UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA

ARIANA M. C. LACORTE CANIATO SERRANO

**Projeto de filtros de microondas passa-faixa planares
utilizando ressoadores *patch dual-mode***

São Paulo

2007

ARIANA M. C. LACORTE CANIATO SERRANO

Projeto de filtros de microondas passa-faixa planares
utilizando ressoadores *patch dual-mode*

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para a obtenção
do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Microeletrônica

Orientadora: Dra. Fatima Salete Correra

São Paulo

2007

FICHA CATALOGRÁFICA

Serrano, Ariana Maria da Conceição Lacorte Caniato
Projeto de filtros de microondas passa-faixa planares utilizando ressoadores *patch dual-mode* / A.M.C.L.C. Serrano. -- São Paulo, 2007.
124 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Tecnologia de microondas 2.Dispositivos de microondas 3.Filtros elétricos I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

Dedicatória

A Gustavo, meu eterno amor, paciente amigo e incansável colega,

Traz-me um casamento perfeito,

Filtra-me a incompetência e o desalento.

Agradecimentos

À Dra. Fatima Salete Correra pela valiosa orientação, por ter me dado todo o apoio necessário para o desenvolvimento deste trabalho, com impecável dedicação ao longo desses anos e, ainda, por contribuir para o meu equilíbrio intelectual e profissional.

Aos técnicos do LME, Jair Pereira de Souza, da Sala de Medidas, Ana Rita Pereira dos Santos, da Sala Limpa e Raimundo Izidro de Moura, da Oficina Mecânica, pela indispensável ajuda.

À Omnsiys Engenharia pela valiosa oportunidade de realização do curso de mestrado.

A meus pais, Helio e Conceição, por me conduzirem pelos melhores caminhos na busca dos meus objetivos.

Resumo

SERRANO, A. M. C. L. C. **Projeto de filtros de microondas passa-faixa planares utilizando ressoadores *patch dual-mode***. 2007. Tese (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.

Esta dissertação de mestrado apresenta uma metodologia de projeto de filtros de microondas planares passa-faixa tipo *patch dual-mode*, que associam baixas perdas nos condutores, boa capacidade de potência, rejeição da banda de segunda harmônica e miniaturização. Utilizou-se a ferramenta computacional MATLAB para desenvolver programas de cálculo de dimensões de ressoadores *patch single-mode* em função da frequência fundamental e do substrato escolhido, bem como para cálculo da distribuição de campos eletromagnéticos (EM) ao longo destes ressoadores. O simulador EM 3D Momentum/ADS foi utilizado na análise, otimização e simulação do desempenho dos filtros. A metodologia desenvolvida consiste no projeto do ressoador *patch single-mode* nas geometrias quadrada, triangular e circular, com perturbações tais que resultem na frequência central e banda de passagem desejadas para o filtro, bem como na miniaturização do mesmo. A metodologia engloba a análise do posicionamento das linhas de entrada e de saída para excitação dos modos desejados e seu acoplamento ao ressoador projetado. Foram propostos três ressoadores *patch* com topologias originais, modificados pela inserção de fendas, os quais foram aplicados ao projeto, construção e caracterização de cinco filtros. Desses, dois filtros passa-faixa *dual-mode* de banda mediana utilizam a nova topologia proposta de ressoador *patch* quadrado. Esses filtros, com dois e com quatro pólos, operam em 2,4 GHz e 2,35 GHz, com banda de passagem fracional de 14% e 9,8%, respectivamente. Outros dois filtros passa-faixa *dual-mode* de banda estreita, um com dois pólos e outro com quatro pólos, utilizam a topologia original proposta de ressoador *patch* triangular, com fenda em forma de “T” invertido. O filtro com dois pólos opera em 7,8 GHz, com banda de passagem fracional de 4,3% e o filtro de quatro pólos, em 7,5 GHz, com banda de 3,5%. Por fim, o filtro passa-faixa circular banda larga utiliza o ressoador *patch* circular proposto, que foi modificado para operar como *triple-mode*, comportamento inédito na literatura internacional enfocando ressoadores *patch*. Esse filtro *triple-mode* com três pólos apresenta frequência central de 2,4 GHz e banda fracional de 29%. Os resultados experimentais validam a aplicação da metodologia, que apresenta grande flexibilidade no projeto de filtros com bandas estreitas, medianas ou largas, com boa rejeição na faixa de segunda harmônica (resultados acima de 13 dB). Conseguem-se leiautes miniaturizados com redução em área maior que 50% e ao mesmo tempo sem dimensões críticas, o que resulta em facilidade de fabricação através de métodos tradicionais de fotogravação em placas de circuito impresso.

Palavras-chave: Filtro *patch*. Filtro passa-faixa. Ressorador *dual-mode*. Miniaturização.

Abstract

SERRANO, A. M. C. L. C. **Design of microwave planar bandpass filters using dual-mode patch resonators**. 2007. Thesis (Master of Science) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.

This dissertation presents a methodology for the design of microwave planar bandpass filters using dual-mode patch resonators, which have low conductor loss, high power handling, second harmonic band rejection and miniaturization. MatLab software was used to develop routines that can calculate the dimensions of the single-mode patch resonators as a function of their fundamental frequency and of the chosen substrate. Further, these routines are able to calculate the electromagnetic (EM) field patterns across these resonators. Momentum/ADS EM 3D software was used for the analysis, optimization and simulation of the performance of the filters. The developed methodology consists on the design of the single-mode patch resonator in either square, rounded or triangular shape with perturbations that result in the desired filter's central frequency and bandwidth, and also in its miniaturization. The methodology involves the positioning of the input and output transmission lines to excite the desired modes and their coupling to the developed resonator. Three patch resonators were proposed with novel topologies that were modified by the insertion of slots, and applied to the design, fabrication, and measurements of five filters. Out of these five filters, two are dual-mode medium band filters that use the proposed new topology for the square patch resonator. These filters, with two and four poles, are centered at 2.4 GHz and 2.35 GHz, with fractional bandwidth of 14% and 9.8%, respectively. Other two filters are dual-mode narrowband filters, a two-pole and a four-pole, that use the original topology proposed for the triangular patch resonator with a "T"-shaped slot. The two-pole filter is centered at 7.8 GHz with fractional bandwidth of 4.3%, whereas the four-pole filter is centered at 7.5 GHz with 3.5% of bandwidth. The last filter is a broadband circular filter that uses the proposed circular triple-mode patch resonator, which is a brand new behavior in the international literature that focus on patch resonators. This triple-mode filter with three poles is centered at 2.4 GHz with fractional bandwidth of 29%. Experimental results validate the methodology, which presents wide filter design flexibility with narrow, medium or broad bands, and good second harmonic rejection (results better than 13 dB). Layouts can be designed with more than 50% of area reduction, and without critical dimensions at the same time, resulting in a simple fabrication that utilizes conventional PCB photopatterning process.

Keywords: Patch filter. Bandpass filter. Dual-mode resonator. Miniaturization.

Sumário

1. INTRODUÇÃO	9
1.1 OBJETIVOS E MOTIVAÇÃO	9
1.2 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	11
2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS	13
2.1 RESSOADORES	13
2.2 FILTROS PASSA-FAIXA PLANARES	15
2.2.1 Filtros passa-faixa planares unidimensionais	16
2.2.1.1 Filtros com ressoadores em microlinha acoplados pela extremidade	16
2.2.1.2 Filtros com ressoadores em microlinha acoplados paralelamente	16
2.2.1.3 Filtros <i>hairpin</i>	17
2.2.1.4 Filtros interdigitais	18
2.2.1.5 Filtros <i>comblines</i>	19
2.2.1.6 Filtros <i>meander loop</i>	20
2.2.2 Filtros passa-faixa planares bidimensionais	21
2.2.2.1 Filtros <i>patch</i>	21
2.2.2.1.1 Ressorador <i>patch</i> quadrado	23
2.2.2.1.2 Ressorador <i>patch</i> circular	31
2.2.2.1.3 Ressorador <i>patch</i> triangular	38
2.2.2.1.4 Ressoradores e perturbações	44
2.2.2.2 Filtros <i>patch dual-mode</i>	48
3. METODOLOGIA DE PROJETO	51
3.1 ESPECIFICAÇÕES DO FILTRO	51
3.2 ESCOLHA DA GEOMETRIA DO RESSOADOR E DO SUBSTRATO	52
3.3 DETERMINAÇÃO DE DIMENSÕES DO RESSOADOR	53

3.4	SIMULAÇÃO EM E ANÁLISE DE CORRENTES	54
3.5	PERTURBAÇÃO DA GEOMETRIA	56
3.6	PROJETO DO FILTRO E SIMULAÇÕES EM	61
3.7	FABRICAÇÃO.....	62
3.8	CARACTERIZAÇÃO.....	63
4.	APLICAÇÃO DA METODOLOGIA.....	64
4.1	PROJETO DE FILTRO <i>PATCH DUAL-MODE</i> COM RESSOADOR QUADRADO	64
4.1.1	Especificações do filtro	65
4.1.2	Determinação e análise do ressoador.....	65
4.1.3	Projeto e análise - Filtro 2-pólos.....	68
4.1.4	Resultados e discussões	71
4.1.5	Projeto e análise - Filtro 4-pólos.....	74
4.1.6	Resultados e discussões	74
4.2	PROJETO DE FILTRO <i>PATCH DUAL-MODE</i> COM RESSOADOR TRIANGULAR.....	77
4.2.1	Especificações do filtro	77
4.2.2	Determinação e análise do ressoador.....	78
4.2.3	Projeto e análise - Filtro 2-pólos.....	82
4.2.4	Resultados e discussões	84
4.2.5	Projeto e análise - Filtro 4-pólos.....	87
4.2.6	Resultados e discussões	88
4.3	PROJETO DE FILTRO <i>PATCH DUAL-MODE</i> COM RESSOADOR CIRCULAR	90
4.3.1	Especificações do filtro	91
4.3.2	Determinação e análise do ressoador.....	91
4.3.3	Projeto e análise - Filtro 3-pólos.....	95
4.3.4	Resultados e discussões	96

5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES	99
5.1 CONCLUSÕES	99
5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	102
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	103
PUBLICAÇÕES DECORRENTES DESTE TRABALHO	106
APÊNDICE	107

1. INTRODUÇÃO

1.1 OBJETIVOS E MOTIVAÇÃO

O objetivo desta dissertação de mestrado é desenvolver uma metodologia de projeto de filtros de microondas planares do tipo passa-faixa, utilizando novas topologias de ressoadores *patch dual-mode*. Essa metodologia visa obter filtros com baixas perdas de inserção na banda de passagem, que apresentem características de rejeição na banda de segunda harmônica, leiaute miniaturizado e sem dimensões críticas, de fácil fabricação por meio de técnicas tradicionais de fotogravação em placas de circuito impresso.

O presente trabalho foi desenvolvido junto ao Grupo de Microondas do Laboratório de Microeletrônica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (LME – EPUSP), onde são desenvolvidos projetos de circuitos ativos e passivos de microondas usando tecnologias de *Microwave Integrated Circuit* (MIC) e *Monolithic Microwave Integrated Circuit* (MMIC), com aplicações em telecomunicações.

Filtros em RF/Microondas são essenciais para sistemas de comunicação receptores ou transmissores de sinais. Os filtros são utilizados para atenuar os sinais em bandas de frequências indesejadas, ao mesmo tempo em que permitem sua passagem na banda desejada com perdas mínimas.

Nas últimas décadas, verificamos uma grande expansão dos sistemas de comunicação sem fio, que transmitem sinais de microondas portadores de informação, seja ela voz, imagem ou dados. Nesses sistemas de comunicação modernos, são cada vez mais necessários filtros com baixas perdas, baixo custo, facilidade de fabricação, miniaturização, leveza, além de rejeição de respostas espúrias. Particularmente nas áreas de comunicação móvel e por satélite, onde a facilidade de integração e a redução do tamanho dos circuitos são expectativas do mercado, os filtros planares *patch dual-mode*, objeto de estudo deste trabalho, se destacam

por apresentarem tais características.

Filtros planares são vantajosos por serem de fácil fabricação, teste e integração em circuitos e sistemas. Os recentes avanços das ferramentas computacionais de *Computer Aided Design* (CAD) e simuladores eletromagnéticos (EM) *full-wave* foram tais, que revolucionaram o projeto de filtros de microondas, permitindo o estudo de novas topologias. Além disso, a ampla variedade de substratos para circuitos planares de microondas, disponíveis no mercado internacional, dão flexibilidade ao projetista para escolher o melhor compromisso entre dimensões, desempenho elétrico e custo.

Com isso, diversos tipos de filtros planares com as mais variadas características vêm sendo demonstrados, especialmente do tipo passa-faixa. Esse tipo de filtro pode ser formado por ressoadores unidimensionais, como de linhas acopladas, *meander loop*, *loop* aberto ou anéis [1], [2], [3], [4] ou por ressoadores bidimensionais, como os *patches* [5], [6], [7]. Os filtros *patch* apresentam baixas perdas no condutor e boa capacidade de potência, embora sofram perdas por irradiação, quando comparados aos filtros unidimensionais [6], [7], [8], [9].

Os filtros, em geral, podem ser projetados para operar como *single-mode* [10] ou *dual-mode* [11]. O termo *single-mode* significa que cada ressoador que forma o filtro determina um pólo em sua banda de passagem e *dual-mode*, cada ressoador que forma o filtro determina dois pólos em sua banda de passagem. Filtros *dual-mode* têm características mais atrativas quando comparados aos *single-mode*, apresentando configuração mais compacta e maior controle de banda de passagem de sinal, [12].

O tema desta dissertação integra-se a esse panorama, objetivando desenvolver uma metodologia de projeto de filtros de microondas planares passa-faixa utilizando ressoadores *patch dual-mode*. Ademais, neste trabalho, trata-se a presença da banda de passagem espúria na faixa da segunda harmônica, o que causa assimetria na curva de resposta em frequência dos filtros, aumentando a saída na banda superior de passagem. Além disso, essa banda espúria

degrada o desempenho de outros componentes do sistema, sensíveis à presença da segunda harmônica, como misturadores de frequência, por exemplo. Através do estudo dos campos eletromagnéticos dos modos ressonantes e da alteração da geometria do filtro *patch dual-mode*, é possível reduzir a magnitude da resposta da segunda harmônica a níveis aceitáveis para o restante do sistema.

1.2 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

Esta dissertação inicia-se com a apresentação, no Capítulo 1, dos objetivos e motivação desta pesquisa, discutindo-se brevemente os desafios de projeto de filtros passa-faixa utilizando ressoadores de microondas planares do tipo *patch*.

No Capítulo 2, são apresentados os fundamentos teóricos de ressoadores e de filtros de microondas planares passa-faixa tradicionais operando como *single-mode* e *dual-mode*, expandindo-se para a apresentação e estudo dos ressoadores tipo *patch*.

O Capítulo 3 detalha a metodologia proposta para o projeto de filtros passa-faixa de microondas utilizando ressoadores *patch*. Essa metodologia identifica quais parâmetros de projeto devem ser manipulados para a obtenção das especificações almejadas para o filtro e utiliza simulações eletromagnéticas 3D para otimização do desempenho do mesmo.

No Capítulo 4, a metodologia é aplicada ao projeto de filtros empregando três novos tipos de ressoadores *patch* propostos neste trabalho, com geometrias quadrada, triangular e circular.

Geometria quadrada – apresenta-se uma nova topologia de ressoador *patch* quadrado, modificado pela inserção de fendas e utilizado no projeto, construção e caracterização de dois filtros passa-faixa *dual-mode* de banda mediana. Esses filtros, com dois e com quatro pólos, operam em 2,4 GHz e 2,35 GHz, com banda de passagem fracional (razão entre a banda de 3 dB e a frequência central do filtro) de 14% e 9,8%, respectivamente.

