na Figura 5.28. Quando os diodos estão no estado ON, o filtro opera com banda passante centrada em 2,45 GHz. No estado OFF, a frequência central da banda passante comuta para um novo valor $f_0 = 2,65$ GHz. Esses valores de frequência central coincidem com o dos resultados da simulação no CST ilustrados na Figura 5.26. O filtro, entretanto, exibiu perdas além daquelas previstas nas simulações.

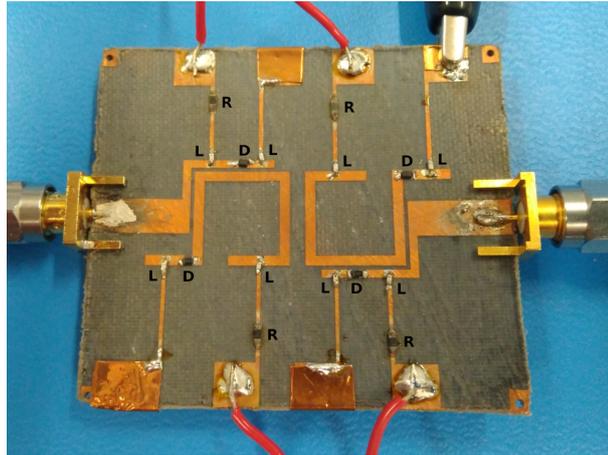
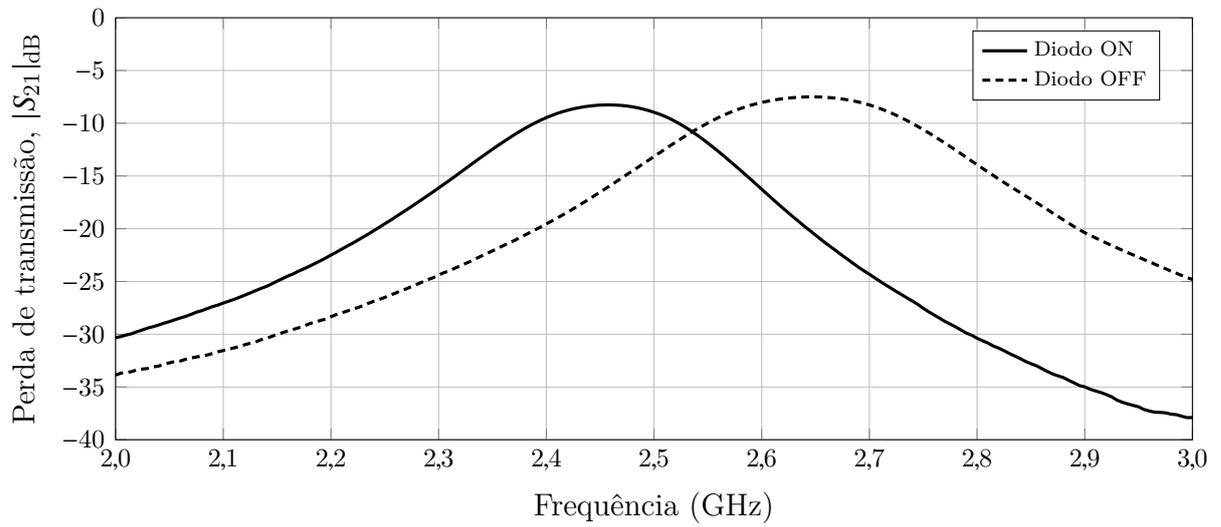
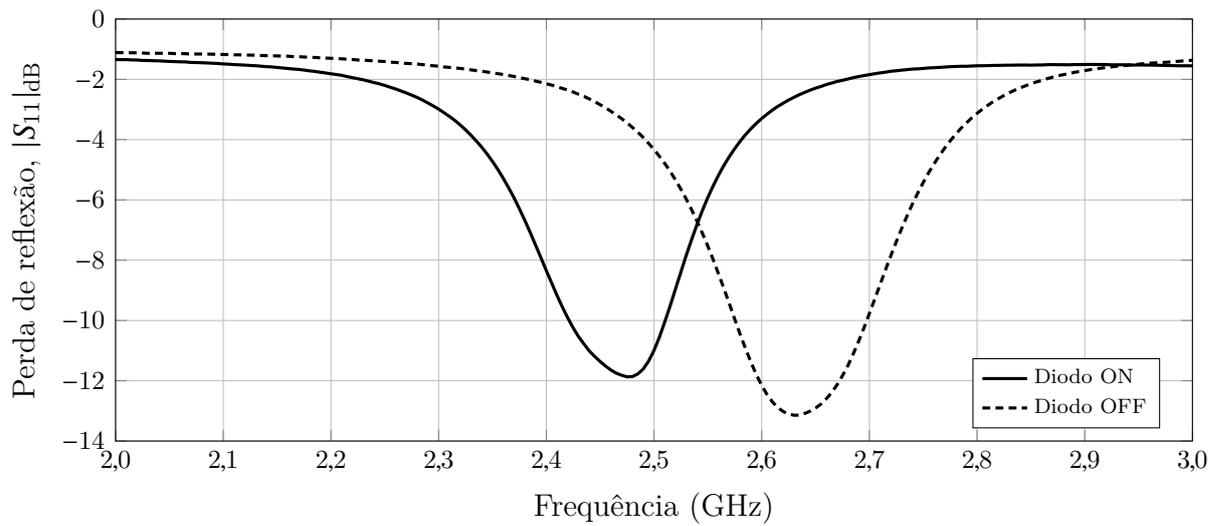


Figura 5.27: Fotografia do filtro passa-faixa reconfigurável.



(a)



(b)

Figura 5.28: Resultados experimentais para o filtro reconfigurável da foto ilustrada Figura 5.27. (a) Perdas de transmissão. (b) Perdas de reflexão.

5.3.3 O diplexador reconfigurável

Esta seção mostra o projeto de um diplexador de quatro ressoadores, chamado aqui de diplexador original, a partir do qual criamos uma versão reconfigurável pela introdução de diodos PIN.

A. O diplexador original

O projeto de um diplexador de quatro ressoadores é aqui descrito. O cálculo dos fatores de qualidade externos e dos coeficientes de acoplamento são aqui tratados. Estes últimos, obtidos por otimização da matriz de acoplamento $[m]$. Apresentamos, portanto, a matriz de acoplamento otimizada para este caso específico e as respostas em frequência obtidas a partir da matriz geral $[A]$. O projeto pode ser aplicado a qualquer tipo de estrutura ou geometria, desde que apresente a mesma topologia aqui descrita. Nesta tese, ele é aplicado a uma estrutura de microfita em que os ressoadores envolvidos são quadrados espiralados.

A descrição do diplexador:

As características do protótipo. Do ponto de vista prático, é conveniente descrever o protótipo de diplexador em termos de sua frequência linear f , já que é nesse domínio que as respostas em frequência de um dispositivo são apresentadas. O diplexador aqui proposto foi então projetado a partir de um protótipo com frequência de corte $f_c = 1,2$ Hz. Isso corresponde, portanto, à frequência angular $\Omega_c = 2\pi \cdot 1,2$ rad/s. A largura de banda $BW_{x\Omega_c}$ do protótipo de passa-baixas ilustrada na Figura 3.14 (no domínio da frequência angular ω) deve ser, portanto, expressa no domínio de f . Escrevendo $BW_{x\Omega_c}$ de forma explícita, temos: $BW_{x\Omega_c} = 2\pi \cdot BW_{xf_c}$ rad/s, em que $BW_{xf_c} = f_c - x$, com f_c e x dados em Hz. Com $f_c = 1,2$ Hz e $x = 0,91$ Hz, obtemos $BW_{xf_c} = 0,29$ Hz (valor importante no cálculo dos fatores de qualidade externos normalizados, conforme foi discutido no Capítulo 3 e ilustrado na Figura 3.14). O diplexador deve apresentar resposta Tchebyshev com função filtragem de dois polos ($n = 2$) e perda de reflexão máxima $L_{R\text{máx}} = -16,426$ dB (ou ondulação de 0,1 dB) em cada uma de suas bandas de passagem.

A topologia. Para atender às características desejadas do diplexador, ele é necessariamente composto de quatro ressoadores (diretamente acoplados) e com a topologia ilustrada na Figura 5.29. Os círculos representam os ressoadores, e as linhas entre eles, o acoplamento direto. A porta de entrada (porta 1) do diplexador está conectada ao primeiro ressoador, enquanto que as portas 2 e 3 estão respectivamente conectadas aos ressoadores 3 e 4. Por conta disso, os fatores de qualidade externos envolvidos no projeto

são q_{e1} , q_{e3} e q_{e4} . Isto é, cada fator de qualidade externo está associado ao ressoador que será alimentado por sua porta correspondente, conforme vimos no Capítulo 3.

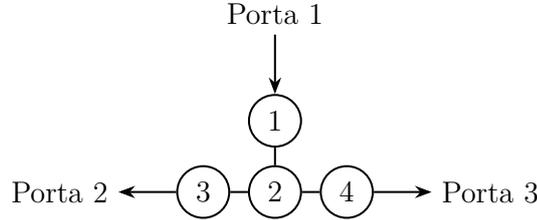


Figura 5.29: Topologia escolhida para o diplexador de quatro ressoadores acoplados. Os ressoadores são representados pelos círculos enumerados, e o acoplamento entre eles, pelas linhas que os conectam.

A matriz $[A]$ do diplexador:

A obtenção de q_{ei} . A simetria exibida pelo diplexador impõe que seus fatores de qualidade externos nas portas de saída sejam iguais. Uma vez que cada banda de passagem possui função filtragem com $n = 2$, e considerando a relação para q_e em (3.76), temos para as portas de saída:

$$q_{e3} = q_{e4} = \frac{2}{\Omega_c - x} (q_{e\pm 1})|_{n=2} = \frac{2}{\Omega_c - x} g_2 g_3, \quad (5.1)$$

onde

$$(q_{e\pm 1})|_{n=2} = g_2 g_3$$

é, conforme (3.74), o fator de qualidade externo correspondente a um filtro de dois polos. Reescrevendo (5.1) em termos da frequência linear, tal como fizemos acima para $BW_{x\Omega_c}$, temos:

$$q_{e3} = q_{e4} = \frac{2\pi \cdot 2}{2\pi \cdot (f_c - x)} g_2 g_3 = \frac{2}{f_c - x} g_2 g_3, \quad (5.2)$$

obtida examinando a relação (3.77) e as figuras 3.13 e 3.14 com $\Omega = 2\pi f$, para f em Hz, e onde também se considera $\Omega_c = 2\pi \cdot 1$ rad/s na resposta ideal ilustrada na Figura 3.13a, o que implica $f_c = 1$ Hz, como geralmente é usado quando se trabalha com a frequência linear.

De acordo com as características desejadas para o diplexador, os elementos normalizados do protótipo de passa-baixas para $n = 2$ e ondulação de 0,1, são [9]: $g_0 = 1$, $g_1 = 0,8431$, $g_2 = 0,6220$ e $g_3 = 1,3554$, o que leva a $g_2 g_3 = 0,8431$. Substituindo, portanto, $f_c - x = 0,29$ Hz e $g_2 g_3$ em (5.2), obtemos finalmente $q_{e3} = q_{e4} = 5,8175$. E para o fator de qualidade externo na porta de entrada do diplexador, temos, conforme (3.75), $q_{e1} = q_{e3}/2 = 2,9072$.

A matriz $[m]$ otimizada. Conforme (3.91), a Função Custo Ψ minimizada para a otimização dos coeficientes de acoplamento de um diplexador de quatro ressoadores com

resposta Tchebyshev é

$$\Psi = \sum_{k=1}^4 \left| \Delta_A(j\Omega_{rk}) - \frac{2\text{cof}_{11}([A(j\Omega_{rk})])}{q_{e1}} \right|^2 + \sum_{l=1}^2 \left\| \left| 1 - \frac{2\text{cof}_{11}[A(j\Omega_{pl})]}{q_{e1}\Delta_A(j\Omega_{pl})} \right| - 10^{-\frac{L_{R\text{máx}}}{20}} \right|^2, \quad (5.3)$$

em que $L_{R\text{máx}} = -16,426$ dB, $q_{e1} = 2,9072$ e a matriz geral de acoplamento é dada por

$$[A(j\Omega)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2q_{e1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2q_{e1}} \end{bmatrix} + j\Omega \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} 0 & m_{12} & 0 & 0 \\ m_{12} & 0 & m_{23} & m_{23} \\ 0 & m_{23} & m_{33} & 0 \\ 0 & m_{23} & 0 & -m_{33} \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

onde usamos $p = j\Omega$ e, por simetria, $m_{ij} = m_{ji}$, $m_{24} = m_{23}$ e $m_{44} = -m_{33}$. A matriz $[m]$ otimizada resultante da minimização de (5.3) é dada por

$$[m] = \begin{bmatrix} 0 & 1,0676 & 0 & 0 \\ 1,0676 & 0 & 0,2738 & 0,2738 \\ 0 & 0,2738 & 1,0175 & 0 \\ 0 & 0,2738 & 0 & -1,0175 \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Ela fornece, portanto, os coeficientes de acoplamento normalizados $m_{12} = 1,0676$ e $m_{23} = m_{24} = 0,2738$.

Matriz $[A(j\Omega)]$ do protótipo de diplexador. De acordo com (5.4) e (5.5), a matriz geral de acoplamento a partir da qual obtemos as respostas em frequência com as características desejadas para o protótipo do diplexador é, finalmente,

$$[A(j\Omega)] = \begin{bmatrix} 0,344 + j\Omega & -j1,0676 & 0 & 0 \\ -j1,0676 & j\Omega & -j0,2738 & -j0,2738 \\ 0 & -j0,2738 & 1,072 + j\Omega - j1,0175 & 0 \\ 0 & -j0,2738 & 0 & 1,072 + j\Omega + j1,0175 \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

Ela é a matriz geral de acoplamento do diplexador de quatro ressoadores, obtida com os valores otimizados de m , para a topologia apresentada na Figura 5.29.