Geometria triangular – apresenta-se uma topologia original de ressoador *patch* triangular com fenda em forma de “T” invertido, o qual foi empregado no projeto, construção e caracterização de dois filtros passa-faixa *dual-mode* de banda estreita, um com dois pólos e outro com quatro pólos. O filtro com dois pólos opera em 7,8 GHz, com banda de passagem fracional de 4,3% e o filtro de quatro pólos, em 7,5 GHz, com banda de 3,5%.

Geometria circular – apresenta-se um ressoador *patch* circular modificado para operar como *triple-mode*, comportamento inédito na literatura internacional, enfocando ressoadores *patch*. Detalha-se o projeto, construção e caracterização de um filtro *triple-mode* de banda larga com três pólos, utilizando o ressoador circular proposto, na frequência central de 2,4 GHz e banda fracional de 29%.

Ainda nesse capítulo, o desempenho experimental dos filtros é comparado aos resultados da simulação EM 3D planar correspondentes. A análise dessa comparação é utilizada para discutir os limites de validade da metodologia de projeto de filtros proposta.

Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões desta pesquisa, bem como sugestões para trabalhos futuros.

Nos apêndices, foram transcritos os programas computacionais desenvolvidos, utilizando equações teóricas, para cálculo das dimensões iniciais dos ressoadores *patch single-mode*, cálculo da frequência de cada modo ressonante presente no ressoador *patch* e análise de distribuição de campos eletromagnéticos ao longo destes ressoadores.

A realização deste trabalho gerou a publicação de um artigo em simpósio internacional, apresentando o filtro com ressoador quadrado modificado [I], e um artigo em revista internacional, abordando o filtro com ressoador *patch* triangular com fenda em forma de “T” invertido [II].

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Filtros são basicamente classificados em quatro tipos, de acordo com sua característica de resposta em frequência: filtro passa-baixa, que transmite com mínima perda as frequências abaixo de sua frequência de corte, enquanto as frequências acima dela são atenuadas; filtro passa-faixa, que transmite uma faixa de frequências com baixas perdas e atenua as demais frequências; filtro passa-alta, ao contrário do filtro passa-baixa, atenua as frequências abaixo de sua frequência de corte, enquanto transmite as frequências acima dela com mínima perda; e filtro rejeita-faixa, que rejeita ou atenua uma faixa determinada de frequências, transmitindo as demais com baixas perdas.

Um filtro é formado pelo acoplamento de linhas de entrada e de saída de sinal a um ou mais ressoadores acoplados entre si. Neste trabalho, deu-se enfoque ao filtro passa-faixa de estrutura planar utilizando ressoador *patch* com o objetivo de desenvolver-se uma metodologia de projeto do mesmo.

2.1 RESSOADORES

Ressoadores são estruturas que ressoam em frequências bem determinadas, dependentes da tecnologia, geometria e materiais que os compõem. Uma das aplicações de ressoadores é a formação de filtros. Os ressoadores de microondas podem ser construídos em variadas tecnologias, como cavidades em guia de onda, ressoador dielétrico e ressoador planar. A geometria dos ressoadores pode ser circular, elíptica, quadrada, retangular, em anel, etc. e utilizar os diversos materiais dielétricos disponíveis.

Alguns exemplos de ressoadores planares são apresentados na Figura 1.

Figura 1. Exemplos de ressoadores planares: (a) ressoador de elemento quase concentrado (capacitor interdigital e indutor *meander*); (b) ressoador em degrau de impedância; (c) ressoador de $\lambda_{g0}/4$ em aberto; (d) ressoador de $\lambda_{g0}/4$ aterrado; (e) ressoador de $\lambda_{g0}/2$; (f) ressoador em anel; (g) ressoador *patch* circular; (h) ressoador *patch* triangular.

Esses ressoadores, entre outros, são utilizados na composição de filtros, como será visto no tópico 2.2- Filtros passa-faixa planares.

Ao se utilizar ressoadores em microondas, é de grande valia conhecer a distribuição das ondas EM nos mesmos. A análise da propagação ao longo dos ressoadores é baseada nas equações de Maxwell, mais especificamente em sua forma reduzida, nas equações de onda EM. As condições de contorno são determinadas pelas propriedades do material em que a onda se propaga e de suas interfaces, elétricas ou magnéticas. Tais equações apresentam mais de uma solução ou modo, sendo que cada modo corresponde a uma distribuição específica de campos EM no ressoador, que se estabelece quando o mesmo é excitado pela frequência de ressonância correspondente.

Assim, no caso do ressoador *patch*, conhecendo-se a distribuição dos campos EM num determinado modo de ressonância, obtém-se a distribuição de correntes deste modo no ressoador. Através da distribuição de correntes é possível determinar como interferir na geometria do ressoador para alterar a frequência desse modo, como será descrito mais adiante. Tais interferências ou perturbações, em conjunto com as características do ressoador, resultam nas características especificadas para o filtro a ser construído.

Por isso, o estudo dos ressoadores e suas características têm papel fundamental para o

projeto de quaisquer tipos de filtros, visto que as características destes originam-se da resposta de cada ressonador utilizado em sua composição.

2.2 FILTROS PASSA-FAIXA PLANARES

Filtros planares podem apresentar diversas geometrias e são muito utilizados em aplicações de RF/Microondas. Esses filtros são construídos, basicamente, utilizando substratos com uma camada de dielétrico posicionada entre duas camadas de metal, como mostrado na Figura 2(a). As principais características do substrato que determinam as dimensões do filtro são a espessura ' h ' da camada dielétrica, sua constante dielétrica ou permissividade relativa ' ϵ_r ' e a espessura ' t ' das camadas metálicas. Na simulação dos filtros, outros parâmetros são considerados além desses, como a tangente de perdas ' $\text{tg}(\delta)$ ' e a condutividade elétrica dos condutores ' σ ', que afetam a perda de inserção do filtro em sua banda de passagem.

Figura 2. (a) Substrato utilizado para fabricação de filtros planares; (b) Exemplo de filtro planar fabricado.

O leiaute com a geometria dos filtros planares é geralmente fabricado na camada superior de metal, ilustrada na Figura 2(b), podendo-se utilizar também furos metalizados para conexão com o plano metálico inferior, chamado plano terra.

Filtros planares podem ser classificados em filtros unidimensionais ou bidimensionais,

dependendo do tipo de ressonador utilizado, como apresentado nos itens a seguir.

2.2.1 FILTROS PASSA-FAIXA PLANARES UNIDIMENSIONAIS

Os filtros planares unidimensionais são aqueles cujos ressoadores são formados por microlinhas de transmissão. Os mais convencionais filtros unidimensionais são os filtros com degrau de impedância, filtros de linhas acopladas pela extremidade ou paralelamente, filtros *hairpin*, filtros interdigitais e filtros *comblin*e. Os filtros com degrau de impedância são largamente utilizados em filtros passa-baixa, enquanto os outros são utilizados em filtros passa-faixa e serão brevemente apresentados nos itens a seguir.

2.2.1.1 Filtros com ressoadores em microlinha acoplados pela extremidade

A configuração básica de um filtro passa-faixa de linhas acopladas pela extremidade [8] é ilustrada na Figura 3, que apresenta um filtro de três pólos. Cada trecho de microlinha é um ressonador com comprimento ' L_1 ', ' L_2 ',..., ' L_n ' de aproximadamente meio comprimento de onda guiado na frequência central do filtro, determinando seu número de pólos ou sua ordem. O acoplamento se dá através do espaço ou *gap* entre as extremidades de ressoadores adjacentes, sendo, portanto, do tipo capacitivo.

Figura 3. Leiaute de filtro de três pólos com ressoadores em microlinha de meio comprimento de onda acoplados pelas extremidades através de *gap*.

2.2.1.2 Filtros com ressoadores em microlinha acoplados paralelamente

A Figura 4 apresenta a estrutura de um filtro de linhas acopladas paralelamente [8] de quatro pólos, formado por ressoadores de meio comprimento de onda guiado na frequência central do filtro. Os ressoadores adjacentes são posicionados em paralelo ao longo de metade

‘ f ’ de seu comprimento. O arranjo paralelo proporciona amplo acoplamento e é dependente dos espaçamentos ‘ e_1 ’, ‘ e_2 ’,..., ‘ e_n ’ entre os ressoadores, onde n é o número de pólos do filtro. Essa dependência é conveniente para o projeto de filtros com banda de passagem mais larga do que aquela conseguida num filtro utilizando acoplamento pela extremidade.

Figura 4. Leiaute de filtro de quatro pólos com ressoadores em microlinha de meio comprimento de onda acoplados paralelamente.

2.2.1.3 Filtros *hairpin*

Os filtros *hairpin* [8] apresentam estrutura compacta e são compostos pelo acoplamento em paralelo de ressoadores de meio comprimento de onda dobrados em forma de “U”, como mostrado na Figura 5, que apresenta um filtro *hairpin* de cinco pólos. Conseqüentemente, as mesmas equações de projeto de filtro com ressoadores de meio comprimento de onda acoplados paralelamente são aplicáveis. Porém, ao dobrar o ressonador é necessário levar em conta a redução do comprimento das linhas acopladas, que reduz o acoplamento entre os ressoadores. Além disso, se as linhas paralelas do “U” ficarem muito próximas, passarão a se comportar como um par de linhas acopladas paralelamente, afetando o acoplamento desejado e alterando a resposta em frequência do filtro.

Geralmente, nos filtros *hairpin*, as linhas de entrada e de saída são ligadas diretamente ao primeiro e ao último ressonador, respectivamente, através de *tapped lines*. A largura ‘ L_i ’ dessas linhas é calculada para se obter impedância característica casada com a impedância do circuito de fonte e carga, geralmente de 50 ohms. As *tapped lines* são posicionadas a uma

distância ‘ t ’ da curva do ressoador, determinada pelo índice de mérito externo ‘ Q_{ext} ’ desejado. Entretanto, linhas de entrada e de saída capacitivamente acopladas aos ressoadores externos também podem ser utilizadas neste tipo de filtro.

O número de pólos do filtro *hairpin* é dado pelo número de ressoadores em forma de “U” presentes no filtro.

Figura 5. Leiaute de filtro *hairpin* de cinco pólos.

2.2.1.4 Filtros interdigitais

Os filtros interdigitais [8] consistem em uma série de ‘ n ’ ressoadores paralelos de linhas de transmissão, cada um com comprimento elétrico de 90° ou um quarto de onda guiada na frequência central do filtro, com uma das extremidades curto-circuitada ao plano terra e a outra extremidade terminada em circuito-aberto, com orientação intercalada conforme ilustrado na Figura 6. Sua ordem é dada pelo número de ressoadores utilizados para formar o filtro. Os ressoadores podem variar de comprimento ‘ L ’ e largura ‘ W ’, sendo que o acoplamento se dá pelo espaçamento ‘ $s_{n, n+1}$ ’ entre cada dois ressoadores adjacentes.

As linhas de entrada e de saída são do tipo *tapped lines*, diretamente conectadas, respectivamente, com o primeiro e último ressoadores a uma determinada distância ‘ θ ’ da extremidade em curto. As impedâncias das linhas de entrada e de saída são iguais às impedâncias de fonte e carga do sistema. A distância ‘ θ ’ é determinada pela banda de

passagem desejada para o filtro.

Figura 6. Leiaute de filtro interdigital de cinco pólos.

O filtro interdigital apresenta dimensões compactas, porém requer aterramento nas extremidades das microlinhas utilizadas, sendo necessária a utilização de furos metalizados, dificultando sua fabricação.

Neste tipo de filtro, a segunda banda passante é centrada em aproximadamente três vezes a frequência central do filtro por causa de seus ressoadores de um quarto de comprimento de onda com aterramento. Por isso, não há respostas espúrias entre essas bandas, como acontece nos filtros de linhas acopladas paralelamente com ressoadores de meio comprimento de onda, que apresentam banda passante em torno da segunda harmônica do filtro.

2.2.1.5 Filtros *comblin*

Conforme ilustrado na Figura 7, os filtros *comblin* [8] são formados por uma série de ressoadores acoplados paralelamente, curto-circuitados para o plano terra em uma extremidade e terminados na outra extremidade por uma capacitância concentrada ' C_{Li} ' conectada ao plano terra.

Figura 7. Leiaute de filtro *combline* de três pólos.

Na Figura 7, a entrada e saída do filtro, correspondentes às microlinhas de transmissão 0 e 4, são elementos de linhas acopladas, porém não são ressoadores. As microlinhas de transmissão de 1 a 3 são os ressoadores e determinam o número de pólos do filtro.

Por causa das capacitâncias de terminação, os comprimentos dos ressoadores são menores que um quarto de comprimento de onda guiado na frequência de ressonância. É importante notar que se não houvesse tais capacitâncias, o comprimento dos ressoadores seria de um quarto de comprimento de onda na frequência de ressonância. Além disso, se os ressoadores fossem construídos com linhas de transmissão operando no modo TEM puro, como *stripline*, a estrutura apresentada na Figura 7 não apresentaria nenhuma banda passante, pois os acoplamentos elétricos e magnéticos se cancelariam.

Quanto maior forem as capacitâncias ' C_{Li} ', mais curtos serão os ressoadores tornando a estrutura mais compacta. Essas capacitâncias podem servir para sintonizar o filtro, característica importante para projeto de filtros de banda estreita.

2.2.1.6 Filtros *meander loop*

Filtros *meander loop* [4] são compostos por ressoadores em anel, cujo perímetro é aumentado pela inclusão de reentrâncias na microlinha utilizada, como mostrado na Figura 8.

Figura 8. Leiaute de ressoadores com mesma frequência (a) em anel e (b) *meander loop*.

Este tipo de filtro funciona como um ressoador em anel retangular ou circular, com resposta de função elíptica e é caracterizado pelo seu tamanho reduzido. Devido ao fato da corrente ao longo do ressoador percorrer um caminho maior do que percorreria num anel comum, a frequência do ressoador sofre redução e, conseqüentemente, o filtro construído ocupa menor área que um filtro construído com ressoador em anel na mesma frequência de ressonância.

O conceito de aumentar o caminho por onde a corrente passa em determinada frequência tem particular importância e será largamente utilizado para o desenvolvimento da metodologia de projeto de filtros *patch* apresentada neste trabalho.

2.2.2 FILTROS PASSA-FAIXA PLANARES BIDIMENSIONAIS

2.2.2.1 Filtros *patch*

A abordagem dos estudos dos filtros tipo *patch* se diferencia dos filtros apresentados nos itens anteriores. Neles, o estudo era baseado nas características das linhas de transmissão utilizadas como ressoadores e do acoplamento entre elas. O filtro *patch* deixa a convencional utilização de microlinhas como ressoador e parte para a utilização de outras figuras geométricas, deixando as microlinhas apenas para as interfaces de entrada e de saída, sendo, então, um filtro bidimensional. A análise de campos EM desses ressoadores em forma de

figuras geométricas é fundamental para o entendimento do funcionamento dos filtros *patch*.

Os ressoadores planares podem ser tratados como cavidade em guia de onda, cujas camadas superior e inferior são paredes elétricas perfeitas, cercadas lateralmente por paredes magnéticas perfeitas [7], [13], [14], ilustrada na Figura 2a. Assim, considera-se que os campos EM no ressoador planar bidimensional são do tipo Transversal Magnético na direção do eixo z perpendicular ao plano terra (TM^z), cuja formulação é bem conhecida e foi utilizada para a análise dos campos.

Cada modo ressoa em uma determinada frequência, na qual há mínima atenuação. O primeiro modo, denominado fundamental ou dominante, ressoa na menor frequência permitida pelas características do ressoador. Acima dessa, há outros modos ressonantes, que geram bandas de passagem espúrias na resposta em frequência do filtro.

Há casos em que dois modos possuem a mesma frequência de ressonância, apesar de seus campos EM apresentarem distribuições diferentes. Esses modos são chamados de degenerados e são um dos principais focos deste trabalho, sendo amplamente utilizados para a determinação de características de filtros *dual-mode* [15].

Particularmente no modo TM^z , todo o campo magnético está no plano transversal, não havendo componente magnética na direção de propagação, apenas componente elétrica. Assim, toda análise será baseada na distribuição do campo elétrico no eixo de propagação z (E_z).