Respostas em frequência:

Resposta em frequência do protótipo de diplexador. Uma vez conhecida a matriz $[A(j\Omega)]$ em (5.6), obtemos as respostas em frequência da perda de reflexão

$|S_{11}(j\Omega)|_{\text{dB}}$ na porta de entrada e das perdas de transmissão $|S_{21}(j\Omega)|_{\text{dB}}$ e $|S_{31}(j\Omega)|_{\text{dB}}$ nas respectivas portas 2 e 3 do protótipo de passa-baixas do diplexador. Ou seja, a partir das relações

$$S_{11}(j\Omega) = 1 - \frac{2}{q_{e1}} \times \frac{\text{cof}_{11}([A(j\Omega)])}{\Delta_A}, \quad (5.7)$$

$$S_{21}(j\Omega) = \frac{2}{\sqrt{q_{e1}q_{e3}}} \times \frac{\text{cof}_{13}([A(j\Omega)])}{\Delta_A} \quad (5.8)$$

e

$$S_{31}(j\Omega) = \frac{2}{\sqrt{q_{e1}q_{e4}}} \times \frac{\text{cof}_{14}([A(j\Omega)])}{\Delta_A}. \quad (5.9)$$

Obtemos, em função da frequência linear f , em Hz, a perda de reflexão na porta de entrada, $|S_{11}(f)|_{\text{dB}}$, e as perdas de transmissão, $|S_{21}(f)|_{\text{dB}}$, entre as portas 1 e 2, e $|S_{31}(f)|_{\text{dB}}$, entre as portas 1 e 3. Suas curvas são ilustradas na Figura 5.30, de onde obtemos $|S_{31}(-1,2)|_{\text{dB}} = |S_{21}(1,2)|_{\text{dB}} = 0,1978 \text{ dB} \approx 0,2 \text{ dB}$. Esse valor de ondulação é importante para a obtenção das frequências de corte das bordas internas das perdas de transmissão no domínio da frequência realizável, visto mais adiante.

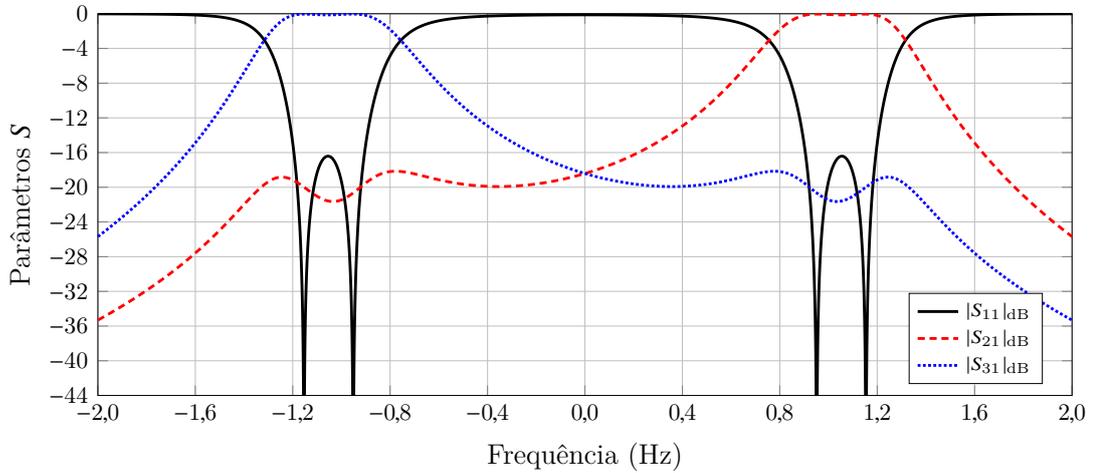


Figura 5.30: Perda de reflexão $|S_{11}(f)|_{\text{dB}}$ e perdas de transmissão $|S_{21}(f)|_{\text{dB}}$ e $|S_{31}(f)|_{\text{dB}}$ do protótipo de diplexador de 4 ressoadores com topologia ilustrada na Figura 5.29.

E ainda, a partir das relações:

$$S_{22}(j\Omega) = 1 - \frac{2}{q_{e3}} \times \frac{\text{cof}_{33}([A(j\Omega)])}{\Delta_A}, \quad (5.10)$$

$$S_{33}(j\Omega) = 1 - \frac{2}{q_{e4}} \times \frac{\text{cof}_{44}([A(j\Omega)])}{\Delta_A} \quad (5.11)$$

e

$$S_{32}(j\Omega) = \frac{2}{\sqrt{q_{e4}q_{e3}}} \times \frac{cof_{43}([A(j\Omega)])}{\Delta_A}, \quad (5.12)$$

obtemos, respectivamente, as curvas mostradas na Figura 5.31 para as perdas de reflexão nas portas de saída ($|S_{22}(f)|_{dB}$ e $|S_{33}(f)|_{dB}$), e a isolamento $|S_{32}(f)|_{dB}$ entre elas, também em função da variável de frequência linear f em Hz.

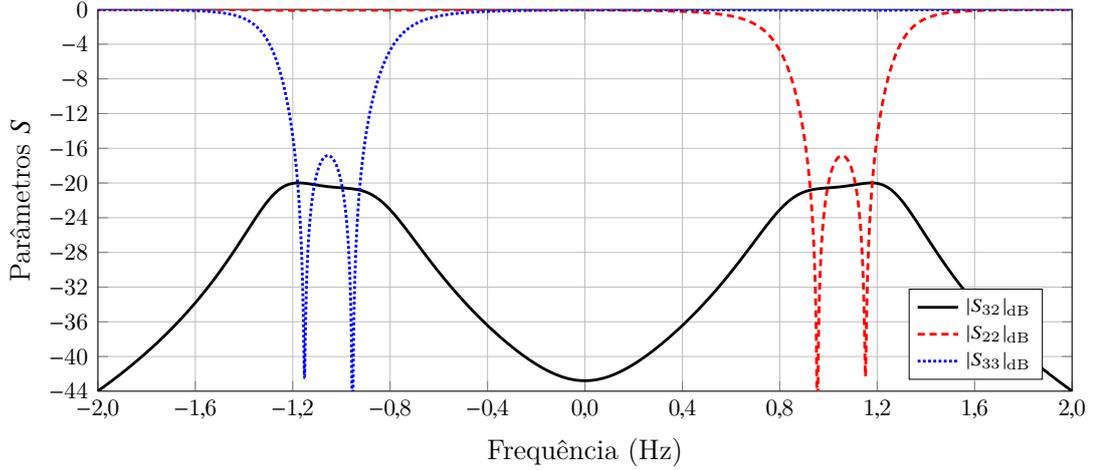


Figura 5.31: Perdas de reflexão $|S_{22}(f)|_{dB}$ e $|S_{33}(f)|_{dB}$ nas portas de saída, e isolamento entre elas, $|S_{32}(f)|_{dB}$, do protótipo de diplexador de 4 ressoadores com a topologia ilustrada na Figura 5.29.

Resposta em frequência do diplexador realizável. Usando agora a transformação em frequências do protótipo de passa-baixas para o passa-faixa

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right),$$

com

$$FBW = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$$

e

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

para o protótipo de diplexador, conforme vimos no item B da Subseção 3.2.3, e onde $\Omega_c = 2\pi f_c$ com $f_c = 1,2$ Hz. Usando $\omega = 2\pi f$, com f em GHz, temos, portanto: $\omega_1 = 2\pi \cdot f_1$ e $\omega_2 = 2\pi \cdot f_2$, com f_1 e f_2 em GHz. Isso leva a

$$FBW = (2\pi f_2 - 2\pi f_1)/2\pi f_0 = (f_2 - f_1)/f_0 \quad (5.13)$$

e $2\pi f_0 = 2\pi\sqrt{f_1f_2}$. Logo,

$$f_0 = \sqrt{f_1f_2}. \quad (5.14)$$

A faixa de frequência de operação escolhida para o diplexador original foi a da banda S (2

a 4 GHz), utilizada pelos radares meteorológicos e por alguns satélites de comunicação. Assumindo, então, $f_1 = 2,32$ GHz e $f_2 = 2,67$ GHz, obtemos, respectivamente, de (5.13) e (5.14), a frequência central $f_0 = 2,489$ GHz do diplexador, e sua largura de banda fracional $FBW = 14\%$.

Considerando, por fim, a transformação da matriz $[A(j\Omega)]$, em (5.6), na matriz $[A(j2\pi f)]$, com f em GHz, obtemos, por exemplo, $|S_{11}(f)|_{dB}$, $|S_{21}(f)|_{dB}$, $|S_{31}(f)|_{dB}$ e $|S_{32}(f)|_{dB}$, conforme (5.7-5.9) e (5.12), respectivamente, agora no domínio da frequência realizável f , em GHz. Com os parâmetros S assim expressos, obtemos, finalmente, as curvas dos coeficientes de transmissão e de reflexão, em função, portanto, da frequência realizável do diplexador, apresentadas na Figura 5.32. Das curvas de $|S_{31}(f)|_{dB}$ e $|S_{21}(f)|_{dB}$, obtemos, respectivamente, $f_a \approx 2,361$ GHz e $f_b \approx 2,623$ GHz. Com f_1 e f_a , obtemos a frequência central $f_{01} = \sqrt{f_1 f_a} = 2,3405$ GHz e a largura de banda $BW_{f_1, f_a} = 41,2$ MHz da primeira banda do diplexador (correspondente a $|S_{31}(f)|_{dB}$), e com f_b e f_2 , obtemos $f_{02} = \sqrt{f_b f_2} = 2,6466$ GHz e $BW_{f_b, f_2} = 46,6$ MHz, o que corresponde a $|S_{21}(f)|_{dB}$.

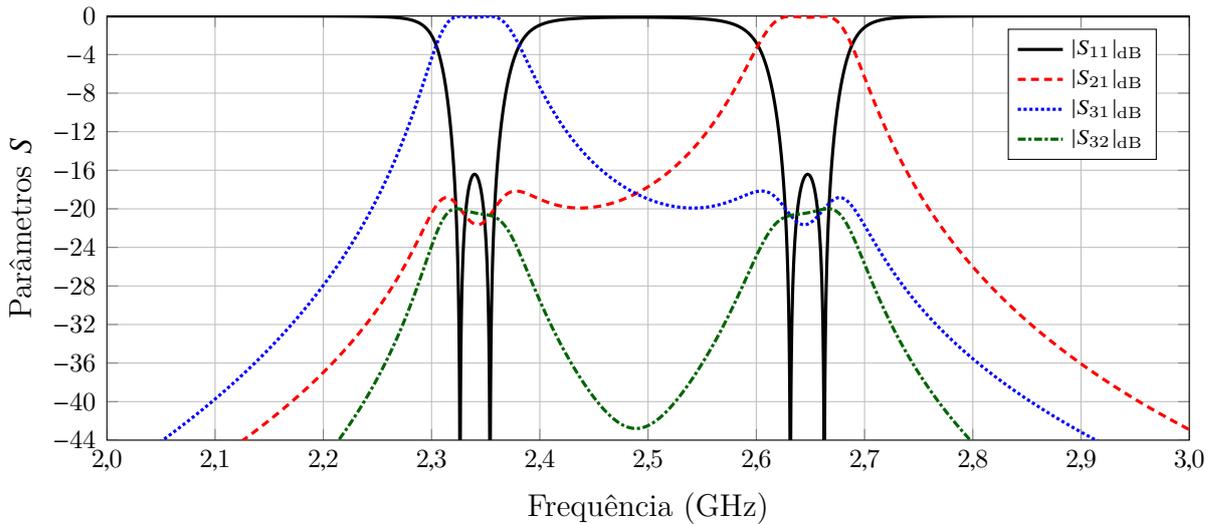


Figura 5.32: Perda de reflexão $|S_{11}(f)|_{dB}$, perdas de transmissão $|S_{21}(f)|_{dB}$, $|S_{31}(f)|_{dB}$ e $|S_{32}(f)|_{dB}$ (isolaco) do diplexador de 4 ressoadores com a topologia ilustrada na Figura 5.29.

Obteno de M_{ij} e Q_{ek} : Com a frequência de corte $f_c = 1,2$ Hz e a largura de banda fracional $FBW = 0,14$, obtemos os valores desnormalizados dos coeficientes de acoplamento: $M_{12} = m_{12} \cdot (FBW/f_c) = 0,1251$, $M_{24} = M_{23} = m_{23} \cdot (FBW/f_c) = 0,0321$, e dos fatores de qualidade externos: $Q_{e3} = Q_{e4} = q_{e4} \cdot (f_c/FBW) = 49,6162$ e $Q_{e1} = 24,8081$.

A geometria do diplexador original: A Figura 5.33 ilustra o *layout* do diplexador original cujas dimensões foram obtidas com a extrao dos coeficientes de acoplamento e dos fatores de qualidade externos. O substrato dielétrico que forma a estrutura de microfita do diplexador  o CuClad 217 (com tangente de perda de 0,0009) da *Rogers Corporation*, de espessura $d = 1,5$ mm, constante dielétrica $\epsilon_r = 2,17$. Com essas características da

estrutura de microfita, obtemos para a largura das linhas de alimentação $w_{la} = 4,5$ mm. Os quatro ressoadores são formados por malhas quadradas de largura $w = 1,3$ mm e com lado de comprimento $L = 11,7$ mm, espiraladas convenientemente para se atingirem as frequências de operação de cada ramo do diplexador. De acordo com o que foi definido acima, os ressoadores 1 e 2 são projetados para ressonar com $f_0 = 2,489$ GHz, o ressoador 3, com $f_{02} = 2,6466$ GHz, e o 4, $f_{01} = 2,3405$ GHz, que é a frequência de ressonância mais baixa e, por isso, é o ressoador mais espiralado. Os espaçamentos entre os ressoadores, obtidos com a otimização das dimensões do *layout* da Figura 5.33 no CST, foram $d_{12} = 0,646$ mm, $d_{23} = 1,839$ mm e $d_{24} = 1,989$ mm. As demais dimensões são apresentadas na Tabela 5.2.

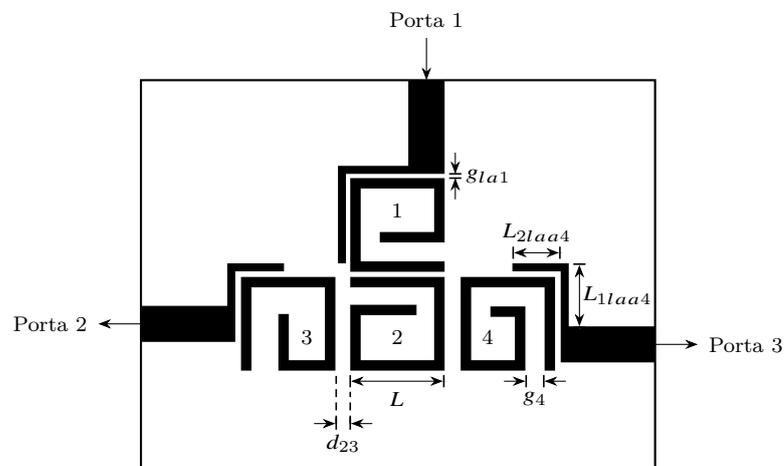


Figura 5.33: *Layout* do diplexador original.

Tabela 5.2: Dimensões finais, em milímetros, do diplexador original, obtidas por otimização das dimensões iniciais resultantes da extração dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos.

i	g_i	g_{1ai}	L_{11aai}	L_{21aai}
1	2,364	0,53	8,730	11,177
2	2,177	–	–	–
3	3,328	0,70	5,312	6,028
4	2,383	0,70	7,874	5,991

A linha correspondente a $i = 2$ da tabela apresenta apenas valor para g_2 , uma vez que as outras dimensões estão relacionadas às linhas de alimentação, que não estão presentes no ressoador distribuidor (ver Figura 5.33).

A Figura 5.34a ilustra os resultados de simulações da perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ na porta de entrada (Porta 1) e das perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$ para o diplexador

com a geometria apresentada na Figura 5.33. A Figura 5.34b, por sua vez, mostra os resultados obtidos para as perdas de reflexão $|S_{22}|_{dB}$ e $|S_{33}|_{dB}$ nas portas de saída, e a isolamento $|S_{32}|_{dB}$ entre elas. Esses resultados foram obtidos considerando o substrato dielétrico e metal sem perdas para fins de comparação com as respostas em frequência obtidas por otimização da matriz de acoplamento.

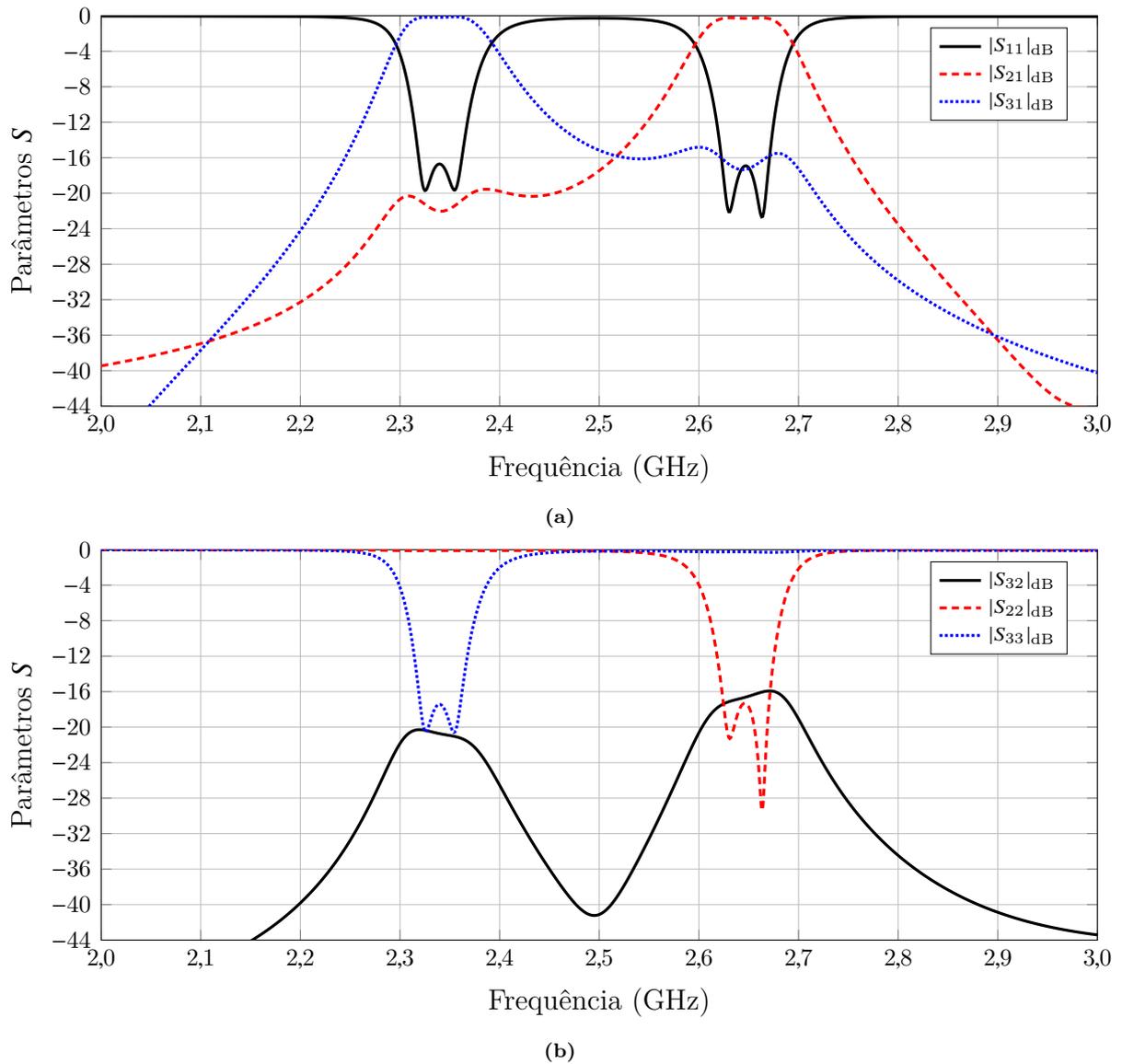
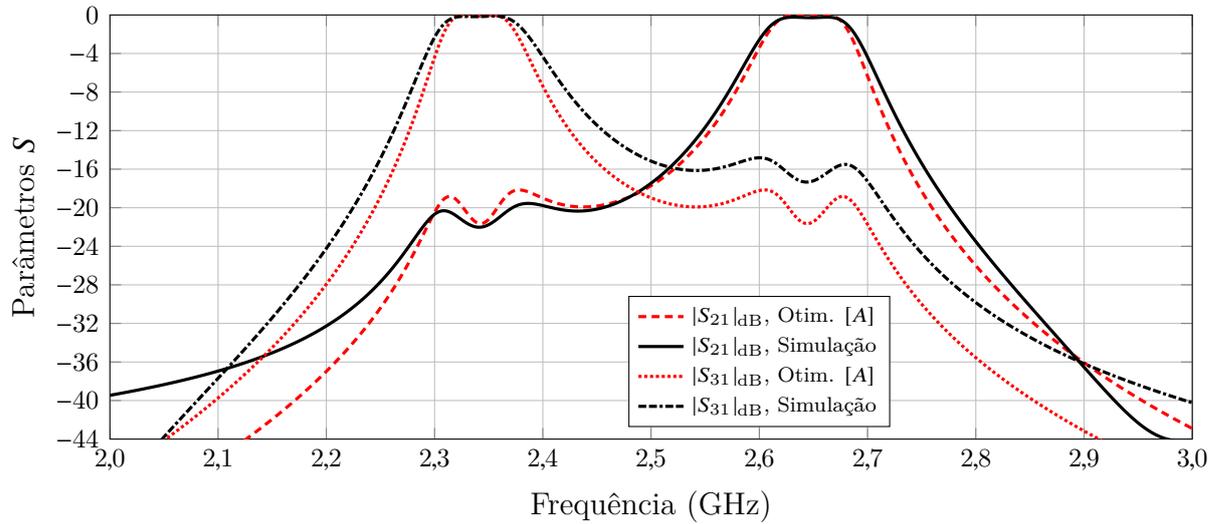


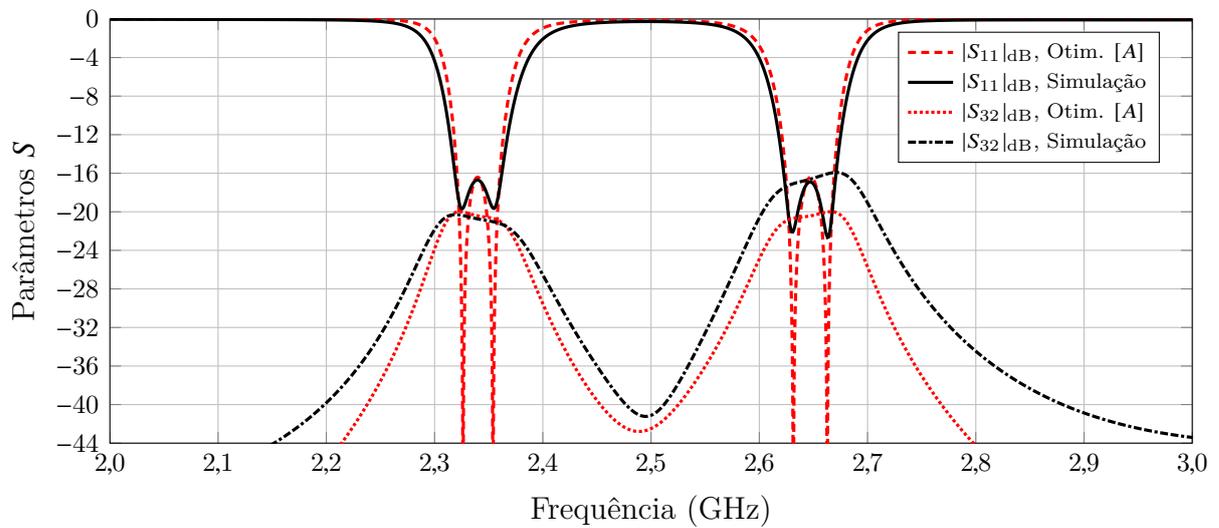
Figura 5.34: Resultados de simulação obtidos para o diplexador original, com geometria ilustrada na Figura 5.33, considerando dielétrico sem perdas e material condutor perfeito (PEC). (a) Perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ na porta de entrada e perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$. (b) Isolamento $|S_{32}|_{dB}$ entre as portas de saída, e as perdas de reflexão $|S_{22}|_{dB}$ e $|S_{33}|_{dB}$ em cada uma delas.

Para melhor comparação entre os resultados dos parâmetros de espalhamento obtidos com a otimização da matriz de acoplamento e aqueles obtidos para o diplexador com os ressoadores de microfita ilustrados na Figura 5.33, mostramos em um único gráfico, na Figura 5.35a, as curvas de $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$, e na Figura 5.35b, as curvas de $|S_{11}|_{dB}$ e $|S_{32}|_{dB}$, para ambos os resultados, de simulação e da otimização da matriz $[A]$. Da

comparação, nota-se, por exemplo, que o resultado de simulação obtido para a perda de transmissão $|S_{21}|_{\text{dB}}$ apresentou resposta mais próxima da ideal (obtida com a otimização de matriz de acoplamento), que a curva correspondente a $|S_{31}|_{\text{dB}}$. Os resultados como um todo são, entretanto, bastante compatíveis.



(a)



(b)

Figura 5.35: Comparação entre os resultados obtidos com a otimização da matriz de acoplamento (curvas em vermelho) e os de simulação obtidos para o diplexador com a geometria ilustrada na Figura 5.33 (curvas em preto). (a) Perdas de transmissão $|S_{21}|_{\text{dB}}$ e $|S_{31}|_{\text{dB}}$. (b) Perdas de reflexão $|S_{11}|_{\text{dB}}$ na porta de entrada e isolamento $|S_{32}|_{\text{dB}}$ entre as portas de saída.

Atenção especial foi dada ao espaçamento g_{la1} do diplexador original, em busca de uma perda de reflexão com máximo em torno de -20 dB mais baixa para compensar as perdas provenientes da reconfiguração. Verificamos, então, o comportamento das curvas de $|S_{11}|_{\text{dB}}$ mostradas na Figura 5.36b e das perdas de transmissão (Figura 5.36a) para três valores de g_{la1} .