Como o ressoador pode suportar vários modos de ressonância, índices ‘m’, ‘n’ e ‘p’ são utilizados para completar a descrição da distribuição de campo em cada modo ($TM^z_{m,n,p}$).

Este trabalho desenvolveu-se baseado em ressoadores *patch* com três geometrias regulares – o quadrado, o círculo e o triângulo equilátero. Esses ressoadores, além da geometria regular, apresentam eixos de simetria bem definidos e, por isso, suportam modos ressonantes degenerados, que são de interesse para projeto de filtros *dual-mode*.

Para estudar a distribuição de campos elétricos de cada modo ao longo dos ressoadores *patch* com as geometrias citadas, foram desenvolvidos três programas computacionais através da ferramenta MatLab, sendo que os dados de entrada destes programas são as dimensões do ressonador e o modo ressonante em questão. Esses programas encontram-se nos Apêndices A, B e C, respectivamente para as geometrias triangular, circular e quadrada. Todas as figuras de distribuição de campos elétricos apresentadas nesta dissertação foram geradas por esses programas.

Além desses, nos apêndices subsequentes, Apêndices D, E e F, encontram-se os programas especialmente desenvolvidos para cálculo das frequências de ressonância dos diversos modos suportados pelo ressonador *patch*, dadas as suas dimensões e as características do substrato utilizado para fabricação do filtro.

O simulador EM 3D planar Momentum/*Advanced Design System* (ADS) [16], da *Agilent Technologies*, foi utilizado para gerar as distribuições de corrente nos ressoadores bidimensionais, bem como as curvas de resposta em frequência desses ressoadores e dos filtros projetados com os mesmos.

2.2.2.1.1 *Ressonador patch quadrado*

Um ressonador *patch* quadrado é mostrado na Figura 9. Nele, os índices ‘m’, ‘n’ e ‘p’ se referem ao número de meias-ondas estacionárias dos campos elétricos presentes respectivamente em cada eixo de coordenadas x, y e z.

Figura 9. Ressonador planar *patch* quadrado de lado L.

Como a dimensão relativa ao eixo z corresponde à espessura do substrato utilizado, que é pequena o suficiente para não comportar nenhuma meia-onda, tem-se o índice $p = 0$ para todos os casos. Por exemplo, o modo $TM_{2,1,0}^z$ apresenta duas meias onda ao longo do ressonador no eixo x, como mostra a Figura 10(a) e uma meia onda no eixo y, como mostra a Figura 10(b).

Figura 10. Distribuição de Campo Elétrico num ressonador *patch* quadrado de lado 15 mm do modo $TM_{2,1,0}^z$ (a) Vista lateral xz; (b) Vista lateral yz

A distribuição de campo elétrico ao longo do ressonador em outras vistas é apresentada na Figura 11.

Figura 11. Distribuição de Campo Elétrico num ressonador *patch* quadrado de lado 15 mm do modo $TM_{2,1,0}^z$ (a) Vista 3D da distribuição de campo; (b) Vista superior xy.

A distribuição de campo elétrico ao longo do ressonador quadrado é calculada por (1) [17]. Observe-se que a distribuição do campo elétrico depende somente do lado do quadrado e dos índices ‘m’ e ‘n’ do modo ressonante em questão.

$$E_z \text{quadrado}(x, y) = A \cdot \cos\left(\frac{m\pi \cdot x}{L}\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi \cdot y}{L}\right) \quad (1)$$

Onde:

- A = Amplitude do campo elétrico de valor constante para determinados ‘m’ e ‘n’
m, n = Índices dos modos da onda $TM_{m,n,0}^z$
L = Lado do ressonador quadrado
x, y = Eixos de coordenadas com origem no centro geométrico do ressonador, x e y variando ao longo da dimensão ‘L’

Cada um dos modos ressonantes está associado a uma frequência de ressonância, calculada através de (2) [17]. Nessa equação, nota-se facilmente que a frequência ressonante permanece inalterada com o intercâmbio de valores de ‘m’ e ‘n’, verificando-se a existência dos modos degenerados.

$$\text{freq.quadrado}(m, n) = \frac{c}{2L_{\text{ef}} \sqrt{\epsilon_{\text{ef}} \mu_r}} \sqrt{m^2 + n^2} \quad (2)$$

Onde:

- c = Velocidade da luz no vácuo
m, n = Índices dos modos da onda $TM_{m,n,0}^z$
 μ_r = Permeabilidade magnética relativa do dielétrico ($\mu = 1$)
 L_{ef} = Lado efetivo do quadrado

$$\text{Sendo: } L_{\text{ef}} = L + 2 \cdot |\Delta L| \quad (3)$$

$$\Delta L = 0,412h \frac{\epsilon_{\text{ef}}(L) + 0,3 \cdot L/h + 0,264}{\epsilon_{\text{ef}}(L) - 0,258 \cdot L/h + 0,8} \quad (4)$$

L = Lado do quadrado

h = Espessura do substrato

ϵ_{ef} = Constante dielétrica relativa efetiva do substrato (permissividade)

$$\text{Se } m = 0 \text{ ou } n = 0: \quad \epsilon_{\text{ef}} = \epsilon_{\text{ef-auxiliar}} \quad (5)$$

$$\text{Caso contrário: } \epsilon_{\text{ef}} = \frac{\epsilon_{\text{ef-auxiliar}}^2}{\epsilon_r} \quad (6)$$

$$\text{Sendo: } \epsilon_{\text{ef-auxiliar}} = \frac{1}{2} \left[\epsilon_r + 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 10 \cdot h/L}} \right] \quad (7)$$

ϵ_r = Constante dielétrica relativa do substrato

Como pode ser visto em (2), o cálculo da frequência está diretamente relacionado à dimensão do lado do quadrado, às características do substrato e aos índices do modo ressonante.

É importante notar que para todas as fórmulas dos ressoadores aqui estudados, considera-se o efeito de dispersão do campo EM através do uso de valores de efetivos de ‘ ϵ_{ef} ’ e ‘ L_{ef} ’ no cálculo da frequência de ressonância. Com isso obtém-se uma melhor aproximação entre resultados teóricos, simulados e práticos.

Para análise da distribuição de campo elétrico dos diversos modos ressonantes em ressoadores *patch* quadrados, considerou-se um ressoador com 15 mm de lado, construído no substrato RT/Duroid 6010,5 ($\epsilon_r = 10,8$ e espessura = 1,27 mm) [18]. Esse mesmo ressoador foi considerado para cálculo da frequência de ressonância dos modos ressonantes analisados.

No ressoador *patch* quadrado, a frequência de ressonância mais baixa corresponde aos modos $TM_{1,0,0}^z$ e $TM_{0,1,0}^z$, que ressoam na mesma frequência, embora seus campos elétricos sejam ortogonais [19], como mostrados na Figura 12(a) e (b). Os modos $TM_{1,0,0}^z$ e $TM_{0,1,0}^z$ são, portanto, os primeiros modos degenerados do ressoador quadrado.

Figura 12. Distribuição de Campo Elétrico e frequência de ressonância dos modos dominantes degenerados do ressoador quadrado de lado 15 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

A distribuição de campos e suas respectivas frequências de alguns dos modos ressonantes superiores aos fundamentais presentes na estrutura do ressoador quadrado são apresentados na Figura 13.

As frequências de ressonância do ressoador quadrado foram também obtidas através do programa de simulação EM 3D Momentum/ADS, que se utiliza do Método dos Momentos [16]. Nessas simulações, considerou-se um ressoador *patch* quadrado com as mesmas dimensões e características de substrato do ressoador utilizado nas Figuras 12 e 13. Além disso, considerou-se o ressoador imerso no ar, sem caixa metálica ao seu redor.

Figura 13. Distribuição de Campo Elétrico e frequências de ressonância de modos superiores aos fundamentais do ressoador *patch* quadrado de lado 15 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

A Figura 14 apresenta o leiaute do ressoador quadrado utilizado na análise de sua resposta em frequência e a distribuição de corrente de cada modo ressonante. O ressoador de lado 15 mm foi desenhado na ferramenta Momentum/ADS, com suas linhas de acoplamento de entrada e de saída do sinal. A largura dessas linhas foi calculada para uma microlinha de transmissão com impedância de $50\ \Omega$, considerando-se o substrato utilizado RT/Duroid 6010,5. A posição dessas linhas foi escolhida de modo a permitir a excitação dos diversos modos ressonantes na estrutura. Esse posicionamento será tratado detalhadamente no decorrer da descrição das etapas da metodologia, no capítulo 3.

O *gap* entre as linhas de entrada e saída e o ressoador para a análise de suas ressonâncias deve ser tal que seu índice de mérito seja pouco afetado pelas impedâncias dos acessos, de forma que a resposta em frequência apresente picos de ressonância bem definidos. Na Figura 14, utilizou-se *gap* de 0,25 mm.

Figura 14. Leiaute do ressoador *patch* quadrado utilizado para simulação EM no Momentum/ADS.

A resposta da simulação EM do ressoador é apresentada na Figura 15, que mostra a curva de perda de inserção em função da frequência, com as cinco primeiras frequências de ressonância do ressoador quadrado.

Comparando-se as frequências obtidas pela simulação EM apresentadas na Figura 15 com as frequências obtidas pela equação (2), exibidas nas Figuras 12 e 13, calcula-se uma diferença inferior a 2%.

Figura 15. Perda de inserção 'S21' em função da frequência obtida através de simulação EM para o ressoador *patch* quadrado de lado 15 mm utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

O Momentum apresenta uma ferramenta de visualização chamada *Momentum Viewer*, que mostra as linhas de corrente na forma de flechas indicando o sentido da corrente ao longo do ressoador simulado, que devem ser perpendiculares às linhas de campos de cada modo.

A Figura 16 mostra as figuras de distribuição de correntes geradas pelo *Momentum Viewer* para alguns dos modos ressonantes do ressoador quadrado simulado com o leiaute da Figura 14, confirmando as distribuições de campos obtidas pelos programas desenvolvidos apresentadas nas Figuras 12 e 13.

(a) Modo - $\text{TM}_{1,0,0}^z$ Freq. - 2,88 GHz

(b) Modo $\text{TM}_{0,1,0}^z$ Freq. - 2,88 GHz

(c) Modo - $\text{TM}_{1,1,0}^z$ Freq. - 4,33 GHz

(d) Modo - $\text{TM}_{2,0,0}^z$ Freq. - 5,75 GHz

(e) Modo - $\text{TM}_{0,2,0}^z$ Freq. - 5,75 GHz

Figura 16. Distribuição de corrente dos oito primeiros modos e suas respectivas frequências de ressonância do ressoador *patch* quadrado de lado 15 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

2.2.2.1.2 Ressorador *patch* circular

O ressoador *patch* circular é ilustrado na Figura 17, em função de seus parâmetros de coordenadas polares.

Figura 17. Ressorador planar *patch* circular de raio r .

A mesma teoria $TM_{m,n,p}^z$ utilizada para os ressoadores *patch* quadrados é aplicável para este ressoador. Os índices ‘m’ e ‘n’, no entanto, possuem outro significado, sendo que ‘m’ indica o número de ondas inteiras ao longo de θ e ‘n’ indica o número de ondas inteiras ao longo de seu diâmetro. Como exemplo, a Figura 18 mostra algumas vistas do campo elétrico para o modo $TM_{0,1,0}^z$ em um ressoador *patch* circular. Esse apresenta campo constante ao longo de θ , ilustrado na Figura 18(a) e uma onda inteira ao longo de seu diâmetro, ilustrado na Figura 18(b). Esse modo pode ser visto em representação tridimensional na Figura 19.

Figura 18. Distribuição de Campo Elétrico num ressoador *patch* circular de raio 8,5 mm do modo $TM_{0,1,0}^z$ (a) Vista superior xy; (b) Vista lateral yz.

Figura 19. Vista 3D da distribuição de Campo Elétrico num ressoador *patch* circular de raio 8,5 mm do modo $TM_{0,1,0}^z$

A distribuição de campos ao longo deste ressoador é dada pela equação (8) [14].

$$E_{z\text{círculo}}(r, \theta) = A \cdot J\left(m, \frac{\alpha_{m,n} \cdot r_i}{r}\right) \cos(m \cdot \theta) \quad (8)$$

Onde:

- A = Amplitude do campo elétrico de valor constante para determinado ‘m’ e ‘n’
 $J(m,r)$ = Função Bessel de primeiro tipo e ordem ‘m’
 m, n = Índices dos modos da onda $TM_{m,n,0}^z$
 $\alpha_{m,n}$ = n-ésimo zero da derivada da função de Bessel de ordem m (valores na Tabela 1)
 r = Raio do ressonador circular
 r_i = Variação radial do raio de 0 a ‘r’
 θ = Variação angular do raio de 0 a 2π

Tabela 1 – Zeros da derivada da função de Bessel de ordem m ($\alpha_{m,n}$)

	n = 1	n = 2	n = 3
m = 0	$\alpha_{0,1} = 3,832$	$\alpha_{0,2} = 7,016$	$\alpha_{0,3} = 10,174$
m = 1	$\alpha_{1,1} = 1,841$	$\alpha_{1,2} = 5,331$	$\alpha_{1,3} = 8,536$
m = 2	$\alpha_{2,1} = 3,054$	$\alpha_{2,2} = 6,706$	$\alpha_{2,3} = 9,970$
m = 3	$\alpha_{3,1} = 4,201$		

Nota-se novamente que a distribuição de campo relaciona-se apenas com as dimensões físicas do ressonador e com os índices ‘m’ e ‘n’ de determinado modo.

As frequências associadas aos modos ressonantes num ressonador *patch* circular podem ser calculadas através de (9) [20]. Esse cálculo de frequência de ressonância envolve, além das dimensões físicas e dos índices, as características do substrato utilizado.

$$\text{freq.círculo}(m,n) = \frac{\alpha_{m,n} \cdot c}{2\pi \cdot r_{\text{ef}} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (9)$$

Onde:

- c = Velocidade da luz no vácuo
 $\alpha_{m,n}$ = n-ésimo zero da derivada da função de Bessel de ordem ‘m’ (valores na Tabela 1)
 m, n = Índices dos modos da onda $TM_{m,n,0}^z$

μ_r = Permeabilidade magnética relativa do dielétrico ($\mu_r=1$)

r_{ef} = Raio efetivo do círculo

ϵ_r = Constante dielétrica relativa do substrato

Sendo [21]:
para $m = 0$:
$$r_{ef} = r \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \cdot r \cdot \epsilon_r} \left[\ln\left(\frac{r}{2 \cdot h}\right) + \epsilon_r \sqrt{2} + 1,7726 + \frac{h}{r} (0,268 \cdot \epsilon_r + 1,65) \right]}$$
 (10)

para $m \neq 0$:
$$r_{ef} = r \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \cdot r \cdot \epsilon_r} \left[\ln\left(\frac{\pi \cdot r}{2 \cdot h}\right) + 1,7726 \right]}$$
 (11)

r = Raio do círculo

h = Espessura do substrato

Diferente do ressonador *patch* quadrado, a menor frequência de ressonância para este ressonador é relativa ao modo $TM_{1,1,0}^z$, sendo este, portanto, o modo dominante. Na Figura 20, apresenta-se a distribuição de campo dos modos dominantes degenerados num ressonador *patch* circular.

Figura 20. Distribuição de Campo Elétrico e frequência de ressonância dos modos dominantes degenerados do ressonador *patch* circular de raio 8,5 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

Assim como no ressonador *patch* quadrado, por causa da simetria da geometria, os modos degenerados são ortogonais entre si [22].

A Figura 21 apresenta a distribuição de campos e suas respectivas frequências de ressonância de alguns modos superiores aos fundamentais presentes na estrutura circular.