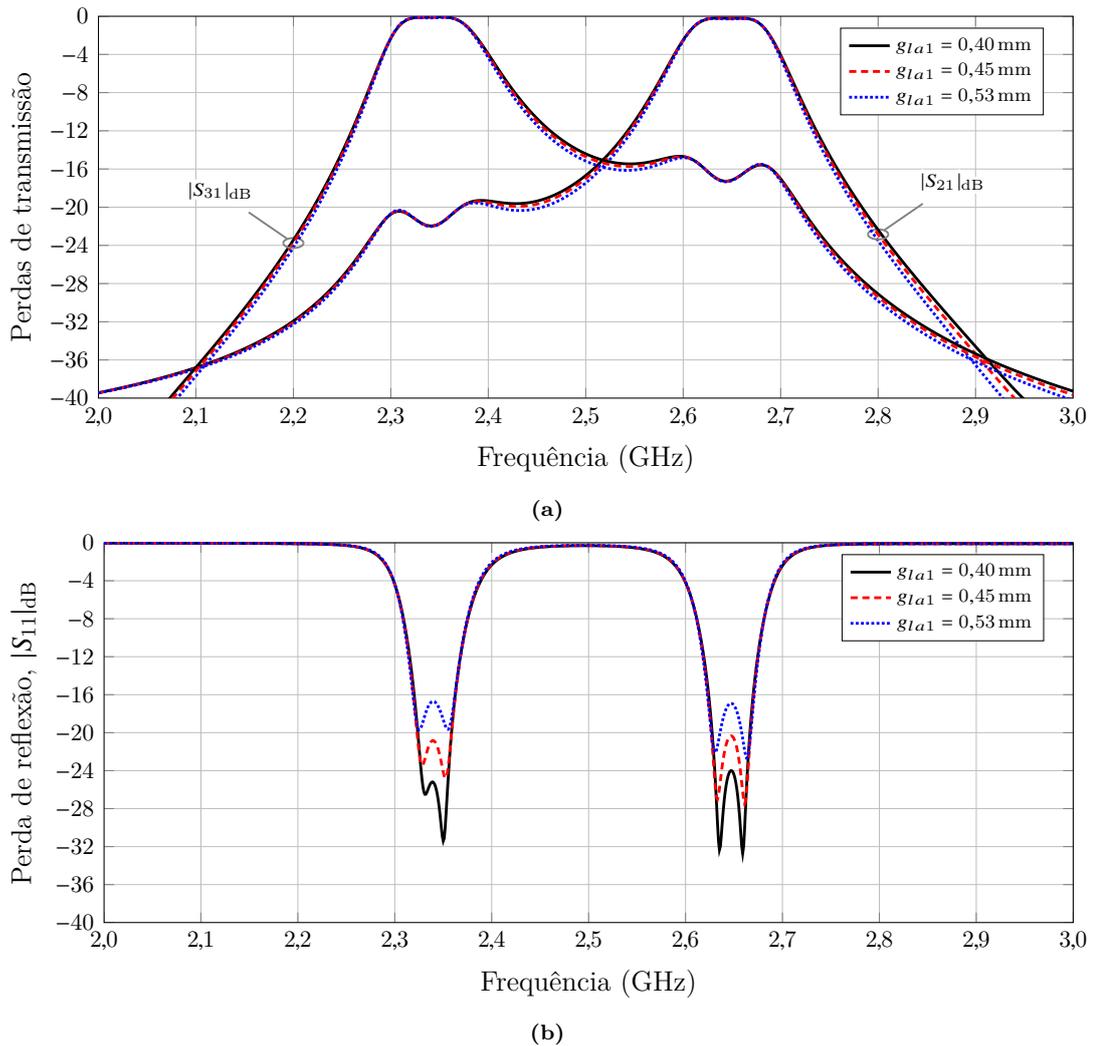


Figura 5.36: Resultados de simulação obtidos para o diplexador original com três diferentes valores do parâmetro g_{la1} . (a) Perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$, e (b) perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ na porta de entrada.

As curvas mostram que, à medida que o espaçamento diminui de $g_{la1} = 0,53$ mm (valor para o qual se atingiram as especificações do diplexador) para $g_{la1} = 0,40$ mm, $L_{Rmáx}$ cai para valores em torno de -24 dB, e sem prejuízo da seletividade, como mostram as curvas da Figura 5.36a. Consideramos, assim, $g_{la1} = 0,40$ mm para o projeto do diplexador original, a partir do qual é projetado o diplexador reconfigurável, o que será visto a seguir.

As respostas em frequência para as perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$ e de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ para o diplexador original com $g_{la1} = 0,40$ mm são mostradas na Figura 5.37. Elas foram obtidas considerando a tangente de perda de 0,0009 no dielétrico, e as trilhas metálicas em cobre com espessuras de $t = 0,036$ mm e $t = 0,018$ mm. Como será visto a seguir, o diplexador reconfigurável foi fabricado em estrutura de microfita com cobre de espessura $t = 0,018$ mm. Assim, os resultados de simulação obtidos para os Parâmetros S em que se considerou esse valor de t servirão de base para a comparação com as respostas em frequência obtidas para o dispositivo final com diodos no estado ON de polarização.

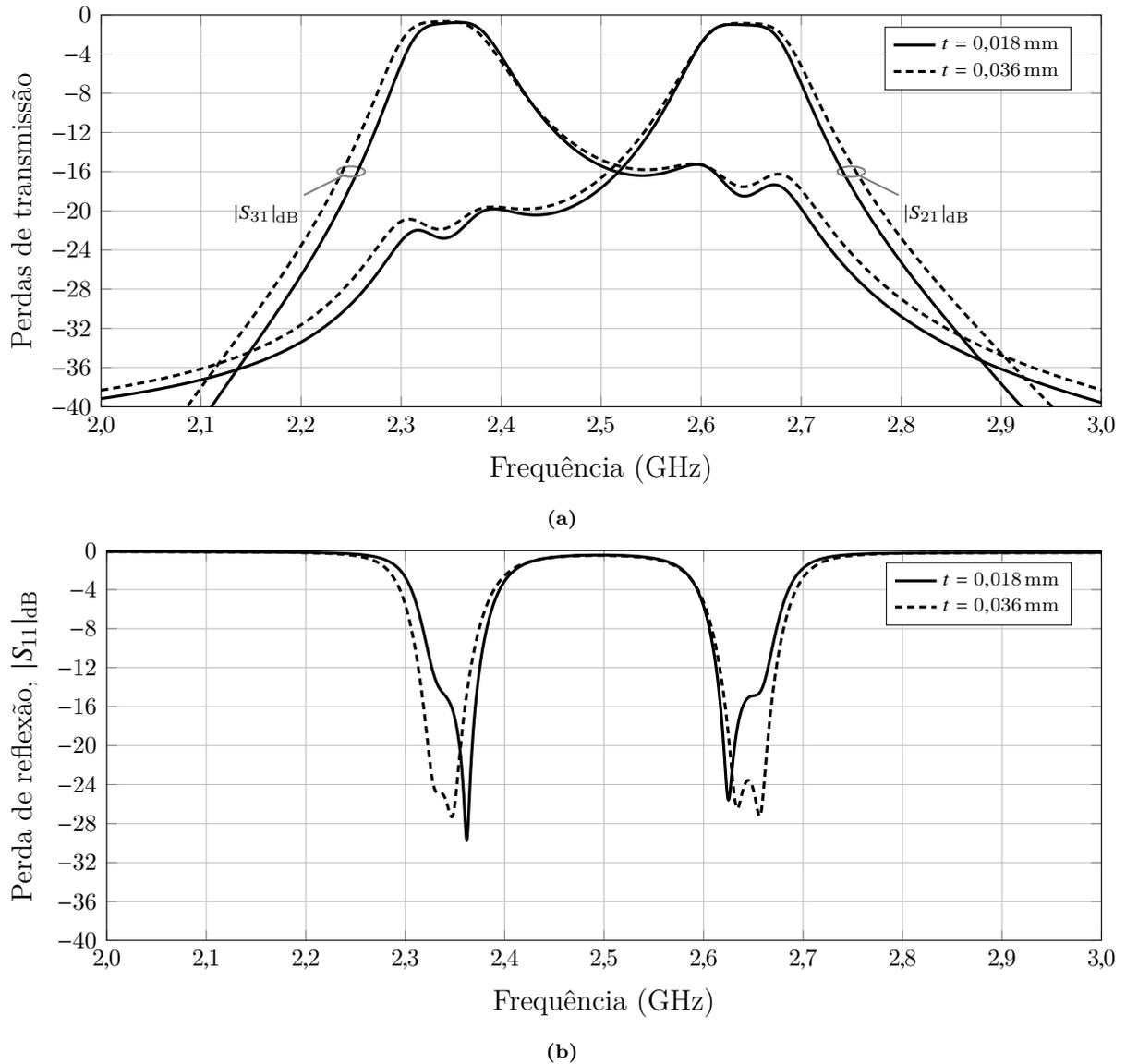


Figura 5.37: Resultados de simulação para o diplexador original com $g_{la1} = 0,40$ mm, incluindo as perdas dielétricas e considerando fita metálica de cobre com espessuras t de 0,018 mm e 0,036 mm, para comparação de desempenho. (a) Perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$. (b) Perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$.

B. O diplexador reconfigurável

Assim como no caso do filtro reconfigurável, a reconfiguração do diplexador começa pela análise de seu desempenho quando inserimos diodos também nas linhas de alimentação. Analisamos, então, três configurações iniciais com a introdução de diodos PIN (sem os demais componentes da reconfiguração): 1) nos ressoadores (4 diodos); 2) nos ressoadores e nas linhas de alimentação 2 e 3 (6 diodos); e 3) nos ressoadores e nas três linhas de alimentação (7 diodos). O *layout* do diplexador em cada um desses expedientes de reconfiguração é mostrado nas figuras 5.38, 5.39 e 5.40, em que no ítem (a) mostramos *layout* ilustrando o espaçamento $g_d = 1$ mm criado para inserir o diodo, e em (b), o *layout* já incluindo os diodos.

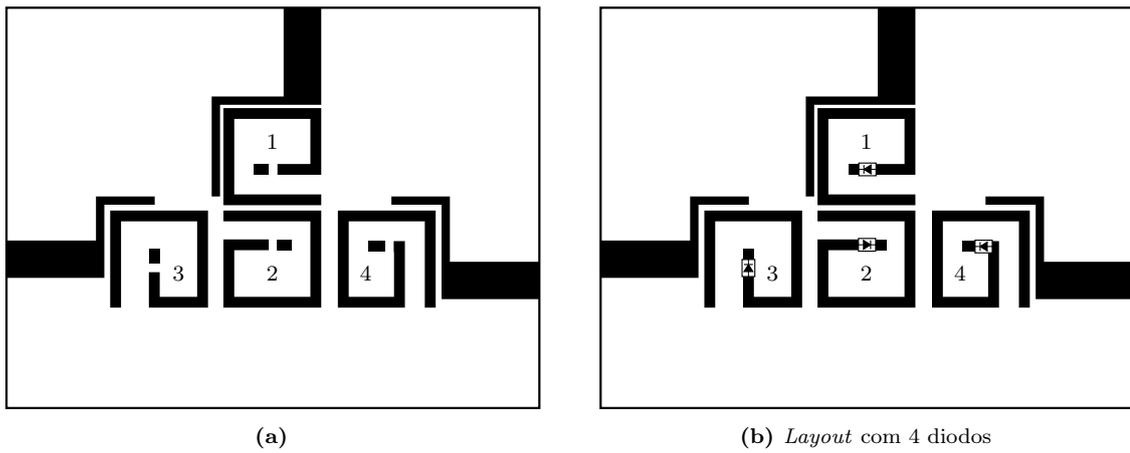


Figura 5.38: Diplexador modificado pelos cortes nos ressoadores para criar a abertura necessária para a inserção dos diodos PIN (a), e o *layout* incluindo os quatro diodos (b).

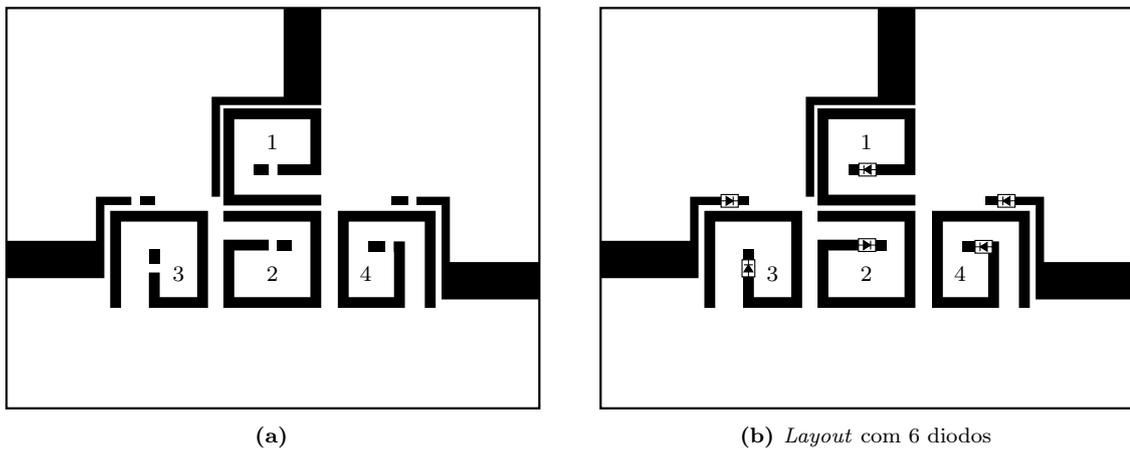


Figura 5.39: Diplexador modificado incluindo cortes também nas linhas de alimentação 2 e 3 para a inserção dos diodos PIN (a), e o *layout* já incluindo os seis diodos (b).

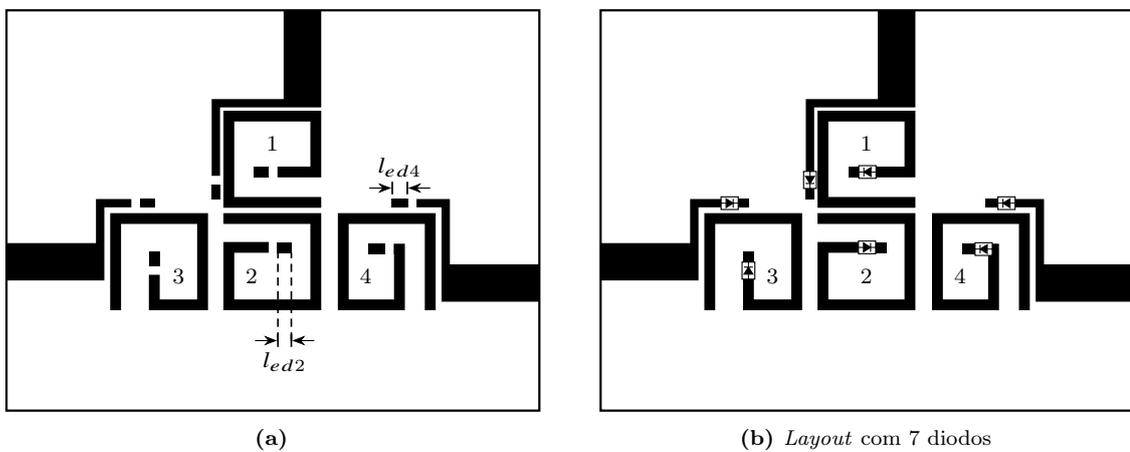


Figura 5.40: Diplexador modificado incluindo cortes também nas três linhas de alimentação para a inserção dos diodos PIN (a), e o *layout* incluindo os sete diodos (b).

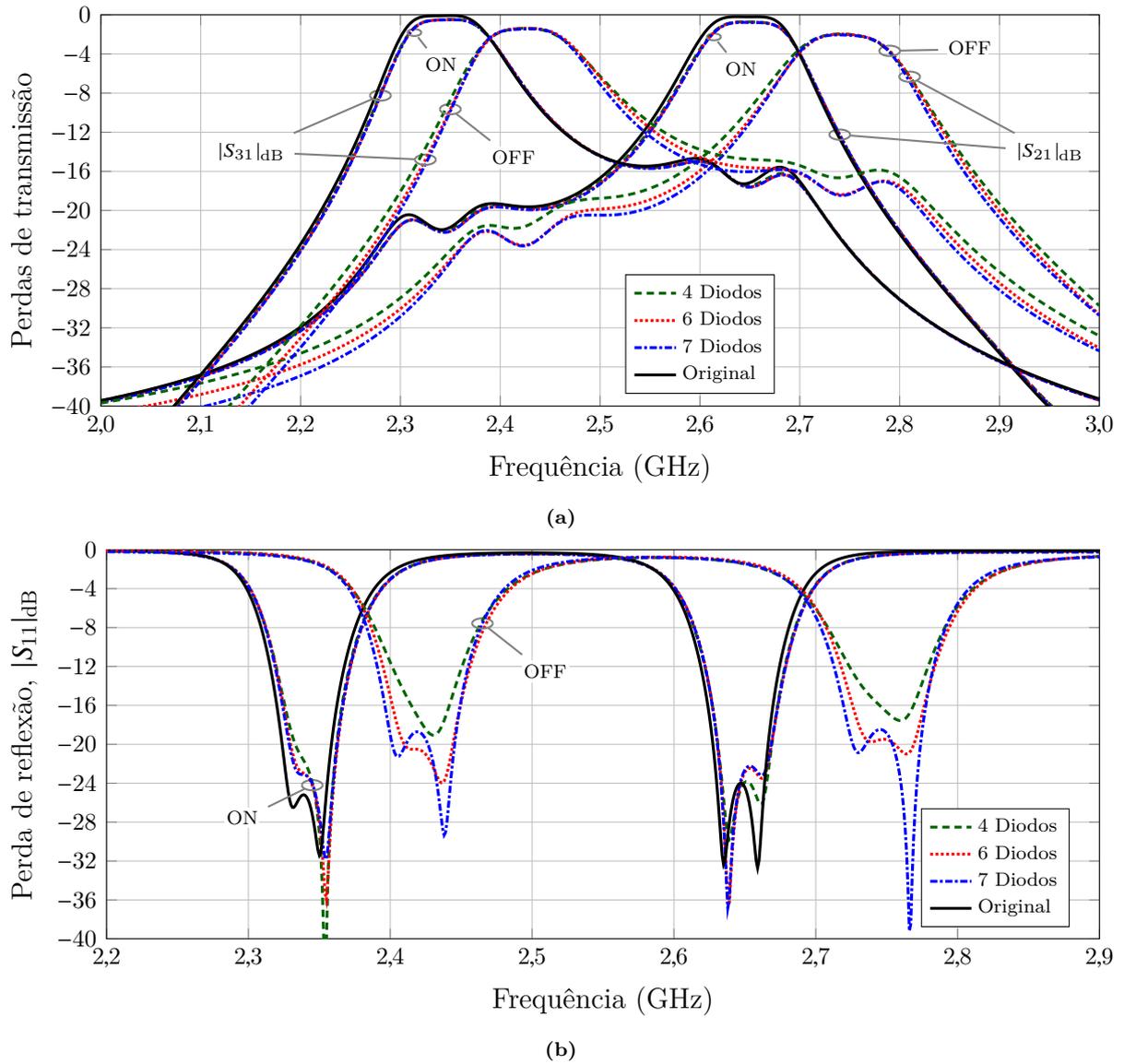
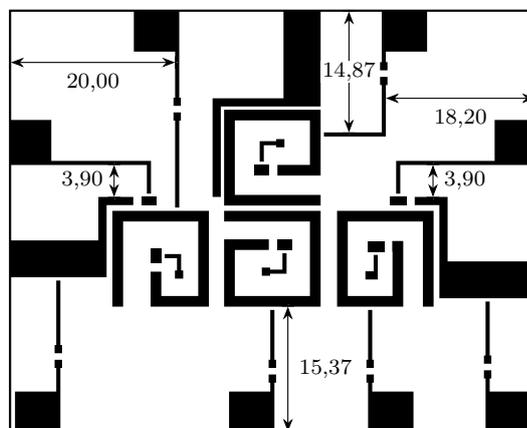


Figura 5.41: Resultados de simulação obtidos para o diplexador reconfigurável usando 4, 6 ou 7 diodos, com os *layouts* respectivamente ilustrados nas figuras 5.38b 5.39b e 5.40b, considerando camada metálica com material PEC e os diodos nos estados ON/OFF de polarização, em comparação com a resposta do diplexador original. (a) Perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$, e (b) perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ na porta de entrada.

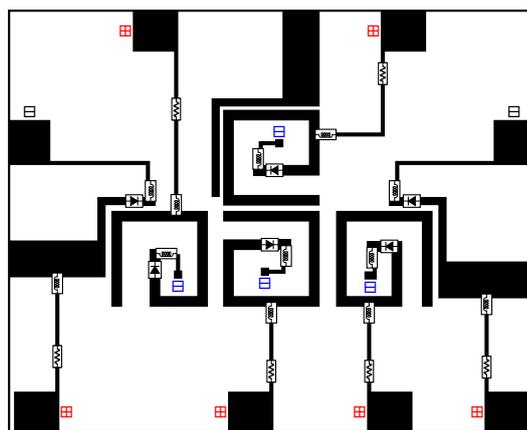
Dispositivos finais e resultados de simulação: Os resultados de simulação aqui apresentados para o diplexador reconfigurável com seis e com sete diodos foram obtidos considerando as perdas no dielétrico e as trilhas condutoras com material cobre de espessura $t = 0,018$ mm.

Reconfiguração com 6 diodos. O diagrama final do diplexador reconfigurável com seis diodos é ilustrado na Figura 5.42a. O circuito inclui as linhas de polarização devidamente posicionadas para garantir o mínimo de influência no dispositivo. A polarização direta dos diodos é indicada pelo sinal positivo em diversos pontos do *layout* da Figura 5.42b, em que são também incluídos todos os componentes necessários para a re-

configuração. A polaridade negativa é indicada pelo respectivo sinal nos pontos adequados do *layout* da figura. Os resultados de simulação encontram-se plotados na Figura 5.43.



(a)



(b)

Figura 5.42: Diagrama final do diplexador reconfigurável com 6 diodos. (a) *Layout* do circuito RF com as linhas de polarização. (b) *Layout* do dispositivo final incluindo também os componentes para a reconfiguração.

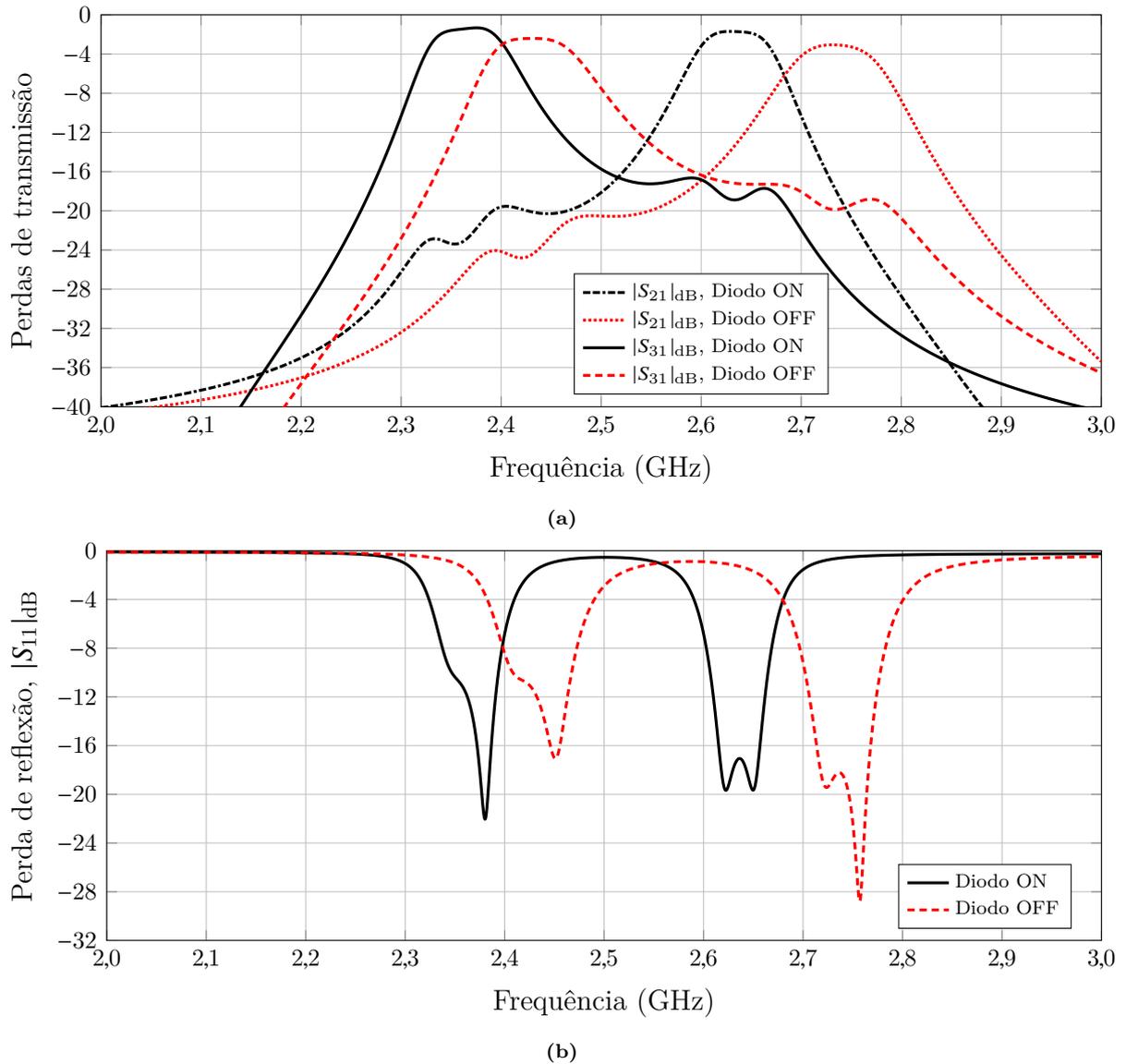
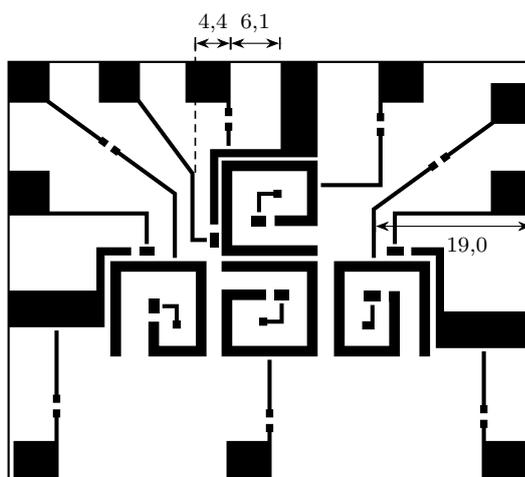
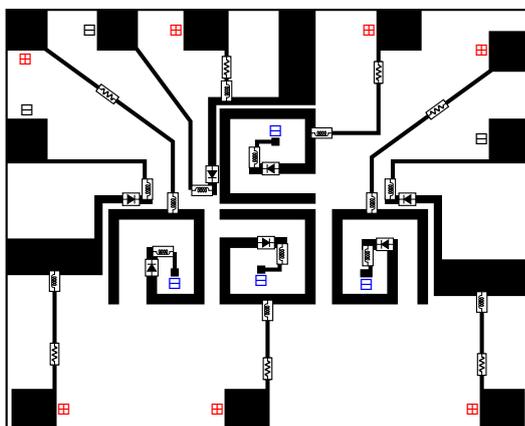


Figura 5.43: Resultados de simulação obtidos para o diplexador reconfigurável em sua versão final usando 6 diodos (Figura 5.42b), considerando as perdas no dielétrico e as trilhas metálicas de cobre com espessura $t = 0,018$ mm. (a) Perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$, e (b) perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ na porta de entrada.

Reconfiguração com 7 diodos. O *layout* do diplexador reconfigurável para implementação com sete diodos incluindo as linhas de polarização é ilustrado na Figura 5.44a. O diagrama do dispositivo em sua versão final incluindo todos os componentes para a reconfiguração ilustrando o sentido da polarização é mostrado na Figura 5.44. Os resultados de simulação obtidos para as perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$, e para a perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ na porta de entrada desse dispositivo são apresentados na Figura 5.45 em comparação com as curvas obtidas para o diplexador original com espessura de cobre de 0,018.