Figura 21. Distribuição de Campo Elétrico e frequências de ressonância dos modos superiores aos dominantes do ressoador *patch* circular de raio 8,5 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

A Figura 22 mostra o leiaute do ressoador *patch* circular de raio 8,5 mm, desenhado na ferramenta Momentum/ADS, com suas linhas de acoplamento de sinal de entrada e de saída com impedância característica de $50\ \Omega$ considerando-se o substrato RT/Duroid 6010,5, posicionadas de forma a excitar os modos ressonantes presentes no ressoador. Utilizou-se *gap* de 0,25 mm entre as linhas de entrada e saída e o ressoador.

Figura 22. Leiaute do ressoador *patch* circular utilizado para simulação EM no Momentum/ADS.

A resposta em frequência resultante da simulação do ressoador circular pode ser vista na Figura 23. Verifica-se uma diferença inferior a 1% entre as frequências apresentadas nessa figura e as frequências calculadas em (9) e apresentadas nas Figuras 20 e 21.

Figura 23. Perda de inserção 'S21' em função da frequência obtida através de simulação EM para o ressoador *patch* circular de raio 8,5 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

Com o auxílio do *Momentum Viewer*, gerou-se as distribuições de correntes para os quatro primeiros modos ressonantes presentes no ressoador simulado, ilustradas na Figura 24. Tais curvas confirmam as distribuições de campos geradas pelo programa desenvolvido para este ressoador, apresentadas nas Figuras 20 e 21.

(a) Modo - $TM_{1,1,0}^z$ Freq. - 3,09 GHz (b) Modo - $TM_{1,1,0}^z$ Freq. - 3,09 GHz (c) Modo - $TM_{2,1,0}^z$ Freq. - 5,13 GHz (d) Modo - $TM_{0,1,0}^z$ Freq. - 6,43 GHz (e) Modo - $TM_{3,1,0}^z$ Freq. - 7,05 GHz (f) Modo - $TM_{3,1,0}^z$ Freq. - 7,05 GHz

Figura 24. Distribuição de corrente dos seis primeiros modos e suas respectivas frequências de ressonância do ressonador *patch* circular de raio 8,5 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

2.2.2.1.3 Ressorador *patch* triangular

No caso do ressoador *patch* triangular, ilustrado na Figura 25, os índices ‘m’, ‘n’ e ‘p’ não representam o número de ondas estacionárias nos eixos do sistema de coordenadas utilizado, como no caso dos ressoadores *patch* quadrado e circular. Para o ressoador triangular, ‘m’, ‘n’ e ‘p’ não têm significado individual e podem assumir valores negativos, obedecendo-se a condição $m + n + p = 0$ [7].

Figura 25. Ressorador planar *patch* triangular, equilátero, de lado b .

As curvas de distribuição de campo elétrico ao longo do ressoador *patch* triangular são equacionadas por (12) [9] e, como nas outras estruturas apresentadas, são dependentes das dimensões da geometria. Contudo, há uma diferença na distribuição dos campos para este ressoador, que é sua relação com o índice ‘p’, além de com os índices ‘m’ e ‘n’.

$$E_z \text{ triângulo}(x, y) = A \cdot \left\{ \begin{aligned} &\cos \left[\left(\frac{2\pi \cdot x}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot p \right] \cos \left[\left(\frac{2\pi \cdot y(m-n)}{3b} \right) \right] \\ &+ \cos \left[\left(\frac{2\pi \cdot x}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot m \right] \cos \left[\left(\frac{2\pi \cdot y(n-p)}{3b} \right) \right] \\ &+ \cos \left[\left(\frac{2\pi \cdot x}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot n \right] \cos \left[\left(\frac{2\pi \cdot y(p-m)}{3b} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Onde:

- A = Amplitude do campo elétrico de valor constante para determinado ‘m’, ‘n’ e ‘p’
- m, n, p = Índices dos modos da onda $TM_{m,n,p}^z$
- b = Base do ressoador triangular equilátero
- x = Eixo de coordenada com origem no centro geométrico do ressoador, x variando ao

longo da dimensão ‘b’
 y = Eixo de coordenada com origem no centro geométrico do ressoador, y variando ao longo da dimensão da altura do ressoador

A equação para cálculo de frequência de ressonância relacionada a cada modo deste ressoador é apresentada em (13) [23].

$$\text{freq.triângulo}(m,n) = \frac{2c}{3b_{\text{ef}} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (13)$$

Onde:

c = Velocidade da luz no vácuo
 m, n = Índices dos modos da onda $\text{TM}_{m,n,p}^z$
 μ_r = Permeabilidade magnética relativa do dielétrico ($\mu_r = 1$)
 ϵ_r = Constante dielétrica relativa do substrato (permissividade)
 b_{ef} = Base efetiva do triângulo equilátero

$$\text{Sendo: } b_{\text{ef}} = b + h / \sqrt{\epsilon_r} \quad (14)$$

b = Base do triângulo equilátero

h = Espessura do substrato

Observa-se que, apesar de o campo elétrico relacionar-se com o índice ‘p’, a equação para cálculo das frequências ressonantes é independente deste índice. Neste ressoador, assim como no ressoador quadrado, o intercâmbio de valores dos índices ‘m’ e ‘n’ mantém a frequência inalterada, facilitando a identificação dos modos degenerados.

A Figura 26 apresenta as distribuições dos campos elétricos dos primeiros modos ressonantes presentes no ressoador *patch* triangular, calculadas pela equação (12). Dela, tem-se que os modos dominantes são $\text{TM}_{0,1,-1}^z$ e $\text{TM}_{1,0,-1}^z$, por apresentarem a menor frequência de ressonância para o ressoador triangular. Além desses, os modos $\text{TM}_{-1,0,1}^z$ e $\text{TM}_{0,-1,1}^z$, também são dominantes na estrutura. Os quatro modos, além de apresentarem a mesma frequência de ressonância, apresentam exatamente a mesma distribuição de campo elétrico.

Figura 26. Distribuição de Campo Elétrico gerado pela equação (12) e frequências de ressonância dos modos do ressoador *patch* triangular de base 22,8 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

No entanto, as simulações EM desse ressoador apresentadas na Figura 30 mostram a presença de modos fundamentais degenerados, que não são observados nas figuras de

distribuição de campos obtidas a partir da equação (12).

Uma nova abordagem foi utilizada em [7] para cálculo das distribuições de campo dos modos degenerados que não são contemplados pela equação (12). Para isso, rotacionaram-se os eixos x e y em $\alpha = +120^\circ$ e $\beta = -120^\circ$ e formularam-se novas equações $E_z(x', y')$ e $E_z(x'', y'')$, apresentadas em (15) e (18) para cada eixo rotacionado em função destes ângulos $x'(x, \alpha)$, $y'(y, \alpha)$ e $x''(x, \beta)$, $y''(y, \beta)$.

$$E_{z,\text{triângulo}}(x', y') = A \cdot \left\{ \begin{aligned} &\cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot x'}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot p\right] \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot y'(m-n)}{3b}\right)\right] \\ &+ \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot x'}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot m\right] \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot y'(n-p)}{3b}\right)\right] \\ &+ \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot x'}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot n\right] \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot y'(p-m)}{3b}\right)\right] \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Onde:

$$x' = x \cos(\alpha) + y \sin(\alpha) \quad (16)$$

$$y' = -x \sin(\alpha) + y \cos(\alpha) \quad (17)$$

$$E_{z,\text{triângulo}}(x'', y'') = A \cdot \left\{ \begin{aligned} &\cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot x''}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot p\right] \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot y''(m-n)}{3b}\right)\right] \\ &+ \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot x''}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot m\right] \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot y''(n-p)}{3b}\right)\right] \\ &+ \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot x''}{b\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot n\right] \cos\left[\left(\frac{2\pi \cdot y''(p-m)}{3b}\right)\right] \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Onde:

$$x'' = x \cos(\beta) + y \sin(\beta) \quad (19)$$

$$y'' = -x \sin(\beta) + y \cos(\beta) \quad (20)$$

Subtrai-se, então, as novas equações uma da outra, resultando na equação (21).

$$E_{z-\text{modos degenerados}} \text{triângulo}(x, y) = E_z(x, y, \alpha) - E_z(x, y, \beta) \quad (21)$$

Com o auxílio da equação (21), as distribuições de campos dos modos apresentadas na

Figura 26 para o ressonador *patch* triangular foram alteradas, resultando na Figura 27, especificamente nas figuras (b) e (e).

Figura 27. Distribuição de Campo Elétrico gerado pela equação (21) e frequências de ressonância dos modos do ressonador *patch* triangular de base 22,8 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

O leiaute do ressonador *patch* triangular, apresentado na Figura 28, foi desenhado e simulado na ferramenta Momentum/ADS. O leiaute apresenta o ressonador com lado 22,8 mm e as linhas de acoplamento de entrada e de saída do sinal com impedância característica de 50Ω considerando-se o substrato RT/Duroid 6010,5, posicionadas de modo a excitar os diversos modos presentes na estrutura e distanciadas de 0,2 a 0,3 mm do ressonador. Como para os outros ressoadores, utilizou-se o substrato RT/Duroid 6010,5 para a simulação EM e considerou-se o ressonador imerso no ar.

Figura 28. Leiaute do ressonador *patch* triangular utilizado para simulação EM no Momentum/ADS.

A resposta em frequência desse ressonador *patch* triangular é apresentada na Figura 29.

Figura 29. Perda de inserção 'S21' em função da frequência obtida através de simulação EM para o ressonador *patch* triangular de lado 22,8 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

Da Figura 29, verifica-se que as frequências ressonantes calculadas por (13) e as obtidas pela simulação na ferramenta Momentum/ADS estão muito próximas, com diferença inferior a 0,8%.

Para visualização das linhas de corrente ao longo do ressonador *patch* triangular para cada modo ressonante, utilizou-se o Momentum Viewer. Tais distribuições de corrente podem ser vistas na Figura 30.

Através dessa figura, observam-se as distribuições de corrente para os primeiros modos ressonantes presentes no ressonador simulado, comprovando as abordagens teóricas utilizadas para determinar as distribuições de campo elétrico dos mesmos, em especial dos modos degenerados.

Figura 30. Distribuição de corrente de cada modo e suas respectivas frequências de ressonância do ressonador *patch* triangular de base 22,8 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

2.2.2.1.4 Ressonadores e perturbações

Os ressonadores cujos modos presentes em sua estrutura são naturais, sem acoplamento entre si, são chamados de ressonadores *single-mode*. Um filtro composto por ressonadores desse tipo é chamado de filtro *single-mode*, no qual cada ressonador utilizado determina um pólo na

banda de passagem do filtro. Os filtros unidimensionais apresentados no início deste capítulo são exemplos de filtros *single-mode*, como geralmente os filtros o são.

Filtros *patch single-mode* apresentam baixas perdas nos condutores e boa capacidade de potência, entretanto, ocupam grande área quando comparados aos filtros em microlinhas. Além disso, não se consegue largura de banda fracional mais estreita que 5% com esse tipo de filtro.

A fim de conseguir-se redução em área de um filtro *patch*, pode-se inserir uma perturbação na geometria regular do ressoador *patch* que o compõe. O termo *perturbação* é utilizado no contexto de filtros para definir qualquer alteração da geometria de um ressoador. A perturbação pode ser feita através da adição de um pequeno *patch* nas bordas do ressoador ou através de um corte com qualquer formato no interior da geometria do ressoador ou em sua borda. A perturbação deve ser tal que mantenha a simetria do ressoador com relação às linhas de entrada e saída, a fim de se obter a curva de perda de inserção direta igual à reversa e a curva de perda de retorno de entrada igual a de saída.

Uma perturbação é inserida no ressoador de modo a aumentar o caminho a ser percorrido pela corrente na frequência de um modo ressonante presente nesse ressoador. Ao aumentar-se o caminho percorrido pela corrente num determinado modo, a frequência deste decai, enquanto as frequências dos outros modos presentes no ressoador não sofrem alteração ou sua variação é irrelevante para a resposta em frequência do filtro.

Assim, ao se utilizar uma perturbação tal que reduza a frequência dominante de um ressoador *patch*, tem-se que as dimensões deste são menores do que as de um ressoador *patch* sem perturbação na mesma frequência central.

A Figura 31 exemplifica os ressoadores *patch* quadrado, circular e triangular anteriormente apresentados no item 2.2.2.1, nos quais foram introduzidas perturbações do tipo fenda para alterar principalmente um de seus modos dominantes.

Figura 31. Leiautes dos ressoadores *patch* (a) quadrado com lado 15 mm, (b) circular com raio 8,5 mm e (c) triangular com base 22,8 mm com inserção de perturbação na forma de fenda.

Os gráficos de resposta em frequência desses ressoadores com perturbação, resultantes de simulação EM, são apresentados, respectivamente, nas Figuras 32, 33 e 34, em verde, sobrepostos aos gráficos de resposta em frequência dos mesmos ressoadores sem perturbação, em azul.

Modo	Sem perturbação	Com perturbação
$TM_{1,0,0}^z$	m1a = 2,95 GHz	m1a = 2,55 GHz
$TM_{0,1,0}^z$	m1b = 2,95 GHz	m1b = 2,95 GHz
$TM_{1,1,0}^z$	m2 = 4,30 GHz	m2 = 4,30 GHz
$TM_{2,0,0}^z$	m3a = 5,74 GHz	m3a = 5,74 GHz
$TM_{0,2,0}^z$	m3b = 5,74 GHz	m3b = 5,82 GHz
$TM_{2,1,0}^z$	m4a = 6,75 GHz	m4a = 6,19 GHz
$TM_{1,2,0}^z$	m4b = 6,75 GHz	m4b = 6,75 GHz
$TM_{2,2,0}^z$	m5 = 8,54 GHz	m5 = 8,54 GHz

Figura 32. Respostas em frequência simuladas do ressoador *patch* quadrado de lado 15 mm não perturbado e perturbado por uma fenda de 10,0 mm x 0,5 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

Modo	Sem perturbação	Com perturbação
$TM_{1,1,0}^z$	m1 = 3,03 GHz	m1 = 2,24 GHz
$TM_{2,1,0}^z$	m2 = 5,13 GHz	m3 = 5,13 GHz
$TM_{0,1,0}^z$	m3a = 6,06 GHz	m3a = 5,77 GHz
$TM_{0,1,0}^z$	m3b = 6,06 GHz	m3b = 6,05 GHz
$TM_{3,1,0}^z$	m4 = 7,14 GHz	m4 = 7,14 GHz

Figura 33. Respostas em frequência simuladas do ressoador *patch* circular de raio 8,5 mm não perturbado e perturbado por uma fenda de 14,0 mm x 0,5 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

Figura 34. Respostas em frequência simuladas do ressoador *patch* triangular de lado 22,8 mm não perturbado e perturbado por uma fenda de 13,0 mm x 0,5 mm, utilizando substrato RT/Duroid 6010,5.

Nessas figuras, nota-se que nos casos dos ressoadores quadrado e triangular, os modos dominantes se separam em ‘m1a’ e ‘m1b’, pois um modo foi afetado, tendo sua frequência reduzida, e o outro não. No caso do ressoador circular, não há separação, apenas a diminuição da frequência do modo dominante. Na verdade, a separação dos modos não ocorreu porque apenas um dos modos dominantes foi excitado devido ao posicionamento das linhas de entrada e de saída. Além disso, não só o modo dominante é perturbado, como também alguns outros modos, fato esperado ao se analisar as distribuições de corrente apresentadas anteriormente nas Figuras 16, 24 e 30, respectivamente para cada geometria.

Dáí a grande importância de analisarem-se as distribuições de campo dos modos ao longo do ressoador e as suas distribuições de correntes. Através dessa análise, define-se onde a perturbação deve ser inserida para uma eficaz perturbação do modo desejado.