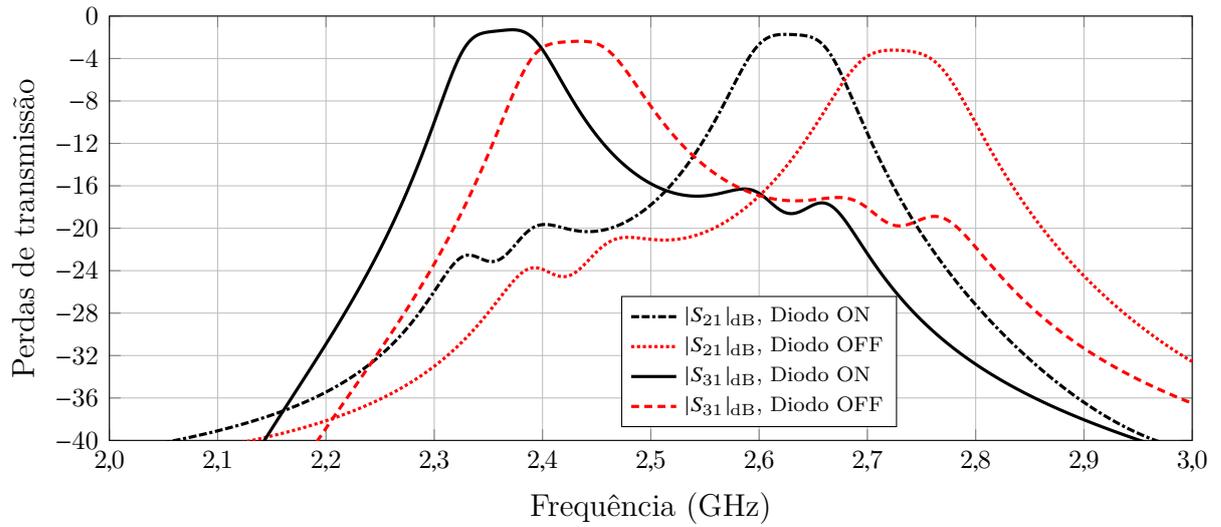


(a)

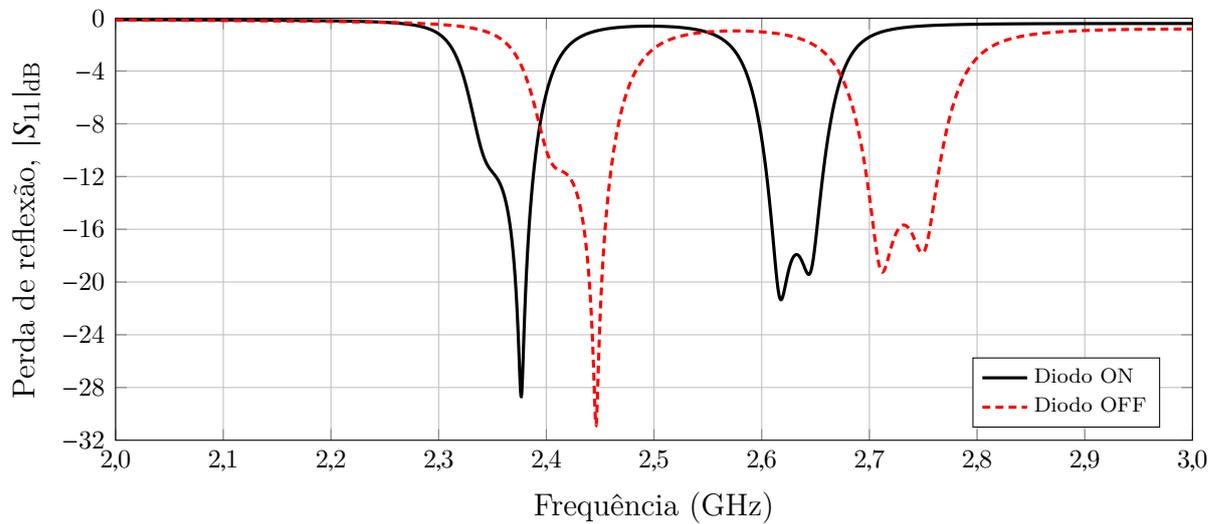


(b)

Figura 5.44: Diagrama final do diplexador reconfigurável com 7 diodos. (a) *Layout* do circuito de RF com as linhas de polarização. (b) *Layout* do dispositivo final incluindo também os componentes para a reconfiguração.



(a)



(b)

Figura 5.45: Resultados de simulação obtidos para o diplexador reconfigurável em sua versão final usando 7 diodos (Figura 5.44b), considerando as perdas no dielétrico e as trilhas metálicas de cobre com espessura $t = 0,018$ mm, em comparação com a resposta do diplexador original. (a) Perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$, e (b) perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ na porta de entrada.

Dispositivos fabricados e resultados experimentais:

Reconfiguração com 7 diodos. A fotografia do diplexador com 7 diodos é ilustrada na Figura 5.46. Similarmente ao que foi feito no filtro, os diodos são representados pela letra *D*, os indutores pela letra *L* e os resistores, pela letra *R*. As setas visíveis na fotografia indicam a existência de um orifício por onde um filamento condutor liga o circuito de polarização ao plano de terra. Os demais terminais negativos do circuito de polarização, *patches* (que não estão conectados a fios) são ligados ao plano de terra por fitas condutoras. O dispositivo foi testado para os diodos nos dois estados de polarização e seus resultados experimentais se acham ilustrados na Figura 5.47.

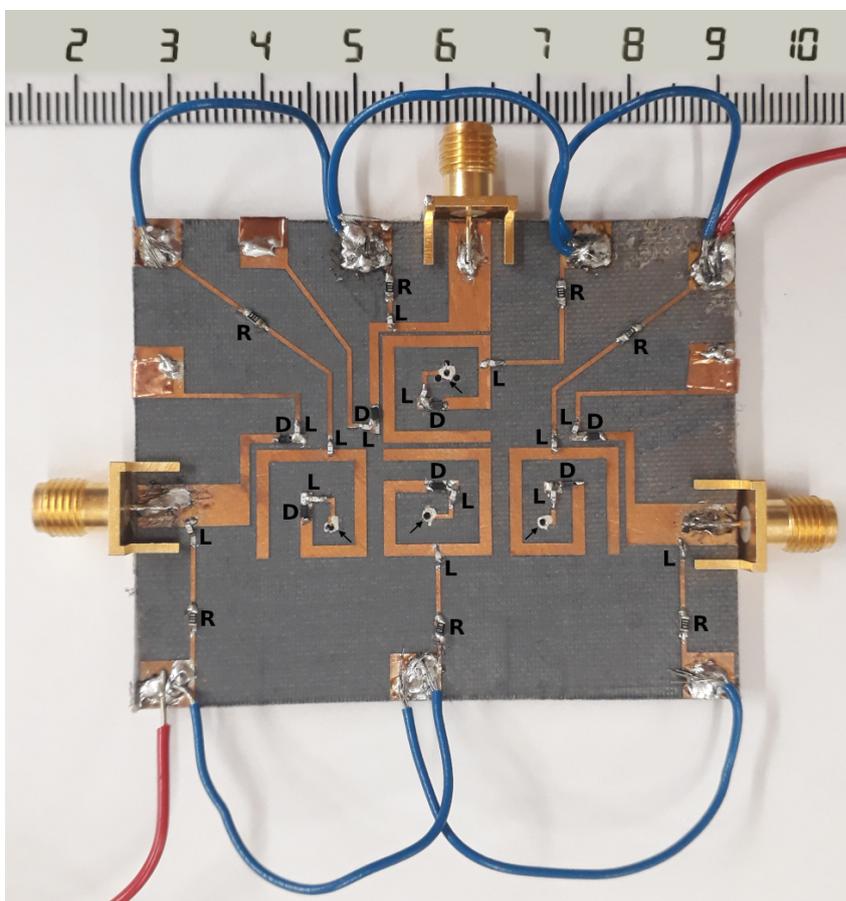


Figura 5.46: Fotografia do diplexador reconfigurável com 7 diodos.

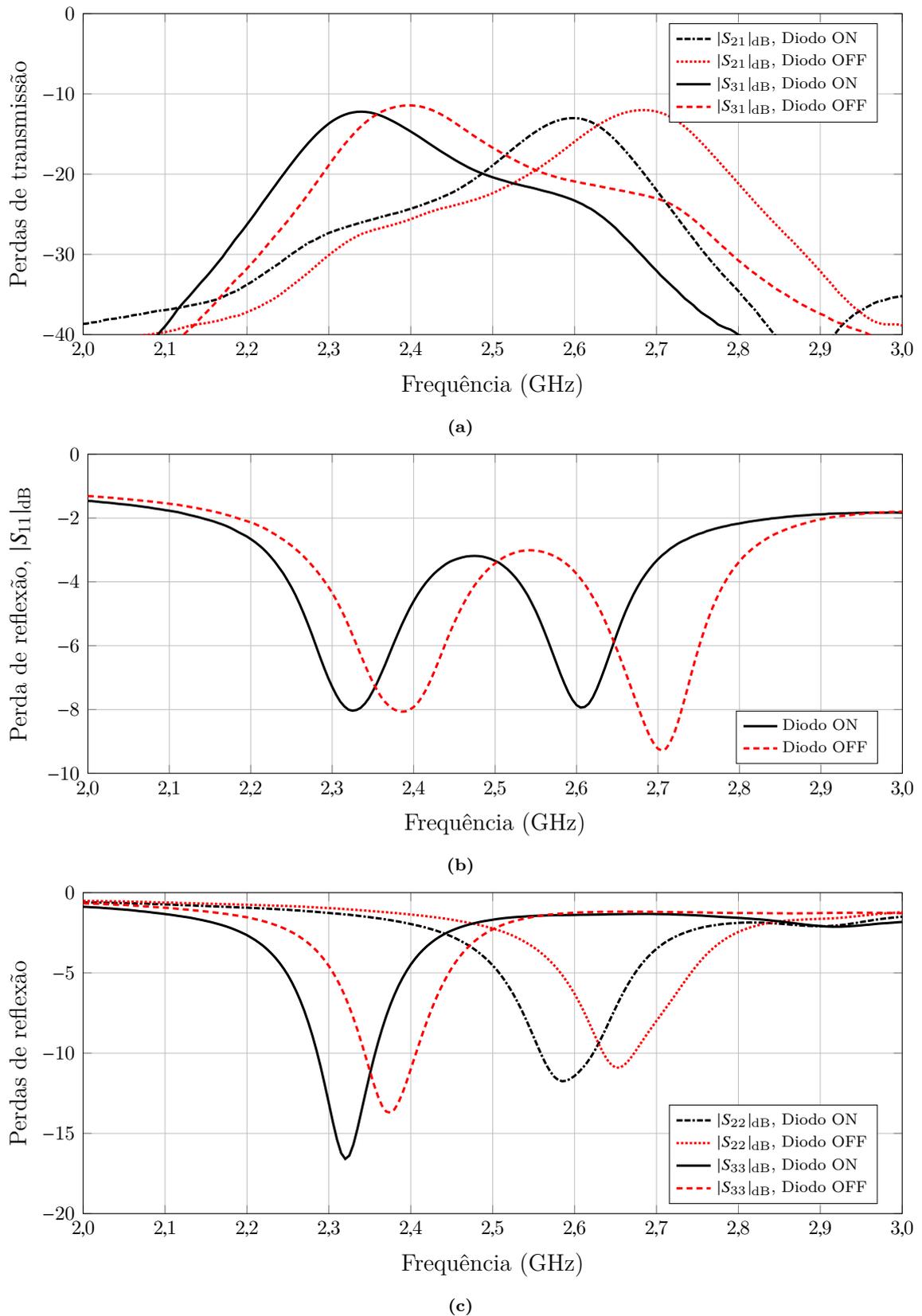


Figura 5.47: Resultados experimentais para o diplexador reconfigurável com 7 diodos da foto ilustrada Figura 5.46. (a) Perdas de transmissão $|S_{21}|_{dB}$ e $|S_{31}|_{dB}$; (b) perda de reflexão $|S_{11}|_{dB}$ na porta de entrada; e (c) perda de reflexão $|S_{22}|_{dB}$ na porta 2 e $|S_{33}|_{dB}$ na porta 3.

5.4 Conclusões

Este capítulo relatou essencialmente resultados de simulação e experimentais obtidos para o filtro *comblin*e, para os espiralados e para o filtro e diplexador reconfiguráveis. O filtro *comblin*e, com resposta Tchebyshev, em estrutura coaxial, foi projetado segundo a Teoria Geral de Acoplamento, construído pela técnica *Stereolithography Apparatus* (SLA) de impressão 3D e medido. Resultados excelentes foram alcançados quando comparados com os de simulações realizadas no CST. O ressoador triangular espiralado, em microfita, foi proposto visando à redução de tamanho de dispositivos por ressoadores acoplados, e seu desempenho foi testado no projeto de filtros de dois e de três polos. O filtro de dois polos também com resposta Tchebyshev, para a banda centrada em 1 GHz, foi projetado no CST, construído e testado. Seu desempenho na banda passante mostrou grande concordância com outro filtro de mesmas especificações, mas com o uso de ressoadores triangulares não espiralados. Ele apresentou uma redução de 48% em sua área construída em relação à do não espiralado. O filtro de três polos, com resposta Tchebyshev centrada em $f_0 = 900$ MHz, foi projetado e simulado, mas não construído. Resultados das simulações com o CST mostraram boa concordância com os resultados do filtro não espiralado com as mesmas especificações. Redução de 64% em sua área construída foi alcançada em relação à do não espiralado.

Um filtro de dois polos, projetado com ressoadores quadrados de malha aberta, foi reconfigurado com o uso de diodos PIN inseridos nas linhas dos ressoadores, bem como em suas linhas de alimentação. Quando simulado no CST com os diodos inicialmente polarizados no estado ON, o filtro operou com a banda centrada em 2,45 GHz. Comutando para o estado OFF, ele passou a operar na frequência central de 2,65 GHz. Construído o filtro, exibiu boa concordância quanto ao deslocamento da banda passante, mas apresentou perdas além daquelas previstas nas simulações.

E finalmente foi realizado um diplexador reconfigurável, em microfita, com quatro ressoadores quadrados espiralados, projetado para operar nas bandas centradas em 2,37 GHz e 2,63 GHz, quando no estado ON dos diodos; e nas bandas 2,43 GHz e 2,73 GHz, quando no estado OFF. As simulações mostraram inicialmente que, inseridos diodos PIN nos ressoadores apenas, acentuada alteração na resposta do diplexador era observada quando na comutação dos estados dos diodos. Diodos adicionais foram inseridos no circuito, desta vez nas linhas de alimentação. Com isso houve melhora no desempenho do diplexador. Ele foi construído e medido. Observou-se que, na comutação de estados dos diodos, as bandas de operação se deslocaram de 2,33 GHz e 2,60 GHz, quando no estado ON dos diodos, para 2,39 GHz e 2,68 GHz (no estado OFF), o que não ocorreu dentro do previsto nas simulações. Observou-se, tanto para o filtro quanto para o diplexador reconfiguráveis, que as perdas de transmissão se mantiveram altas, além do esperado (mais negativo, $|S_{21}|_{dB}$). Isso se deve principalmente à resistência presente nos diodos e nos indutores

choke. A solda utilizada é também mais um fator de perdas, bem como a transição entre os conectores SMA e as linhas de $50\ \Omega$ utilizadas nas portas dos dispositivos.