Uma grande vantagem do ressoador *patch* é que, ao se reduzir sua frequência dominante sem alterar de maneira relevante os outros modos, pode-se obter maior rejeição do nível de segunda harmônica da resposta em frequência do filtro. Para tanto, deve-se reduzir as frequências dos modos dominantes de maneira que o dobro destas frequências se localize sobre uma área de boa rejeição da resposta em frequência do ressoador. Como exemplo, a frequência fundamental do ressoador circular *single-mode* da Figura 33 é aproximadamente 3,0 GHz, havendo outro modo ressonante em torno de 5,1 GHz e um terceiro modo em 6,0

GHz, que corresponde a sua segunda harmônica. Ao se perturbar esse ressoador, sua frequência fundamental é reduzida para aproximadamente 2,2 GHz, sendo que não ocorrem modos ressonantes nas proximidades de sua segunda harmônica, 4,4 GHz.

Particularmente neste trabalho, consideraram-se apenas ressoadores *patch* com estruturas simétricas por apresentarem modos de ressonância degenerados. O estudo desses modos é fundamental para a metodologia de projeto de filtros *patch dual-mode* desenvolvida neste trabalho.

O conceito de filtro *dual-mode* é utilizado em diversos tipos de filtros, planares ou não. No caso de filtros planares, esse conceito é aplicado aos filtros unidimensionais formados por ressoador em anel e aos filtros bidimensionais, aos filtros *patch*. O filtro *patch dual-mode* é o objeto de estudo deste trabalho e é detalhado a seguir.

2.2.2.2 Filtros *patch dual-mode*

Filtros *dual-mode* [24], [25], [26] são formados por ressoadores *dual-mode* e cada um desses ressoadores determina dois pólos em sua banda de passagem. O ressoador *dual-mode* nada mais é que um ressoador *single-mode* com perturbações em sua geometria, que fazem com que a frequência de determinado modo presente no ressoador seja alterada de forma a aproximá-la da frequência de outro modo e, assim, formar a banda de passagem do filtro.

As fórmulas (1) a (21) apresentadas anteriormente aplicam-se somente a ressoadores *patch* com geometrias inalteradas, *single-mode*. Baseado nelas inicia-se o estudo do ressoador *patch dual-mode*. A metodologia desenvolvida neste trabalho insere perturbações no ressoador *single-mode* para alterar frequências de ressonância específicas e, com isso, determinar o leiaute do filtro que resulta nas características requeridas.

No caso de ressoadores planares *patch dual-mode*, uma perturbação pode ser inserida através de corte ou de acréscimo de geometria em seu leiaute, o que resultará em filtros com respostas distintas, dependendo do acoplamento indutivo ou capacitivo dos modos. Num filtro

utilizando ressoador *patch* quadrado, por exemplo, o corte triangular de uma de suas arestas resulta num filtro do tipo Chebyshev, enquanto um pequeno *patch* acrescentado à aresta desse ressoador resulta num filtro elíptico [27].

Adicionalmente, do ponto de vista elétrico, um ressoador *patch dual-mode* é equivalente a um circuito ressonante duplamente sintonizado e assim, um filtro de segunda ordem é construído com apenas um ressoador. Dessa forma, o número de ressoadores necessários para se construir um filtro com uma determinada ordem cai pela metade e, conseqüentemente, há redução do tamanho desse filtro.

Outra grande vantagem de um filtro *patch dual-mode* é a possibilidade de se projetar filtros de banda estreita com banda de passagem fracional inferior a 5%, sendo este requisito impraticável com um filtro *patch single-mode* [15].

As duas maneiras mais eficientes de se construir um filtro *patch dual-mode* consistem em perturbar a geometria do ressoador de forma a separar os modos degenerados [11] presentes no ressoador analisado ou de forma a aproximar a segunda frequência de ressonância do filtro com a fundamental [19] e com isso determinar sua banda de passagem. São diversos os tipos de perturbações que podem ser utilizadas. Neste trabalho utilizam-se cortes como perturbações. Esses cortes podem ser tanto nas bordas da geometria quanto internas a ela, formando fendas.

Para formar filtros *patch dual-mode* com mais de dois pólos, é possível acoplar mais de um ressoador *patch dual-mode*, como será apresentado nos projetos de filtros deste trabalho. Através do acoplamento entre ressoadores obtêm-se respostas mais abruptas, bandas mais estreitas e maior rejeição dos harmônicos.

Uma nova abordagem é estudada e comprovada neste trabalho, que é o projeto de filtros *patch* com mais de dois pólos. É uma abordagem nova, ainda não apresentada na literatura atual sobre filtros *patch*. A idéia é que cada ressoador determina mais de dois pólos

na banda de passagem do filtro projetado. No caso, projetou-se um filtro cujo ressoador determina três pólos em sua banda de passagem, chamado, por isso, de filtro *patch triple-mode*. Seu projeto e medidas são apresentados no capítulo 4, no qual a metodologia desenvolvida é aplicada ao projeto de diferentes tipos de filtros *patch*.

3. METODOLOGIA DE PROJETO

A metodologia proposta foi desenvolvida para ser aplicada em projeto de filtros passa-faixa que utilizam ressoadores planares do tipo *patch dual-mode*. O diagrama apresentado na Figura 35 compreende as principais etapas da metodologia.

Figura 35. Etapas da metodologia proposta de projeto de filtros passa-faixa tipo *patch*.

3.1 ESPECIFICAÇÕES DO FILTRO

Como base de projeto, as características do filtro desejado devem ser especificadas. A principal e suficiente característica para se iniciar um projeto com a metodologia proposta é a frequência central do filtro, utilizada no projeto do ressonador *patch single-mode*. Esta metodologia considera sempre o ressonador *patch single-mode* sem qualquer perturbação. As demais características do filtro, tais como largura de banda, perda de inserção, perda de retorno, rejeição e nível de harmônicos, são utilizadas no projeto do filtro propriamente dito, nas etapas de simulação e otimização do mesmo.

3.2 ESCOLHA DA GEOMETRIA DO RESSOADOR E DO SUBSTRATO

A escolha da geometria do ressoador que será utilizado para formar o filtro *patch* é feita dentre as estudadas neste trabalho, podendo ser quadrada, circular ou triangular. Cada um desses ressoadores tem características próprias apresentadas no capítulo 2 e sua escolha está intimamente relacionada com a análise da distribuição de campos elétricos ao longo de cada geometria.

O substrato a ser utilizado na fabricação do filtro projetado tem grande influência nas dimensões do filtro e na sua resposta em frequência. Os substratos para circuitos de microondas devem ser selecionados tanto por suas características elétricas como pela facilidade de aquisição e processamento na fabricação do filtro. As principais características do substrato a serem consideradas são sua constante dielétrica relativa ' ϵ_r ' e sua espessura ' h ', bem como suas perdas dielétricas e estabilidade térmica. São comercialmente disponíveis substratos flexíveis para aplicação em frequências de microondas com valores de ' ϵ_r ' entre 2,2 e 10,8 e espessuras variando de 0,127 a 3,170 mm. As características de cada substrato devem ser avaliadas para melhor se adequarem ao projeto.

A utilização de substratos com ' ϵ_r ' alto diminui as dimensões do ressoador e a largura das linhas de acoplamento de sinal de entrada e de saída e torna o ressoador menos suscetível a perdas por irradiação. Por outro lado, substratos com ' ϵ_r ' baixo, por aumentarem o tamanho do ressoador, facilitam o projeto de filtros em frequências mais altas, que frequentemente apresentam dimensões críticas. Apesar da perda por irradiação ser maior no caso de substratos com ' ϵ_r ' baixo, esta perda pode ser compensada pelo acoplamento direto das linhas de sinal de entrada e de saída do filtro ao ressoador. Essa perda também pode ser reduzida acomodando o filtro dentro de uma caixa metálica, que atua como blindagem do circuito e confina os campos irradiados, prática largamente utilizada em circuitos de microondas.

A espessura do substrato afeta diretamente a largura das linhas de transmissão de

acoplamento de sinal de entrada e de saída do filtro. Quanto mais espesso o substrato, mais largas são as linhas de transmissão. Dependendo do substrato escolhido, as linhas de entrada e de saída podem se tornar tão ou mais largas do que o ressoador, aumentando as perdas do filtro. Assim, a escolha do substrato deve considerar o compromisso entre a dimensão do ressoador e a largura das linhas de entrada e de saída, de modo que seja possível o acoplamento entre esses elementos para a formação do filtro. A largura dessas linhas pode ser calculada através de programas computacionais, sendo utilizada, neste trabalho, a ferramenta *Line Calc* do ADS [28].

3.3 DETERMINAÇÃO DE DIMENSÕES DO RESSOADOR

Para determinar as dimensões do ressoador *patch single-mode* que formará o filtro, utiliza-se um dos programas computacionais desenvolvidos através da ferramenta MATLAB. Esses programas encontram-se nos Apêndices G, H e I e aplicam-se, respectivamente, a ressoadores de geometria triangular, circular e quadrada. Os dados de entrada para esses programas são a frequência fundamental de ressonância, a constante dielétrica relativa e a espessura do substrato que será utilizado. Os programas fornecem a base do triângulo, o raio do círculo ou o lado do quadrado do ressoador *single-mode*, cujo modo fundamental de ressonância ocorre na frequência central do filtro especificado.

Na metodologia aqui proposta, são utilizados ressoadores *patch dual-mode*, obtidos inserindo-se perturbações no ressoador *patch single-mode*. Essas perturbações afetam os diferentes modos de ressonância do ressoador, ocasionando a diminuição da frequência dos mesmos, podendo causar, adicionalmente, a separação dos modos degenerados. Assim, as dimensões do ressoador *dual-mode* são menores que as do ressoador *single-mode* sem perturbação, ambos ressoando na mesma frequência.

Uma boa estimativa inicial é considerar que as perturbações inseridas no *patch*

single-mode ocasionarão uma redução de 20% na frequência fundamental de ressonância. Nesse caso, devem-se recalcular as dimensões do ressoador *single-mode* de modo que o mesmo ressoe em uma frequência 20% acima da frequência central do filtro. Dependendo das características do filtro e do substrato escolhido, é possível um aumento acima de 40% na frequência de ressonância, sendo esse aumento limitado pelas dimensões máximas das perturbações que o ressoador suportará.

Os programas para determinação de dimensões do ressoador são novamente utilizados, porém nesta etapa, a entrada será a frequência estimada em 20% acima da frequência central do filtro, obtendo-se um ressoador menor. Nesse ressoador, serão feitas análises de correntes e de perturbações para atingir as especificações do filtro, detalhadas nos próximos tópicos.

3.4 SIMULAÇÃO EM E ANÁLISE DE CORRENTES

O ressoador escolhido será analisado no simulador EM Momentum/ADS. Este simulador é um programa com diversas ferramentas, sendo as utilizadas neste trabalho: ferramenta de desenho de leiaute, de definição de substrato, de simulação EM e de visualização de linhas de correntes.

Na ferramenta de desenho de leiaute, pode-se desenhar livremente qualquer figura planar a ser simulada. Para determinação de onde o sinal deve entrar e sair, é necessária a adição de “portas”, componente disponível na ferramenta. Assim, desenha-se o ressoador a ser simulado e as linhas de entrada e saída de sinal, nas quais são colocadas “portas”, devidamente posicionadas.

Na ferramenta de definição do substrato, inserem-se as características do substrato, como constante dielétrica, espessura, tangente de perdas e camadas de metalização/dielétrico.

Na ferramenta de simulação, definem-se a faixa de frequências e o refinamento utilizados na simulação da estrutura, obtendo-se sua resposta em frequência. Além disso, esta

ferramenta permite a adição do componente “caixa metálica”, definindo-se suas dimensões de largura, comprimento e altura. Com isso, a simulação considera o leiaute desenhado inserido na caixa metálica, resultando em uma resposta em frequência considerando os efeitos desta caixa. Essa simulação, entretanto, é demasiadamente longa comparada à simulação apenas do leiaute sem caixa metálica. A caixa também pode ser simulada sozinha, obtendo-se suas frequências de ressonância. Deve-se lembrar que o simulador Momentum/ADS, por se tratar de um programa 3D planar (ou 2D½), é otimizado para simulação de circuitos planares e tem sua eficácia reduzida na simulação de filtros com elevadas perdas por irradiação.

Em uma primeira simulação, utilizam-se pequenos trechos de linhas de transmissão para entrada e saída de sinal fracamente acoplado ao ressoador a fim de se obter as frequências de ressonância de seus modos e suas respectivas distribuições de corrente, sem carregar significativamente o ressoador com suas impedâncias de terminação. Através das distribuições dos campos EM resultantes dos programas dos Apêndices A, B e C ou das distribuições de corrente resultantes da simulação do ressoador, é possível fazer a análise de como afetar determinado modo ressonante, diminuindo sua frequência, para alcançar a frequência central do filtro especificada.

Os programas que se encontram nos Apêndices D, E e F, respectivos para as geometrias triangular, circular e quadrada, calculam a frequência dos modos presentes no ressoador, dadas suas dimensões e características do substrato utilizado. Esses programas podem ser utilizados auxiliarmente para pré-determinar a janela de frequência de simulação EM feita no Momentum/ADS.

Antes de se iniciar as análises de como perturbar os modos ressonantes no *patch single-mode*, é necessário saber quais modos serão utilizados para torná-lo um ressoador *patch dual-mode*. A princípio, deve-se optar por formar o filtro *dual-mode* pela separação dos modos fundamentais degenerados do ressoador ou pela aproximação do segundo modo de

ressonância com o fundamental.

A seguir, define-se o tipo, as dimensões e a posição das perturbações a serem inseridas no *patch* para afetar o modo desejado.

A análise de campos elétricos do ressoador *patch* permite definir quais alterações devem ser introduzidas na geometria do ressoador de modo a alterar a frequência dos modos ressonantes, conforme requerido pelo projeto. Porém, somente as simulações EM permitem a visualização de como esses modos foram afetados pelas perturbações. Todas as análises dos efeitos das perturbações nas frequências dos modos ressonantes presentes no *patch* escolhido são feitas através de simulações EM. As análises de acoplamento de sinal e a otimização do filtro projetado também são feitas por simulações EM e, por isso, esta etapa está intimamente ligada às etapas seguintes até o término do projeto do filtro.

3.5 PERTURBAÇÃO DA GEOMETRIA

A principal etapa no projeto de filtros *patch dual-mode* é a análise da perturbação inserida na geometria do ressoador. É através dessa análise que se determina se a frequência central do filtro especificado será alcançada pela topologia escolhida.

As perturbações podem ser feitas de inúmeras maneiras, em forma de cortes na geometria, de pequenos *patches* adicionados a ela, de deformação da geometria regular ou mesmo da combinação de mais de um tipo de perturbação. Neste trabalho, o enfoque foi dado às perturbações em forma de cortes da geometria. Qualquer perturbação deve ser colocada de forma que o ressoador se mantenha simétrico com relação às linhas de entrada e de saída do filtro. Desta maneira, as curvas de perdas de inserção direta e reversa em função da frequência são iguais, o mesmo ocorrendo com as curvas de perdas de retorno de entrada e de saída.

As linhas de entrada e de saída do filtro são também de grande importância para a resposta do mesmo. Os modos excitados no ressoador dependem do posicionamento dessas

linhas. Quando as linhas são posicionadas numa região onde o campo elétrico do modo é nulo, este modo não é excitado.

Exemplificando essa situação com o ressoador *patch* quadrado, a Figura 36 mostra as respostas em frequência deste ressoador com e sem fenda ao se posicionar as linhas de entrada e de saída em suas arestas opostas. Desta maneira, todos os modos presentes na estrutura são excitados, pois apresentam campo elétrico não nulo nas arestas do ressoador, como podem ser vistos nas Figuras 12 e 13.

Figura 36. Respostas em frequência simuladas do ressoador *patch* quadrado com (em laranja) e sem fenda (em azul), com linhas de entrada e saída posicionadas nas arestas opostas.

Na Figura 36, observa-se que quando uma fenda vertical é inserida no ressoador quadrado, apenas um dos modos fundamentais é afetado e por isso ocorre a separação de frequência dos mesmos, o que confirma que ambos os modos fundamentais degenerados foram excitados.

Entretanto, ao se posicionar as linhas de entrada e de saída no eixo horizontal passando pelo centro do ressoador, como na Figura 37, obtêm-se respostas em frequência diferentes. Nesse caso, o segundo modo de ressonância não é excitado, pois apresenta campo elétrico nulo nos pontos em que as linhas foram posicionadas, conforme Figura 13.

Figura 37. Respostas em frequência simuladas do ressoador *patch* quadrado com e sem fenda, com linhas de entrada e saída posicionadas no eixo horizontal.

A inserção de uma fenda vertical nesse ressoador *patch* quadrado ocasionou a redução de sua frequência fundamental, mas não a separação dos modos fundamentais. De fato, apenas um dos modos fundamentais degenerados é excitado, aquele cujo campo elétrico é não nulo na região de entrada e de saída do sinal, o modo $TM_{1,0,0}^z$, como pode ser visto na Figura 12. Sendo assim, a curva em laranja da Figura 37 mostra somente um modo fundamental, o qual foi afetado pela fenda reduzindo sua frequência de ressonância.

Como descrito anteriormente, deve-se optar por formar o filtro *patch dual-mode* perturbando-se o ressoador de forma a separar seus modos degenerados ou de forma a aproximar a sua segunda frequência de ressonância com a fundamental. Essa informação, aliada às simulações de distribuição de correntes de cada modo ressonante, indica onde as linhas de entrada e de saída, bem como as perturbações, devem ser inseridas a fim de afetar os modos ressonantes como desejado.

O primeiro caso, no qual o filtro *patch dual-mode* será formado pelo ressoador cujos modos fundamentais degenerados são separados, é ilustrado na Figura 38, para o caso do ressoador *patch* quadrado.

Figura 38. Respostas em frequência simuladas do ressoador *patch* quadrado com fendas com comprimentos diferentes que causam a separação e diminuição dos modos dominantes degenerados.

Considerando-se a excitação de todos os modos, com as linhas de entrada e de saída posicionadas nas arestas opostas do ressoador e analisando-se as distribuições de campo elétrico no mesmo, perturbações em forma de fendas cruzadas foram colocadas de forma a afetar os modos dominantes, sem alterar a frequência do segundo modo ressonante. Os modos dominantes são perturbados de maneira diferente para que haja a separação entre eles. A diferença, no caso, é causada pelos diferentes comprimentos da fenda que perturba cada modo.

O segundo caso, no qual o filtro *patch dual-mode* é formado pela segunda ressonância e pela fundamental, é exemplificado na Figura 39, para o mesmo ressoador *patch* quadrado do exemplo anterior. As fendas colocadas nas bordas de cada lado do ressoador perturbam os modos dominantes e o segundo modo de ressonância ao mesmo tempo. As quatro fendas utilizadas são idênticas e, portanto, não há separação dos modos dominantes degenerados.

É interessante notar que por causa da redução da frequência do segundo modo ressonante, a resposta espúria do filtro até a terceira ressonância apresenta elevada rejeição, sem apresentar nenhuma possível ressonância.

A escolha dos modos que formarão a banda do filtro depende de um compromisso entre determinar uma fenda adequada que perturbe os modos desejados corretamente, que

permita o posicionamento das linhas de entrada e saída de forma a excitar os modos desejados.

Figura 39. Respostas em frequência simuladas do ressonador *patch* quadrado com perturbações idênticas que causam a diminuição das frequências fundamentais e da segunda ressonância.

As simulações EM até esta etapa são feitas com um fraco acoplamento entre as linhas de entrada e de saída e o ressonador. A perturbação estudada, na forma de cortes ou fendas, deve ser analisada em termos de seu posicionamento no ressonador, de seu comprimento e de sua largura. O efeito de cada variável – posição, comprimento e largura da fenda – nas frequências dos modos ressonantes deve ser analisado independente do efeito das outras, através de uma série de simulações.

Combinando os resultados dessas simulações, chega-se às posições e dimensões de cada perturbação ou de cada conjunto de perturbações que afetam os modos desejados individualmente, de forma que ambos ressoem em torno da frequência central do filtro. Os resultados das simulações do ressonador serão úteis na etapa seguinte para ajuste da banda de passagem do filtro.

Caso não se consiga com que o *patch* ressoe na frequência central do filtro apesar de todas as combinações possíveis de posição, comprimento e largura da fenda, aumentam-se as dimensões do *patch* e novas simulações são feitas até que a frequência desejada seja atingida.

3.6 PROJETO DO FILTRO E SIMULAÇÕES EM

O projeto do filtro passa-faixa *patch* se dá pelo acoplamento do ressoador às linhas de entrada e de saída do sinal. Essas linhas são microlinhas de transmissão com impedância característica de 50Ω e seu posicionamento, como discutido no item 3.5, determina quais modos ressonantes são excitados ou suprimidos na resposta do filtro.

Nesta etapa, o acoplamento e a otimização do filtro devem ser feitos de forma a se atingir, além da frequência central, as demais especificações do filtro, como banda de passagem, perda de inserção, perda de retorno e rejeição de harmônicos.

O acoplamento pode ser direto, com as linhas de entrada e de saída do filtro diretamente conectadas ao ressoador, ou capacitivo, no qual essas linhas são acopladas ao ressoador através de um *gap*.

A utilização de acoplamento direto permite o projeto de filtros com banda mais larga e perda de inserção muito baixa. Nesse caso, as linhas de entrada e de saída do filtro devem ser posicionadas de forma a se obter um forte acoplamento ao ressoador.

O acoplamento capacitivo possibilita a obtenção de bandas mais estreitas e perdas de inserção mais altas. Além disso, o filtro com acoplamento capacitivo é sujeito a maiores perdas por irradiação, que podem ser minimizadas através da utilização de caixa metálica para acomodação do filtro e blindagem do circuito.

A otimização do filtro tem especial importância para se atingir as especificações do mesmo. Até o momento, na etapa de perturbação do ressoador, garantiu-se que a frequência central do filtro seria atingida, através da redução individual das frequências de ressonância dos dois modos perturbados por cada conjunto de fendas. Em simulações iniciais com o posicionamento das linhas de entrada e de saída, obtém-se razoável previsão das perdas do filtro, bem como da banda de passagem que resultou da integração do ressoador com as linhas de acesso. Entretanto, para obtenção da banda de passagem especificada, deve-se realizar a

otimização do filtro.

A banda de passagem do filtro depende da separação dos dois modos ressonantes perturbados nas etapas anteriores. A separação é ajustada através de pequenas alterações nas fendas utilizadas. Utilizando-se os resultados das simulações da etapa anterior, é possível prever como as fendas devem ser alteradas para que a frequência de ressonância de cada um dos modos que formam a banda de passagem do filtro se desloque adequadamente.

As otimizações são feitas através de simulações EM do filtro de maneira iterativa ajustando-se as linhas de entrada e de saída, o posicionamento e as dimensões das fendas utilizadas, de forma que a resposta em frequência do filtro projetado atenda às especificações.

Sendo as características do filtro alcançadas, inicia-se a etapa de fabricação do mesmo. Caso contrário, novas otimizações devem ser feitas nas fendas do ressoador e no acoplamento das linhas de entrada e de saída para se alcançar as especificações.

Se, apesar das otimizações, as especificações não forem atingidas, altera-se o projeto do ressoador com a escolha de novos tipos de cortes a serem analisados ou reinicia-se o projeto do filtro pela escolha de outra geometria para o ressoador.

3.7 FABRICAÇÃO

A fabricação do filtro utilizando tecnologia de Circuitos Integrados de Microondas envolve a produção de fotolito a partir do leiaute do filtro projetado e a posterior fotografação da geometria do filtro no substrato escolhido.

A metodologia proposta neste trabalho provê ampla flexibilidade de projeto de filtros passa-faixa *patch dual-mode*, devido às inúmeras combinações de geometrias e fendas que podem ser utilizadas no projeto do ressoador. Visando facilitar a fabricação dos filtros, reduzir custos e torná-los comercialmente atrativos, optou-se pela utilização de substratos flexíveis de microondas, direcionando-se o projeto para o desenvolvimento de filtros sem dimensões

críticas, de forma a viabilizar sua construção por meio de técnicas tradicionais de fotogravação em placas de circuito impresso.

3.8 CARACTERIZAÇÃO

Os filtros projetados são caracterizados através de medidas da perda de inserção e das perdas de retorno de entrada e de saída em função da frequência. Neste trabalho, a caracterização dos filtros é realizada utilizando-se o Analisador Vetorial de Redes HP8722D da *Agilent Technologies*, disponível no Laboratório de Microeletrônica da USP. Esse equipamento integra um gerador de sinal de RF, uma unidade para medidas de parâmetros de espalhamento e uma unidade de processamento e aquisição de dados. O equipamento foi calibrado a fim de se ajustar uma referência para os cálculos de potências transmitidas e refletidas, internos ao equipamento, na faixa de frequência selecionada. O kit de calibração utilizado para esse fim foi o kit 8050Q, da *Maury Technologies*.

4. APLICAÇÃO DA METODOLOGIA

A metodologia desenvolvida foi aplicada ao projeto de filtros passa-faixa do tipo *patch* miniaturizados com dois, três e quatro pólos. Esses filtros foram projetados utilizando-se ressoadores originais com geometrias quadrada, triangular e circular, nas quais foram inseridas fendas visando perturbar os modos ressonantes.

As simulações EM dos filtros aqui apresentados foram feitas em bandas largas, variando-se o sinal de entrada numa faixa de frequências escolhida de forma a incluir desde a banda de rejeição inferior do filtro até a banda de passagem da segunda harmônica do mesmo. Dessas simulações, foram obtidas as curvas de perda de inserção e de perda de retorno de entrada e de saída do filtro em função da frequência. Devido à simetria dos leiautes dos filtros desenvolvidos neste trabalho, as curvas de perdas de inserção direta e reversa são iguais, o mesmo ocorrendo com as curvas de perdas de retorno de entrada e de saída.

Após a simulação, procedeu-se à confecção do fotolito com o leiaute dos filtros, seguida da construção dos mesmos por meio de processo fotolitográfico. As dimensões críticas dos protótipos dos filtros foram medidas com auxílio de microscópio com escala calibrada, a fim de se refazer as simulações com suas dimensões reais, quando necessário.

A caracterização dos filtros construídos foi realizada através da medição de suas curvas de perda de inserção e de perda de retorno em função da frequência, utilizando-se um analisador de redes. Para a realização das medidas, as linhas de entrada e de saída dos filtros foram soldadas a conectores SMA.

4.1 PROJETO DE FILTRO *PATCH DUAL-MODE* COM RESSOADOR QUADRADO

O objetivo desta etapa é o projeto de um filtro passa-faixa *patch dual-mode*, que utiliza um ressoador quadrado modificado pela inserção de fendas em sua geometria. As

dimensões e o posicionamento das fendas utilizadas permitem o controle da frequência central e da largura de banda, possibilitando que o filtro apresente boa rejeição na banda de segunda harmônica.

4.1.1 ESPECIFICAÇÕES DO FILTRO

O filtro *patch dual-mode* quadrado do tipo passa-faixa com dois pólos a ser projetado tem as seguintes especificações:

Frequência Central: 2,4 GHz;

Banda de passagem de 3 dB: de 10% a 15%;

Máxima perda de inserção para perda de retorno < -10 dB: 2 dB;

Mínima perda de retorno entrada/saída: 15 dB;

Mínima rejeição de segunda harmônica: 15 dBc.

4.1.2 DETERMINAÇÃO E ANÁLISE DO RESSOADOR

Este projeto parte da escolha de um ressoador com geometria quadrada. O substrato utilizado é o RO3010 ($\epsilon_r = 10,2$ e espessura = 25 mils) [29]. Inicialmente, estimou-se a frequência do ressoador *single-mode* em 3,35 GHz, 40% acima do especificado. Considerando-se essa frequência de ressonância, o substrato escolhido e utilizando-se o programa apresentado no Apêndice I, obteve-se a dimensão de 13,8 mm para o lado do ressoador.

O filtro *dual-mode* deste projeto é formado pela separação dos modos dominantes degenerados. As distribuições de corrente dos modos dominantes num ressoador quadrado são mostradas na Figura 40. Nessa figura, observa-se que uma fenda inserida verticalmente no ressoador interfere basicamente no modo $TM_{1,0,0}^z$, enquanto uma fenda horizontal interfere principalmente no modo $TM_{0,1,0}^z$.

Figura 40. Distribuição de correntes dos modos dominantes degenerados $TM_{1,0,0}^z$ e $TM_{0,1,0}^z$ num ressoador quadrado *single-mode*.

Neste projeto, dois tipos de perturbação foram escolhidos para alterar as frequências dos modos necessários à formação do filtro, que podem ser vistos na Figura 41. As perturbações são as fendas colocadas na borda do ressoador, A e B, e as fendas colocadas dentro do ressoador formando um “L” invertido, A’ e B’. As fendas são posicionadas simetricamente em relação às linhas de centro do quadrado, destacadas em vermelho na Figura 41.

Figura 41. Ressoador *patch* quadrado proposto com dois tipos de fenda: fendas A e B na borda; fendas A’ e B’ formando um “L” invertido.

Inicialmente, analisou-se o ressoador *patch single-mode* fracamente acoplado às linhas de entrada e de saída. Essas linhas, com impedância de $50\ \Omega$ e espessura de 0,58 mm, foram posicionadas de forma a excitarem os dois modos degenerados fundamentais. Entretanto, não é desejado que o segundo modo de ressonância seja excitado.

O efeito da posição das linhas de entrada e de saída na resposta em frequência do ressoador quadrado é apresentado na Figura 42. A resposta em frequência simulada referente às linhas posicionadas nas arestas opostas do *patch* quadrado, apresentada em verde, mostra

que os três primeiros modos ressonantes são excitados. Em azul, na mesma figura, a resposta em frequência simulada é apresentada para as linhas posicionadas ortogonalmente, como proposto neste projeto. Nessa condição, pode-se ver que o segundo modo de ressonância não é excitado.

Figura 42. Modos excitados num ressonador *patch* quadrado com linhas de entrada e saída posicionadas (em verde) em arestas opostas do ressonador; (em azul) ortogonalmente.

Em seguida, investigou-se a influência de cada uma das quatro fendas na resposta em frequência do ressonador. Simulações iniciais consideraram o efeito da largura e do comprimento das fendas sobre a frequência dos modos fundamentais. Constatou-se que o parâmetro de maior influência na resposta do ressonador é o comprimento das fendas e, secundariamente, a largura das mesmas. Assim, as larguras das fendas A e B foram fixadas em 1,5 mm e as das fendas A' e B', em 2 mm, que foram escolhidas por resultarem em melhor perda de retorno nas simulações iniciais do *patch dual-mode*. A seguir, uma série de simulações foi feita utilizando-se os leiautes apresentados na Figura 43, variando-se o comprimento das fendas e mantendo-se sua largura constante.

Figura 43. Leiautes do *patch* quadrado para simulação de cada fenda.

Os resultados das simulações são mostrados na Figura 44, onde f_{01} é a frequência do modo $TM_{0,1,0}^z$ e f_{10} é a frequência do modo $TM_{1,0,0}^z$.

Figura 44. Separação dos modos degenerados fundamentais em função dos comprimentos das fendas (a) A e A'; (b) B e B'.

Como esperado, a Figura 44(a) mostra que f_{01} se mantém praticamente inalterada com a variação do comprimento das fendas A e A'. No entanto, f_{10} decresce com o aumento do comprimento das fendas A e A' de maneira diferente em relação a cada fenda. Além disso, a influência das fendas A e A' combinadas é igual à soma das influências individuais de cada uma. O mesmo comportamento pode ser visto na Figura 44(b), analogamente para os efeitos das fendas B e B', sendo que, neste caso, as fendas afetam o modo $TM_{0,1,0}^z$, fazendo f_{01} decrescer, enquanto f_{10} é minimamente alterada.

Ao se combinar as fendas A, A', B e B', ambas as frequências dos modos degenerados decaem possibilitando que a frequência especificada para o filtro seja atingida.

4.1.3 PROJETO E ANÁLISE - FILTRO 2-PÓLOS

As análises e simulações do ressoador *patch* quadrado modificado foram aplicadas no projeto do filtro *patch* passa-faixa de dois pólos especificado.