6

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões

Esta tese teve como objetivo o projeto e realização de filtros e diplexadores por ressoadores acoplados em estruturas de microfita e coaxial. Todo o estudo e realização dos dispositivos foi feito com base na Teoria Geral de Acoplamento, sempre visando contribuir para a simplificação dos circuitos (dispositivos reconfiguráveis) que formam os sistemas de telecomunicações modernos, bem como visando à redução em suas dimensões (ressoadores espiralados) e peso (impressão 3D). Podemos destacar os seguintes aspectos originais, realizados nesta tese:

1. Projeto, simulação e construção de um filtro passa-faixa *comblin* em tecnologia de impressão 3D. O filtro foi projetado e construído para quatro polos, com resposta Tchebyshev, largura de banda de 3%, frequência central de 3 GHz e perda de reflexão máxima na banda passante de -20 dB. Foi construído pela técnica de SLA e revestido, posteriormente, com camada de cobre de espessura $25 \mu\text{m}$ e resultou em um dispositivo leve, compacto, e de excelente desempenho. Foi o primeiro filtro *comblin* em estrutura coaxial, publicado, construído na faixa inferior de micro-ondas com a tecnologia de impressão 3D.

2. Proposta de ressoadores triangulares espiralados para o projeto de dispositivos por ressoadores acoplados visando à redução de tamanho. Proposta de filtros passa-faixa em microfita, utilizando ressoadores triangulares espiralados. Um filtro de dois polos formado por ressoadores triangulares espiralados foi projetado e construído para a banda centrada em 1 GHz. Outro filtro de mesmas especificações, mas formado por ressoadores triangulares não espiralados foi construído para comparação. O primeiro filtro apresentou respostas, na banda de frequência para a qual foi projetado, em excelente concordância com as do segundo. Sua área construída alcançou uma redução de 48% em relação à área do não espiralado. Um filtro de três polos, formado por ressoadores espiralados, foi simulado no CST e seu desempenho comparado com o de um outro para as mesmas especificações, mas com ressoadores não espiralados, e o resultado foi também de grande concordância na banda passante. Não foram, entretanto, construídos, uma vez que a

intenção era de verificar se para um número maior de ressoadores, redução similar seria possível ser alcançada. As simulações revelaram que a redução alcançada na área do espiralado, caso fosse construído, seria de 64% da área do não espiralado.

3. Proposta de um filtro passa-faixa de dois polos, reconfigurável em microfita. Foi projetado e construído utilizando diodos PIN na reconfiguração. Quatro diodos PIN foram utilizados, dois dos quais inseridos nas linhas dos ressoadores e dois outros em suas linhas de alimentação. Verificou-se, a partir de simulações no CST, que a inserção dos diodos também nas linhas de alimentação poderia melhorar a resposta do filtro em relação àquela quando apenas diodos nos ressoadores fossem inseridos. Quando realizado e medido, o deslocamento das bandas de frequência se deu conforme previsto na simulação, mas as perdas ficaram acima do esperado. A inserção de diodos nas microfitas, bem como de indutores *choke* (bloqueio de RF para o circuito de polarização) contribuíram para as perdas alcançarem valores acima do esperado.

4. Proposta e realização de um diplexador, reconfigurável em microfita, utilizando também diodos PIN. Foi projetado para operar nas bandas centradas em 2,37 GHz e 2,63 GHz quando os diodos estão em estado ON, e nas bandas 2,43 GHz e 2,73 GHz com os diodos no estado OFF. Similarmente ao que foi observado com o filtro reconfigurável, a inserção de diodos também nas linhas de alimentação, pelos resultados obtidos de simulação, melhora a resposta das perdas de reflexão e de transmissão do diplexador. O diplexador recebeu então sete diodos ao ser construído. Similarmente ao que ocorreu com o filtro reconfigurável, as perdas se mostraram acima do esperado, mesmo nas simulações substituindo o conductor perfeito por cobre e dielétrico apresentado constant de perdas de 0,0009. Quanto ao deslocamento da bandas de frequência na comutação de estado dos diodos, o deslocamento foi um pouco abaixo do previsto nas simulações: 2,33 GHz e 2,60 GHz quando no estado ON dos diodos, e 2,39 GHz e 2,68 GHz quando no estado OFF. Com o aumento do número de diodos, era de se esperar aumento nas perdas presentes no desempenho do diplexador.

Esta tese tratou do tema Teoria Geral de Acoplamento de forma detalhada, minuciosa, principalmente quando toca no aspecto de extração dos coeficientes de acoplamento e fatores de qualidade externos. Apresentou discussões e conclusões valiosas, úteis, sobre o uso do aplicativo CST de simulações eletromagnéticas no estudo de dispositivos por ressoadores acoplados.

6.2 Trabalhos futuros

Após investigar e implementar soluções viáveis para se alcançar melhor desempenho dos dispositivos reconfiguráveis aqui propostos, o objetivo é projetar e realizar versões com número maior de ressoadores.

Implementar o ressoador triangular espiralado aqui proposto em projeto de diplexadores.

Projetar e realizar diplexadores em estrutura coaxial para impressão em 3D semelhante à do filtro passa-faixa *comblin*.

REFERÊNCIAS

- 1 SKAIK, T. F.; LANCASTER, M. J. Coupled resonator diplexer without external junctions. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, Scientific Research Publishing, Inc., v. 03, n. 06, p. 238–241, 2011.
- 2 NATH, M. Review of filter techniques. *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, v. 3, n. 3, p. 415–421, maio 2012. ISSN 2231-5381.
- 3 XIA, W.; SHANG, X.; LANCASTER, M. Responses comparisons for coupled-resonator based diplexers. In: *3rd Annual Seminar on Passive RF and Microwave Components*. [S.l.]: IET, 2012.
- 4 GUAN, X. *et al.* Miniaturized high-temperature superconducting diplexer using common resonator and cross coupling structure. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 27, n. 4, p. 1–4, jun 2017.
- 5 CHINIG, A. Review on technologies used to design RF diplexers. *International Journal of Biosensors & Bioelectronics*, MedCrave Group, LLC, v. 4, n. 1, feb 2018.
- 6 HONG, J. S.; LANCASTER, M. J. Canonical microstrip filter using square open-loop resonators. *Electronics Letters*, v. 31, n. 23, p. 2020–2022, Nov 1995. ISSN 0013-5194.
- 7 HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 44, n. 11, p. 2099–2109, Nov 1996. ISSN 0018-9480.
- 8 MACCHIARELLA, G.; TAMIAZZO, S. Novel approach to the synthesis of microwave diplexers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 54, n. 12, p. 4281–4290, dec 2006.
- 9 HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2001. ISBN 9780471388777.
- 10 JOUBERT, J. Spiral microstrip resonators for narrow-stopband filters. *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, v. 150, n. 6, p. 493–496, Dec 2003. ISSN 1350-2417.
- 11 ARAUJO, L. da S.; OLIVEIRA, A. J. B. de. The square spiral resonator: Investigating its electromagnetic performance for filter design. In: *2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*. [S.l.]: IEEE, 2015.
- 12 MATTHAEI, G. L.; YOUNG, L.; JONES, E. M. T. *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structure*. [S.l.]: Artech House, 1980.
- 13 YU, J. J. *et al.* Miniaturized microstrip open-loop filters. *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 35, n. 2, p. 157–159, 2002. ISSN 1098-2760. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/mop.10545>>.
- 14 WONG, P. W.; HUNTER, I. Electronically tunable filters. *IEEE Microwave Magazine*, v. 10, n. 6, p. 46–54, Oct 2009. ISSN 1527-3342.

- 15 ARAUJO, L. *et al.* 3-d printed band-pass combline filter. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Subscription Services, Inc., A Wiley Company, v. 59, p. 1388–1390, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1002/mop.30547>>.
- 16 KUO, F. F. *Network Analysis and Synthesis*. second. [S.l.]: JOHN WILEY & SONS INC, 1966.
- 17 POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. [S.l.]: JOHN WILEY & SONS INC, 2011. ISBN 978-0-470-63155-3.
- 18 COLLIN, R. E. *Foundations for Microwave Engineering*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1966.
- 19 ARAÚJO, L. S.; OLIVEIRA, A. J. B. de. A triplexer design based on coupled resonators approach for wireless communication. In: *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave Optoelectronics Conference (IMOC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4.
- 20 ARAUJO, L. S.; OLIVEIRA, A. J. B. Triplexers based on coupled resonators: Design and comparison of two different topologies. In: UNIVERSITY, H. D. (Ed.). *AES 2014, the 3rd Advanced Electromagnetics Symposium*. [S.l.: s.n.], 2014.
- 21 SKAIK, T. F. *Synthesis of Coupled Resonator Circuits with Multiple Outputs using Coupling Matrix Optimization*. Tese (phdthesis) — School of Electronic, Electrical and Computer Engineering The University of Birmingham, March 2011. Disponível em: <<https://core.ac.uk/download/pdf/10879.pdf>>.
- 22 DESOER, C. A.; KUH, E. S. *Teoria Básica de Circuitos*. [S.l.]: Guanabara Dois, 1979.
- 23 ARAUJO, L. S.; OLIVEIRA, A. J. B. de. A microstrip triangular spiral resonator for bandpass filter design. In: *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave Optoelectronics Conference (IMOC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4.
- 24 ARAUJO, L. S.; OLIVEIRA, A. J. B. d. Triangular spiral resonators for the design of front-end microstrip coupled circuits. In: *ISWCS 2013; The Tenth International Symposium on Wireless Communication Systems*. [s.n.], 2013. p. 1–4. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6629775/>>.
- 25 ARAUJO, L. S.; OLIVEIRA, A. J. B. A microstrip triangular spiral resonator for a tchebyshev bandpass filter design. In: UNIVERSITY, H. D. (Ed.). *AES 2014, the 3rd Advanced Electromagnetics Symposium*. [S.l.: s.n.], 2014.
- 26 D'AURIA, M. *et al.* 3-d printed metal-pipe rectangular waveguides. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, v. 5, p. 1339 – 1349, Sept. 2015.
- 27 ZHANG, B.; ZIRATH, H. A metallic 3-d printed e-band radio front end. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, v. 26, p. 331 – 333, May 2016.
- 28 ZHANG, B. *et al.* Review of 3d printed millimeter-wave and terahertz passive devices. *International Journal of Antennas and Propagation*, International Journal of Antennas and Propagation, v. 2017, July 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1155/2017/1297931>>.
- 29 GOMEZ-TORRENT, A. *et al.* A study of the additive manufacturing technology for rf/microwave components. In: *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. [S.l.]: IEEE, 2017. v. 2017.

-
- 30 BOOTH, P.; LLUCH, E. V. Enhancing the performance of waveguide filters using additive manufacturing. In: *Proceedings of the IEEE*. [S.l.]: IEEE, 2017. v. 105, p. 613 – 619.

APÊNDICE A – O MÉTODO DO GRADIENTE

Minimizar uma função $\Psi(m)$, em que $m = [m_1, m_2, m_3, \dots, m_n]^t$ é um vetor coluna, significa obter os valores ótimos para $m_1, m_2, m_3, \dots, m_n$ de forma a se atingirem mínimos locais ou o mínimo global para $\Psi(m)$ no intervalo desejado do vetor m . Determinar o mínimo global requer muito tempo computacional. A busca por mínimos locais é recomendável em grande parte dos casos pela reduzida complexidade e tempo de processamento, oferecendo quase sempre resultados satisfatórios. Nesta tese o Método do Gradiente pela busca dos mínimos locais é o adotado. O gradiente de $\Psi(m)$, $\nabla\Psi(m)$, é uma função vetorial que aponta na direção e sentido de máximo crescimento da função $\Psi(m)$. Assim, considerando $m^{(0)}$ o vetor coluna inicial, façamos $m^{(j)} = m^{(0)}$, a partir do que podemos escrever as sucessivas iterações para m :

$$m^{(i+1)} = m^{(j)} - \lambda_j \nabla\Psi(m^{(j)}), \quad (j = 1, 2, 3, \dots), \quad (\text{A.1})$$

em que λ_j é um escalar a ser determinado para cada iteração. Resulta, então, num procedimento de otimização em uma dimensão em que se procura um valor de λ_k , tal que $\Psi(\lambda_k) - \Psi(\lambda_{k-1}) \leq \epsilon$. O parâmetro ϵ é a precisão que se deseja para $\Psi(\lambda_j)$ no processo de convergência.

A Figura A.1 ilustra o diagrama de fluxo do algoritmo de otimização de uma função $\Psi(m)$.

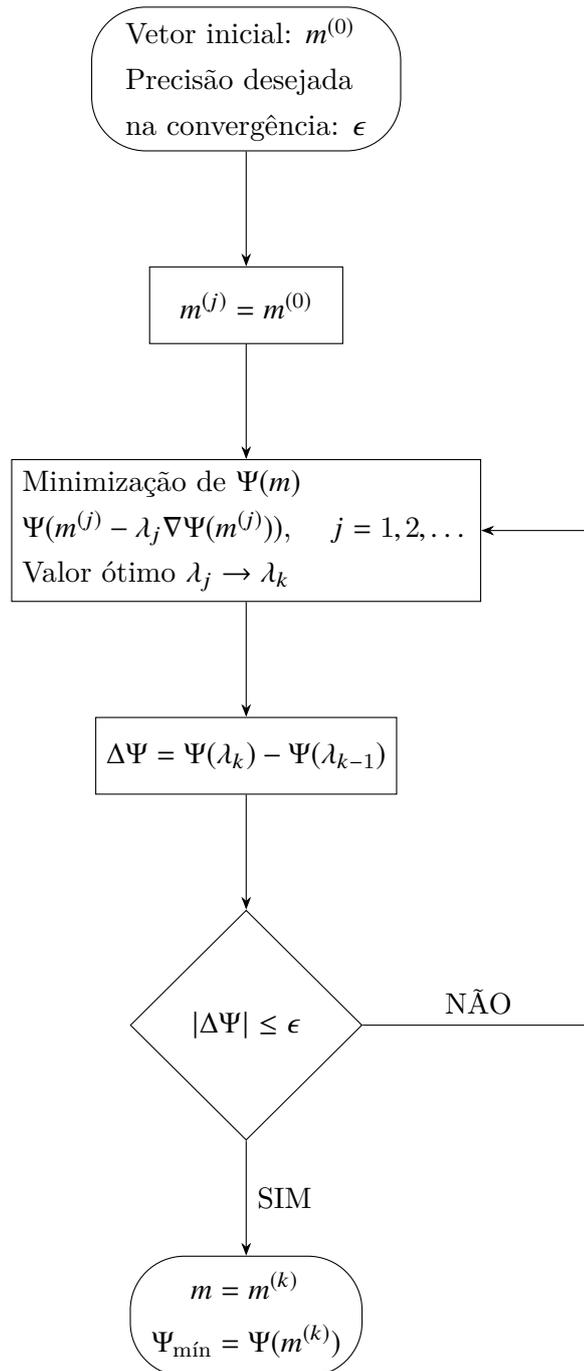


Figura A.1: Diagrama de fluxo do algoritmo de otimização pelo Método do Gradiente.