As dimensões aproximadas das fendas foram escolhidas para que os modos fundamentais ressoassem em torno da frequência central especificada para o filtro, em 2,4 GHz. Para isso, escolheram-se os comprimentos tais que a frequência dos modos

fundamentais do ressoador *patch single-mode* diminuíssem de 3,35 GHz para 2,4 GHz, aproximadamente 1 GHz. Através da Figura 44, observa-se que várias combinações de comprimentos tornam possível essa redução. Entretanto, além da redução das frequências, deve-se também levar em consideração a largura da banda de passagem especificada para o filtro, que depende da diferença entre as frequências dos modos dominantes. Levando em conta esses dois fatores e com o auxílio das simulações EM, chega-se às dimensões das fendas que resultam na resposta desejada para o filtro.

Analisando-se a Figura 44, a fenda A', com 7 mm de comprimento, faz com que a frequência do modo $TM_{1,0,0}^z$ (f_{10}) diminua 0,6 GHz. Observa-se também que a fenda A, com 4 mm de comprimento, faz f_{10} diminuir 0,45 GHz. A soma dos efeitos das fendas A e A' faz com que f_{10} diminua aproximadamente 1 GHz. Ademais, a diferença entre essas frequências sob o efeito das fendas é de aproximadamente 100 MHz, valor razoável, considerando-se que há alargamento da banda de passagem do filtro ao se acoplar fortemente as linhas de entrada e de saída ao ressoador.

Similarmente, a frequência do modo $TM_{0,1,0}^z$ (f_{01}) decai 0,6 GHz para a fenda B' com 7 mm de comprimento e decai 0,45 GHz quando o comprimento da fenda B é de 4 mm. A soma dos efeitos dessas fendas B e B' faz com que a f_{01} também diminua aproximadamente 1 GHz, como desejado.

O filtro foi simulado com as seguintes dimensões: fendas A e B com 1,5 mm de largura e 4 mm de comprimento e fendas A' e B' com 2,0 mm de largura e 7 mm de comprimento, mantendo-se a simetria do ressoador *patch* em relação às linhas de entrada e de saída do filtro. Essas foram conectadas diretamente ao ressoador através de linhas de impedância característica de 50 Ω , visando as especificações de largura de banda mediana de 10% a 15% e de baixa perda de inserção. A Figura 45 apresenta o leiaute e as dimensões do filtro projetado, juntamente com a correspondente resposta em frequência simulada.

Figura 45. Leiaute do filtro quadrado sem otimização e resposta em frequência simulada. Dimensões em mm.

Na Figura 45 há a presença de dois zeros de transmissão na resposta em frequência simulada do filtro, cujo aparecimento se deu pela utilização dos dois tipos de fendas no ressoador.

Os resultados da simulação apresentaram o filtro centrado em 2,41 GHz, com perda de inserção máxima de 2,5 dB, perda mínima de retorno de 7,5 dB e nível de segunda harmônica em 16,8 dB, não atingindo todas as especificações. Então, o ressoador foi modificado e pequenos *patches* foram retirados da estrutura.

Novas simulações foram realizadas buscando-se otimizar o desempenho do filtro. Verificou-se que ao se remover uma pequena área quadrada das arestas do *patch* ao longo da diagonal de simetria do ressoador, as perdas de inserção eram minimizadas pela alteração da impedância do ressoador, sem alteração significativa de sua frequência central e de sua banda de passagem. Assim, chegou-se ao leiaute otimizado apresentado na Figura 46.

Figura 46. Leiaute final do filtro *patch* quadrado de 2-pólos. Dimensões em mm.

4.1.4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A Figura 47 mostra o filtro *patch* quadrado passa-faixa de segunda ordem fabricado.

Figura 47. Protótipo do filtro *patch* quadrado passa-faixa de 2-pólos fabricado.

A Figura 48 apresenta as curvas de resposta em frequência obtidas na simulação e através da caracterização deste filtro. Obteve-se excelente concordância entre os resultados de simulação e experimentais da resposta em frequência do filtro em sua banda de passagem. As simulações EM previram com boa precisão a resposta do filtro em banda larga.

O comportamento elíptico do filtro, devido aos dois tipos de fenda utilizados no ressoador proposto, foi confirmado pelos resultados experimentais, que apresentaram zeros de transmissão em torno da banda de passagem.

O filtro, centrado em 2,39 GHz, apresentou banda de passagem de 14%, máxima perda de inserção de 1,2 dB e perda de retorno melhor que 18 dB. A Figura 48(b) mostra a resposta

em frequência do filtro em banda larga, na qual é possível observar que sua resposta espúria, na faixa de frequência de sua segunda harmônica, apresentou rejeição de 15 dB.

Figura 48(a). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* quadrado com 2 pólos, com detalhe na sua banda de passagem.

Figura 48(b). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* quadrado com 2 pólos em banda larga.

O ressoador projetado, cuja frequência fundamental é de 2,4 GHz, tem lado de 13,8 mm, apresentando uma área de 190,4 mm². Um *patch single-mode* ressoando nessa frequência, construído no mesmo substrato, apresentaria dimensão igual a 19,3 mm, ou seja, sua área seria de 372,5 mm². A redução em área obtida neste filtro de dois pólos, comparada ao filtro *single-mode* na mesma frequência, é de aproximadamente 49%, que constitui um nível de miniaturização notável, superior a resultados relatados na literatura.

Adicionalmente, fez-se um estudo sobre a flexibilidade de projeto com o ressoador *patch* proposto, alterando-se os comprimentos das fendas A, A', B e B'. A Tabela 2 apresenta os resultados das simulações, como a frequência central f_0 e banda porcentual de passagem de 3 dB BW(%) do filtro em função dos comprimentos das fendas. As respostas em frequência dos filtros projetados mostrados na tabela apresentaram perda de retorno melhor que 10 dB e perda de inserção menor que 1 dB dentro da banda de passagem do filtro.

Tabela 2 – Projetos de Filtros *Patch* Quadrados de Segunda Ordem – Resultados Simulados*

Comprimento das fendas (mm)		Frequência Central (GHz)	Banda de passagem porcentual BW (%)
A e B	A' e B'	F_0	
5,0	7,0	2,21	12,3
6,5	5,0	2,27	12,3
6,0	5,0	2,32	12,7
5,0	5,5	2,35	13,3
5,0	5,0	2,38	13,6
4,0	7,0	2,40	12,8
4,5	5,5	2,49	9,4
3,5	7,0	2,49	15,4
4,0	6,5	2,50	10,1
3,0	7,0	2,55	17,3
4,0	6,0	2,56	7,8
3,0	6,5	2,65	11,7

*Lado do ressoador = 13,8 mm; largura das fendas A e B = 1,5 mm; largura das fendas A'e B' = 2,0 mm; substrato RO3010.

O ressoador proposto permite ampla flexibilidade de projeto. A Tabela 2 mostra que, variando-se os comprimentos das fendas e mantendo-se suas larguras constantes, é possível se projetar filtros com frequência central de 2,2 GHz a 2,7 GHz e banda de passagem

porcentuais de 7,8% a 17,3%.

Simulações adicionais mostraram que a frequência central do filtro pode ser reduzida até 1,7 GHz variando-se a largura das fendas. Dessa forma, pode-se variar a largura das fendas para ampliar as possibilidades de projeto de filtro.

4.1.5 PROJETO E ANÁLISE - FILTRO 4-PÓLOS

Como extensão do projeto do filtro *patch* quadrado, um filtro de quatro pólos foi projetado e fabricado com o leiaute apresentado na Figura 49. Este filtro foi projetado conectando-se dois ressoadores iguais ao utilizado no filtro de dois pólos, através de uma microlinha de transmissão de $50\ \Omega$ com 2 mm de comprimento.

Figura 49. Leiaute final do filtro *patch* quadrado de 4-pólos. Dimensões em mm.

4.1.6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

O filtro *patch* quadrado passa-faixa de quatro pólos fabricado é apresentado na Figura 50.

Figura 50. Protótipo do filtro *patch* quadrado passa-faixa de 4-pólos fabricado.

As medidas e simulações feitas para o filtro *patch* quadrado de quatro pólos podem ser vistas na Figura 51. O filtro, centrado em 2,35 GHz, apresentou banda de passagem de 9,8%, perda máxima de inserção de 1,5 dB e perda de retorno melhor que 17 dB, observando-se boa concordância entre as curvas medidas e simuladas. A rejeição da resposta espúria na banda da segunda harmônica foi melhor que 30 dB.

Figura 51(a). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* quadrado com 4 pólos, com detalhe na sua banda de passagem.

Figura 51(b). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* quadrado com 4 pólos em banda larga.

O filtro de quatro pólos apresentou banda de passagem mais estreita, comparado ao filtro de dois pólos, maior rejeição na banda de segunda harmônica, banda de transição mais abrupta e pequeno decréscimo da frequência central do filtro, como pode ser visto na Figura 52.

Figura 52. Respostas em frequência medidas dos filtros *patch* quadrado com 2 e 4 pólos.

O objetivo deste estudo do filtro de quatro pólos não foi atingir as especificações do filtro, mas sim verificar o comportamento do filtro quando dois ressoadores idênticos são acoplados. Esse filtro de quatro pólos pode atingir as especificações de projeto, alterando-se ligeiramente as dimensões de suas fendas.

É importante notar que em ambos os filtros não houve dimensões críticas, sendo que a menor dimensão de layout utilizada no projeto foi a largura das linhas de entrada e de saída do filtro, com 0,58 mm, facilitando o processo de fabricação.

O estudo do efeito das fendas nos modos de ressonância do *patch* quadrado mostrou que pequenas alterações nas dimensões das fendas não causam alterações relevantes nas frequências dos modos perturbados. Consequentemente, as imprecisões do processo de fabricação do filtro não afetaram significativamente seu desempenho, atingindo-se as especificações de projeto.

4.2 PROJETO DE FILTRO *PATCH* DUAL-MODE COM RESSOADOR TRIANGULAR

Este projeto visa a construção de um filtro *patch* passa-faixa miniaturizado, que utiliza um ressoador triangular equilátero modificado pela inserção de fendas em sua geometria. As dimensões e o posicionamento das fendas utilizadas permitem o controle da frequência central, da largura de banda, além de uma resposta em frequência do filtro com boa rejeição na banda de segunda harmônica.

4.2.1 ESPECIFICAÇÕES DO FILTRO

O filtro *patch* passa-faixa triangular de dois pólos a ser projetado tem as seguintes especificações:

Frequência Central: 7,8 GHz;

Banda de passagem de 3 dB: $< 5\%$;

Máxima perda de inserção para perda de retorno < -10 dB: 3 dB;

Mínima perda de retorno entrada/saída: 15 dB;

Mínima rejeição de segunda harmônica: 15 dBc.

4.2.2 DETERMINAÇÃO E ANÁLISE DO RESSOADOR

Este projeto parte da escolha de um ressoador com geometria triangular equilátera. A frequência especificada para este filtro é relativamente alta, conduzindo à miniaturização das dimensões do filtro. A fim de se evitar leiaute com dimensões críticas no projeto, escolheu-se um substrato que possui baixa constante dielétrica. O substrato utilizado é o RO4003 ($\epsilon_r = 3,55$ e espessura = 20 mils) [30].

Inicialmente, estimou-se a frequência do ressoador *single-mode* em 9,4 GHz, 20% acima do especificado. Considerando-se essa frequência de ressonância, o substrato escolhido e utilizando-se o programa apresentado no Apêndice I, obteve-se a dimensão de 10,9 mm para a base do ressoador.

Para a realização do filtro *dual-mode* deste projeto, optou-se pela separação dos modos dominantes degenerados, propondo-se um ressoador com essa característica. As distribuições de corrente dos dois modos dominantes num ressoador triangular são mostradas na Figura 53. Nessa figura, observa-se que uma fenda inserida verticalmente no ressoador irá interferir basicamente no Modo 1, enquanto que uma fenda horizontal interferirá principalmente no Modo 2.

Figura 53. Distribuição de correntes dos modos dominantes degenerados num ressoador triangular eqüilátero *single-mode*. (a) Modo 1; (b) Modo 2.

Analisou-se, então, o ressoador *single-mode* fracamente acoplado às linhas de entrada e de saída. Essas linhas, com impedância característica de $50\ \Omega$ e espessura de 1,1 mm, foram posicionadas de forma a excitarem todos os modos presentes na estrutura. A Figura 54 apresenta o leiaute usado na simulação do ressoador, bem como sua resposta em frequência, contendo os cinco primeiros modos ressonantes.

Figura 54. Leiaute e resposta em frequência simulada do ressoador triangular *single-mode* com lado = 10,9 mm

A seguir, analisou-se a influência individual de cada fenda, horizontal e vertical, na resposta em frequência do ressoador. Uma série de simulações foi feita variando-se o comprimento 'L', a largura 'w' das fendas e a distância 'a' entre sua borda e a base do *patch*. As curvas foram obtidas através da variação de um parâmetro de cada vez, mantendo-se os outros dois parâmetros constantes, de acordo com as legendas apresentadas nas Figuras 55 e 56.

Os resultados das simulações do *patch* triangular com uma fenda horizontal são apresentados na Figura 55, onde se pode observar a influência da fenda em cada um dos modos fundamentais.

Como esperado, a Figura 55 mostra que o Modo 1 praticamente não é perturbado e sua frequência de ressonância se mantém em torno de 9,4 GHz com a variação dos três parâmetros avaliados. Entretanto, o Modo 2 é claramente perturbado pela fenda horizontal, que faz sua frequência decrescer com o aumento do comprimento e da largura da fenda horizontal, bem como com o aumento da distância entre a borda da fenda e base do *patch*. Pode-se notar também que a frequência do Modo 2 não diminui igualmente com a variação de cada parâmetro, sendo a largura da fenda o parâmetro menos significativo para a separação dos modos.

Figura 55. (a) Leiaute com fenda horizontal: separação dos modos degenerados fundamentais em função (b) da posição 'a' da fenda em relação à base; (c) do comprimento 'L'; (d) da largura 'w' do ressonador.

Novas simulações foram feitas para o caso de uma fenda vertical inserida no ressoador. A Figura 56 apresenta as curvas da influência de uma fenda vertical sobre a frequência de ressonância de cada um dos modos fundamentais.

Nesse caso da fenda vertical, o Modo 1 é perturbado pela variação dos três parâmetros de forma diferente. Observa-se que quanto maior a largura ou o comprimento da fenda, menor é a frequência do Modo 1, sendo o comprimento o parâmetro mais significativo na separação dos modos. Entretanto, a frequência do Modo 2 é minimamente alterada com a variação do comprimento e da largura da fenda. Verificou-se que a fenda vertical perturba tanto o Modo 1 quanto o Modo 2 quando posicionada rente à base ou muito próxima a esta, com maior influência no Modo 1 até uma altura de 1 mm. A partir de 1 mm, a posição da fenda tem pouca influência em ambos os modos fundamentais do ressoador.

Figura 56. (a) Leiaute com fenda vertical: separação dos modos degenerados fundamentais em função (b) da posição 'a' da fenda vertical em relação à base; (c) do comprimento 'L'; (d) da largura 'w' do ressoador.

Neste projeto, uma perturbação composta pela combinação de duas fendas, horizontal e vertical, formando um “T” invertido, foi escolhida para alterar as frequências dos modos ressonantes do ressoador triangular necessários à formação do filtro. O leiaute do ressoador proposto é apresentado na Figura 57. Combinando-se as fendas vertical e horizontal, é possível controlar as frequências dos Modos 1 e 2, respectivamente, para que decaiam, possibilitando que a frequência especificada para o filtro seja atingida.

Figura 57. Ressoador *patch* triangular proposto com fendas horizontal e vertical formando um “T” invertido.

4.2.3 PROJETO E ANÁLISE - FILTRO 2-PÓLOS

As análises e simulações do ressoador *patch* triangular modificado foram aplicadas no projeto do filtro *patch* passa-faixa de dois pólos especificado.