APÊNDICE B – TECNOLOGIA DE IMPRESSÃO 3D

O custo de fabricação de estruturas em 3D representa uma limitação para aplicações de baixo custo. Isso se torna mais claro quando a frequência está na faixa de ondas milimétricas, devido à grande exigência quanto à precisão mecânica desejada para as características dos dispositivos de tamanhos reduzidos. As tecnologias de usinagem e microusinagem de peças maciças metálicas constituíam e ainda constituem soluções de fabricação de alto custo. Durante as duas últimas décadas, a tecnologia de impressão 3D, também chamada de fabricação em camadas (*additive manufacturing*) encontrou larga aplicação na fabricação e prototipagem de componentes de alta complexidade geométrica [26–30]. Durante os últimos 10 anos, exemplos de componentes de micro-ondas e ondas milimétricas fabricados seguindo a tecnologia de impressão 3D têm sido relatados na literatura. São dispositivos operando em frequências na faixa superior da banda de micro-ondas, em que os requisitos são mais exigentes. A partir de 2015, cresceu o interesse no uso dessa tecnologia para frequências mais baixas, pois é nessas frequências que os dispositivos em guias de ondas construídos com material metálico maciço são volumosos e, assim, pesados. Nesse ano foram construídos guias de ondas na banda X (8 a 12 GHz) e banda W (75 a 110 GHz) e seus desempenhos publicados na literatura especializada. Foram utilizadas as tecnologias *Fused Deposition Modeling* (FDM) e SLA em impressão 3D, que são consideradas as menos onerosas. O desempenho desses dispositivos foi avaliado e publicado. A partir de então novos dispositivos foram sendo construídos e seu desempenho avaliado. Em 2017 foi projetado e construído o primeiro filtro *compline* em tecnologia 3D e na banda inferior de micro-ondas, fazendo uso da tecnologia SLA, cujo desempenho foi relatado no Capítulo 5 desta tese.

B.1 Vantagens do uso de impressão 3D

1. Utilização eficiente do material empregado na fabricação dos objetos. O material que não for utilizado, como resina e plástico em pó, podem ser reutilizados.
2. Baixo consumo de energia.
3. Baixa demanda por mão de obra especializada.
4. Alta flexibilidade: é capaz de realizar estruturas complexas que são impossíveis de serem construídas por processos tradicionais.
5. Redução no tempo de fabricação. Essa tecnologia elimina o uso de ferramentas, bem como o tempo de preparo dos moldes.

A impressão 3D consiste na deposição, camada por camada, de resina ou plástico fundido, a partir das quais o objeto que se deseja fabricar deverá ser composto. Diferentes técnicas estão disponíveis hoje comercialmente. Elas podem ser classificadas em três grandes categorias: 1) Deposição seletiva de camadas de plástico fundido (FDM); 2)

Deposição de camadas de resina polimerizadas por ultravioleta, que inclui impressão por jato de tinta e estereolitografia (SLA); e plástico granular fundido, que inclui *Selective Laser Sintering* (SLS). As técnicas de impressão 3D existentes serão descritas nesta seção, maior destaque dado à técnica SLA, uma vez que é a utilizada nesta tese para a construção do filtro coaxial *comblin*.

B.2 Tecnologia SLA

O princípio dessa tecnologia consiste em usar resina fotossensível que, uma vez polimerizada por um feixe de luz ultravioleta, adquire consistência rígida e, de camada em camada, o objeto que se deseja construir vai-se formando. A Figura B.1a ilustra o princípio de SLA para a construção de um objeto. O princípio faz uso essencialmente de um computador conectado a um sistema de controle, uma cuba com resina, uma plataforma que pode deslocar-se verticalmente, e um espelho, com grande poder de giro, que ajusta o posicionamento de um feixe de ultravioleta sobre a superfície da resina. Inicialmente o objeto é desenhado num modelo *Computer Aided Design* (CAD) e convertido para um *software* dedicado, que fatia o modelo em camadas finas horizontais, tendo cada ponto da figura nessa lâmina identificado por seu par coordenado xy . O processo ilustrado na figura considera um cone como objeto a ser construído e seus estágios são descritos a seguir. 1) A plataforma, que pode deslocar-se verticalmente, tem sua posição inicial ligeiramente abaixo da superfície da resina, formando a primeira camada sobre a qual o feixe de ultravioleta atuará. Com a incidência do feixe, a resina polimerizada fica endurecida, exibindo o desenho da primeira camada física do objeto a ser construído. Nesse momento, a superfície da resina é formada por parte líquida, que não sofreu incidência da ultravioleta, e parte rígida, a polimerizada. 2) Em seguida, a plataforma desce o suficiente para que a resina líquida volte a ser o único material presente na superfície. Forma-se então uma nova camada de resina (espessura em torno de 0,0076 cm) sobre aquela polimerizada e que vai sofrer a incidência da radiação ultravioleta em regiões fixadas pelos novos pares coordenados que representam a camada seguinte do objeto a ser construído. O processo se repete até que a última camada seja polimerizada. As figuras B.1b e B.1c mostram um estágio intermediário em que grande parte do objeto foi construída, achando-se imersa na resina, e quando finalmente é concluído. A plataforma é erguida à posição inicial e ele retirado para limpeza em que se faz remoção de resina não polimerizada que aderiu à superfície do objeto. O objeto em seguida passa por processos de pintura ou metalização que dependem da finalidade a que se propõem.

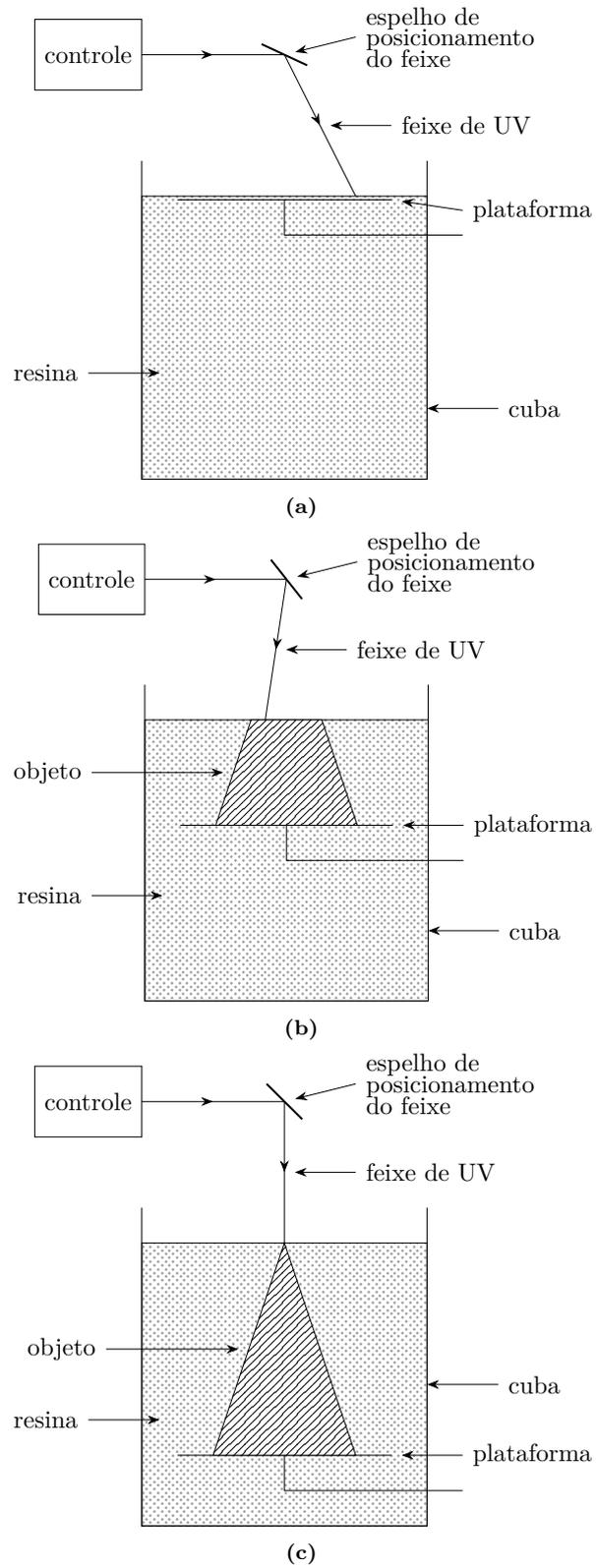


Figura B.1: Estágios de fabricação de um objeto (cone) pela tecnologia de estereolitografia.

B.3 Tecnologia FDM

Essa tecnologia consiste na deposição seletiva de material plástico fundido formando camadas do material escolhido na fabricação do objeto. Nela não há resina e, portanto, não há cuba. A Figura B.2 descreve sucintamente o processo em dois de seus estágios. O material a ser utilizado é disposto em forma de fio fino enrolado num carretel. Ele é puxado gradualmente e levado para um pequeno ambiente em que sofre fusão e é conduzido no estado líquido para um bico com orifício de saída muito pequeno a partir do qual é depositado para formar uma camada do objeto. Uma vez finalizada uma camada horizontal, a plataforma desce o suficiente para que se inicie a formação de uma nova camada. O processo se repete até a conclusão do objeto. Para essa tecnologia, o menor detalhe que se pode realizar no plano xy é limitado pela abertura do bico de liberação do material fundido para a construção das camadas. Mesmo assim, a resolução alcançada nesse plano é muito boa. A limitação na resolução dessa tecnologia está na direção vertical. Na direção do eixo z , a dimensão mínima alcançável está limitada ao deslocamento mecânico mínimo que se pode obter com a plataforma (em torno de 0,0254 cm), o que deixa a desejar quando comparado com o deslocamento para SLA que é típico de 0,0076 cm. O bico é uma peça mecânica que se desloca horizontalmente no processo de deposição do material para a formação da camada. Nessa tecnologia há a flexibilidade de material a ser utilizado, dependendo da finalidade para a qual o objeto está destinado. Podem ser utilizados materiais como, ABS, policarbonatos e ultem. A principal vantagem no uso de FDM em relação às outras tecnologias 3D, está na escolha do material, o que pode dar ao objeto maior resistência mecânica, térmica e química. A grande desvantagem dessa técnica está no tempo gasto para concluir um objeto, uma vez que a peça mecânica móvel de deposição é inerentemente lenta. Peças podem durar dias para sua conclusão. Das tecnologias de impressão 3D, é a de mais baixo custo.

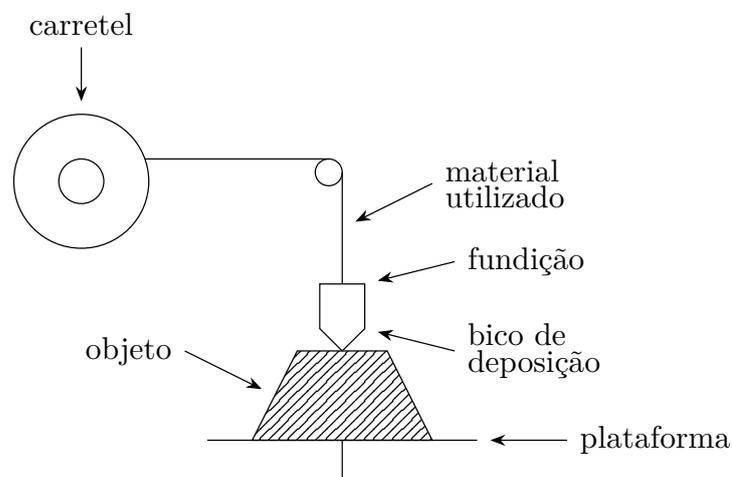


Figura B.2: Ilustração do princípio de FDM.

B.4 Tecnologia SLS

A tecnologia de impressão 3D por SLS não envolve resina nem a construção do objeto por plástico derretido. A impressão se faz pela fusão de pó plástico por atuação da incidência de um feixe de laser. Numa câmara horizontal, elevada a uma temperatura quase de fusão do pó, uma camada dele é uniformemente espalhada. Inicialmente, um feixe de laser é direcionado para os pontos de coordenadas da primeira camada do objeto. A região de incidência do laser é derretida e logo resfriada tornando-se a parte sólida a primeira camada do objeto a ser construído. A plataforma desce minimamente, o suficiente para receber uma nova camada de pó do material. Uma lâmina horizontal passa em toda a região que contém o pó para deixá-la uniformemente distribuída, pronta para receber nova incidência do feixe de laser. O processo continua com o abaixamento da plataforma para início de um novo ciclo. Uma vez formado o objeto desejado, o excesso de pó é facilmente removido por pincel.

Das três tecnologias descritas, a de menor custo é a FDM, mas apresenta uma limitação que é o tempo de fabricação do objeto. Apresenta, por outro lado, um aspecto desejado que é a resistência mecânica, química e térmica do produto, pois depende o desempenho do tipo de material escolhido. Tem boa resolução no plano xy ; mas na direção z ela é baixa, pois depende da espessura da camada, que é a maior que a de todas as outras tecnologias. Embora a tecnologia SLA seja mais onerosa do que a FDM, a qualidade da superfície alcançada é bem maior. Isso se deve às reduzidas dimensões do ponto de iluminação do feixe do laser e da baixa viscosidade da resina.