São inúmeras as combinações possíveis das dimensões e posições das fendas para perturbar os modos desejados. As curvas apresentadas nas Figuras 55 e 56 auxiliaram na determinação dessa combinação. Ao analisá-las, observa-se que a influência do comprimento da fenda vertical na redução da frequência do Modo 1 é mais acentuada que a influência do comprimento da fenda horizontal no Modo 2. Isto significa que duas fendas colocadas no ressoador analisado, uma horizontal e uma vertical, de mesmo comprimento, fazem com que a frequência do Modo 1 fique menor que a frequência do Modo 2. Observa-se, ainda, que o posicionamento das fendas numa altura relativa à base do ressoador maior que 1 mm faz com que o Modo 1 não seja afetado por esse parâmetro, mas o Modo 2, sim. Assim, para este

4.2.4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A Figura 59 mostra o protótipo do filtro *patch* triangular passa-faixa de segunda ordem. Uma caixa metálica de latão foi construída para acondicionar esse e outros filtros e será mostrada mais a frente, na Figura 63.

Figura 59. Protótipo do filtro *patch* triangular passa-faixa de 2-pólos.

A caixa metálica construída para acondicionar o filtro atua como uma cavidade ressonante em guia de onda retangular, que apresenta ressonâncias em determinadas frequências (22), relacionadas com suas dimensões [31].

$$f_{mnp} = c \cdot \sqrt{\left(\frac{p}{2d}\right)^2 + \left(\frac{m}{2b}\right)^2 + \left(\frac{n}{2a}\right)^2} \quad (22)$$

Onde:

- f_{mnp} = Frequência do modo ressonante TM_{mnp} da caixa metálica em Hz
- c = Velocidade da luz no vácuo
- m, n e p = Índices dos modos de uma onda $TM_{m,n,p}^z$
- a = Largura da caixa
- b = Altura da caixa
- d = Comprimento da caixa

As ressonâncias da caixa alteram a curva de resposta em frequência do filtro. Por isso, a caixa deve ser projetada de forma que suas frequências de ressonância estejam acima da banda de passagem do filtro para não interferir com a mesma. O efeito dessas ressonâncias na

resposta em frequência do filtro pode ser reduzido utilizando-se absorvedores de microondas fixados na tampa ou nas laterais internas da caixa metálica.

Apesar da equação (22) não considerar o efeito do substrato, é uma estimativa inicial da frequência de ressonância da caixa. As dimensões internas da caixa onde o filtro foi fixado são: largura de 22 mm, comprimento de 32 mm e altura de 13 mm. A primeira e a segunda frequências de ressonância dessa caixa calculadas por (22) são de 6,8 GHz e 11,5 GHz, respectivamente. Todavia, a frequência de ressonância calculada através da simulação EM no Momentum/ADS considera o conjunto formado pela caixa e pelo substrato. Simulou-se a caixa metálica com o filtro em seu interior, resultando em ressonâncias em 8,15 GHz, 11,4 GHz e 14,18 GHz, acima da banda de passagem do filtro. A fim de se minimizar o efeito de tais ressonâncias espúrias, fez-se uso de borracha absorvedora de microondas na tampa da caixa metálica quando da caracterização do filtro.

As curvas de resposta em frequência obtidas na simulação e nos ensaios experimentais para este filtro, apresentadas na Figura 60, mostram razoável similaridade. A utilização de caixa metálica para acondicionamento do filtro visou reduzir as perdas por irradiação e teve efeito significativo em sua resposta em frequência, reduzindo a perda de inserção na banda de passagem em aproximadamente 4 dB.

A Figura 60(a) ilustra a resposta em frequência do filtro na sua banda de passagem. O filtro, centrado em 7,76 GHz, apresentou banda de passagem de 4,3%, máxima perda de inserção de 3,2 dB e perda de retorno melhor que 18 dB. A Figura 60(b) mostra a resposta em frequência do filtro em banda larga, na qual se observa rejeição de 11 dB na faixa de frequência de sua segunda harmônica, 4 dB menor que o valor obtido nas simulações.

Observa-se que as curvas simuladas se afastam das curvas medidas a partir de 10 GHz devido ao efeito das perdas por irradiação que se tornam mais relevantes conforme a frequência aumenta.

Figura 60(a). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* triangular com 2 pólos, com detalhe na sua banda de passagem.

Figura 60(b). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* triangular com 2 pólos em banda larga.

O ressoador projetado, cuja frequência fundamental é de 7,76 GHz e lado de 10,9 mm, apresenta uma área de 51,4 mm². Um *patch single-mode* ressoando nessa frequência, construído no mesmo substrato, apresentaria dimensão igual a 13,4 mm, ou seja, sua área

seria de $77,7 \text{ mm}^2$. A redução em área obtida neste filtro com dois pólos, comparada ao filtro *single-mode* na mesma frequência, é de aproximadamente 34%.

4.2.5 PROJETO E ANÁLISE - FILTRO 4-PÓLOS

Como extensão do projeto do filtro *patch* triangular, um filtro de quatro pólos foi projetado acoplando-se as bases de dois ressoadores iguais através de um *gap*.

Inicialmente, foram utilizados dois dos ressoadores idênticos ao empregado no filtro de dois pólos. As simulações desse filtro demonstraram o deslocamento dos pólos devido ao efeito de acoplamento capacitivo entre os ressoadores. Por isso, os comprimentos das fendas foram reajustados, as linhas de entrada e de saída foram aproximadas do ressoador. Adicionalmente, a fenda horizontal de cada ressoador foi levemente deslocada de sua posição original, criando uma pequena assimetria interna ao ressoador, mas mantendo-se a simetria da estrutura completa do filtro. Destarte, o leiaute fabricado é apresentado na Figura 61.

Figura 61. Leiaute final do filtro *patch* triangular de 4-pólos. Dimensões em mm.

A menor dimensão de leiaute utilizada em ambos os projetos foi o *gap* formado entre as linhas de entrada e de saída e o ressoador, sendo de 0,25 mm no filtro de dois pólos e de 0,12 mm no filtro de quatro pólos. A utilização do substrato com constante dielétrica mais baixa fez com que as dimensões do ressoador não fossem críticas. Entretanto, esse substrato é

susceptível a irradiação, aumentando consideravelmente as perdas de inserção do filtro, ainda que se acondicione o mesmo em caixa metálica. Para compensar tais perdas e atingir as especificações do filtro, as linhas de entrada e de saída foram aproximadas do ressoador, tornando o *gap* entre eles a menor dimensão do projeto.

4.2.6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A Figura 62 mostra o protótipo do filtro *patch* triangular passa-faixa de quatro pólos.

Figura 62. Protótipo do filtro *patch* triangular passa-faixa de 4-pólos.

A Figura 63 apresenta este filtro triangular acondicionado em caixa metálica para minimização das perdas por irradiação.

Figura 63. Caixa metálica utilizada para acondicionar os filtros triangulares.

As dimensões críticas do filtro construído foram medidas com precisão e utilizadas na simulação final do filtro, visando comparar as respostas em frequência experimental e simulada. Esse procedimento foi adotado para este filtro dado que o mesmo é sensível a pequenas variações nas dimensões das fendas, como visto durante a etapa de projeto.

As curvas medidas e simuladas obtidas para o filtro *patch* triangular de quatro pólos podem ser vistas na Figura 64. O filtro, centrado em 7,58 GHz, apresentou banda de passagem de 3,5%, perda mínima de inserção de 2,6 dB e perda de retorno melhor que 16 dB, observando-se razoável concordância entre as curvas medidas e simuladas na banda de passagem. Acima de 8 GHz, observa-se que as curvas se mantêm com a mesma forma, mas deslocam-se progressivamente à medida que a frequência aumenta, apresentando maior discrepância de magnitude. A rejeição da resposta espúria na banda da segunda harmônica foi melhor que 20 dB.

Figura 64(a). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* triangular com 4 pólos, com detalhe na sua banda de passagem.

Figura 64(b). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* triangular com 4 pólos em banda larga.

O filtro de quatro pólos opera em frequência central ligeiramente inferior à do filtro de dois pólos e apresentou banda de passagem mais estreita, maior rejeição na banda de segunda harmônica e banda de transição mais abrupta.

O objetivo do projeto e fabricação deste filtro triangular de quatro pólos foi verificar a flexibilidade de projeto utilizando-se o ressoador proposto com fenda em forma de “T” invertido com mais de 2 pólos. Assim, mostrou-se ser possível a obtenção de filtros com mais de dois pólos de forma simples, através do acoplamento de mais de um ressoador, conseguindo-se respostas com melhor rejeição de segunda harmônica e bandas de transição mais abruptas.

4.3 PROJETO DE FILTRO *PATCH DUAL-MODE* COM RESSOADOR CIRCULAR

Este projeto visa o desenvolvimento de um filtro *patch* passa-faixa utilizando um ressoador circular modificado pela inserção de fendas em sua geometria. Através das dimensões e do posicionamento das fendas utilizadas, é possível controlar a frequência central

e a largura de banda do filtro, bem com obter boa rejeição na banda de segunda harmônica.

Neste projeto, experimentou-se uma nova abordagem, inédita na literatura de filtros *patch*, com característica *triple-mode*. A banda passante do filtro *triple-mode* é formada por três modos ressonantes presentes em um único ressoador, assim, o número de ressoadores necessário para alcançar determinada ordem de filtro é três vezes menor, o que implica na redução em área do filtro.

4.3.1 ESPECIFICAÇÕES DO FILTRO

O filtro *patch* circular tipo passa-faixa de três pólos a ser projetado tem as seguintes especificações:

Frequência Central: 2,4 GHz;

Banda de passagem de 3 dB: 25% a 30%;

Máxima perda de inserção para perda de retorno < -10 dB: 2 dB;

Mínima perda de retorno de entrada/saída: 15 dB;

Mínima rejeição de segunda harmônica: 15 dBc.

4.3.2 DETERMINAÇÃO E ANÁLISE DO RESSOADOR

Este projeto parte da escolha de um ressoador com geometria circular. O substrato utilizado é o RO3010 ($\epsilon_r = 10,2$ e espessura = 25 mils) [29]. Inicialmente, estimou-se a frequência do ressoador *single-mode* em 3,35 GHz, 40% acima do especificado. Considerando-se essa frequência de ressonância, o substrato escolhido e utilizando-se o programa apresentado no Apêndice I, obteve-se a dimensão do raio do ressoador igual a 8,1 mm.

Os três modos ressonantes utilizados neste projeto para compor a banda passante do filtro são os dois modos fundamentais degenerados, TM_{110}^z , e o segundo modo do ressoador *patch* circular, TM_{210}^z . A Figura 65 apresenta a distribuição de correntes desses três modos de

ressonância. Através da análise dessas distribuições de correntes, determinou-se a posição das linhas de entrada e de saída para excitação desses modos a fim de se obter um filtro *triple-mode*.

Figura 65. Distribuição de correntes dos (a) modos dominantes degenerados TM_{110}^z e (b) segundo modo de ressonância TM_{210}^z num ressoador *patch* circular *single-mode*.

Inicialmente, simulou-se o ressoador *single-mode* fracamente acoplado às linhas de entrada e de saída, posicionadas de forma ortogonal, de modo a excitar simultaneamente os dois modos fundamentais degenerados e o segundo modo ressonante. Essas linhas têm impedância característica de $50\ \Omega$ e espessura de 0,58 mm. O leiaute usado na simulação deste ressoador e sua resposta em frequência, contendo os modos fundamentais degenerados e o segundo modo ressonante, podem ser vistos na Figura 66.

Figura 66. Leiaute e resposta em frequência do ressoador *patch* circular *single-mode* com raio = 8,1 mm.

A Figura 67 apresenta a distribuição de correntes dos modos ressonantes em análise,

simulada para esse leiante. Observa-se que os modos fundamentais degenerados sofrem rotação de 45 graus em relação às distribuições de correntes apresentadas na Figura 65, enquanto a distribuição de corrente do segundo modo permanece inalterada.

Figura 67. Distribuição de corrente dos modos dominantes do ressoador *patch* circular com linhas de entrada e saída ortogonais.

Assim, é possível perturbar cada um dos modos degenerados e o segundo modo ressonante, inserindo-se fendas com inclinação de 45° no ressoador *patch* circular. As fendas escolhidas para alterar as frequências dos modos necessários à formação do filtro foram colocadas na borda do ressoador, dispostas em quadratura, e podem ser vistas na Figura 68.

Figura 68. Ressoador *patch* circular proposto com quatro fendas em quadratura.

Analisou-se, então, a influência de cada grupo de fendas, A-A' e B-B', na resposta em frequência do ressoador. Simulações iniciais mostraram que a influência mais relevante na resposta do ressoador foi causada principalmente pelo comprimento das fendas e, secundariamente, pela largura das mesmas. Assim, as simulações passaram a ser realizadas

com fendas com 1,1 mm de largura, que resultaram em melhor perda de retorno nas simulações iniciais do *patch* circular. Uma série de simulações foi feita utilizando-se os leiautes apresentados nas Figuras 69, 70 e 71, variando-se o comprimento das fendas e mantendo-se sua largura constante.

Essas figuras apresentam, também, o comportamento da frequência de ressonância dos modos fundamentais degenerados e do segundo modo de ressonância em função do comprimento das fendas. Nas figuras, f_1 é a frequência do modo dominante $TM_{110}^z - I$, f_2 é a frequência do modo dominante $TM_{110}^z - II$ e f_3 é a frequência do segundo modo de ressonância, TM_{210}^z .

Figura 69. (a) Leiaute do *patch* circular com fendas A-A'. Dimensões em mm; (b) Frequência dos modos $TM_{110}^z - I$, $TM_{110}^z - II$ e TM_{210}^z em função dos comprimentos das fendas A-A'.

Figura 70. (a) Leiaute do *patch* circular com fendas B-B'. Dimensões em mm; (b) Frequência dos modos $TM_{110}^z - I$, $TM_{110}^z - II$ e TM_{210}^z em função dos comprimentos das fendas B-B'.

Figura 71. (a) Leiaute do *patch* circular com fendas A–A' e B–B'. Dimensões em mm; (b) Frequência dos modos $TM_{110}^z - I$, $TM_{110}^z - II$ e TM_{210}^z em função dos comprimentos das fendas A–A' e B–B'.

Como esperado, a Figura 69 mostra que f_1 se mantém praticamente inalterada com a variação do comprimento das fendas A e A'. No entanto, f_2 e f_3 decrescem com o aumento dessas fendas. A variação do comprimento das fendas B e B', exibida na Figura 70, faz f_1 e f_3 decrescerem, enquanto f_2 é minimamente alterada. Nessas figuras, observa-se que f_3 decresce tanto com as fendas A–A' quanto com as fendas B–B'. Pode-se notar na Figura 71, que ao se combinar as quatro fendas analisadas, f_1 , f_2 e f_3 decaem com o aumento do comprimento das mesmas. A frequência f_3 decai mais rapidamente devido ao efeito conjunto dos dois pares de fendas, aproximando-se das frequências dos modos degenerados.

4.3.3 PROJETO E ANÁLISE - FILTRO 3-PÓLOS

As análises e simulações do ressoador *patch* circular modificado foram aplicadas no projeto do filtro *patch* passa-faixa de três pólos especificado.

As dimensões aproximadas das fendas foram escolhidas para que os três modos ressoassem em torno de 2,4 GHz. As fendas A e A' têm mesmo comprimento, bem como as fendas B e B'. Entretanto, o comprimento do par A–A' difere ligeiramente do comprimento do par B–B' determinando a separação dos modos degenerados, ao mesmo tempo em que se mantém a simetria do ressoador *patch* em relação às linhas de entrada e de saída do filtro. Essas foram conectadas diretamente ao ressoador através de linhas de impedância

característica de $50\ \Omega$, visando as especificações de banda larga de 25% a 30% e de baixa perda de inserção.

O ajuste fino da banda de passagem do filtro foi feito através de pequenos ajustes nos comprimentos das fendas, chegando-se ao leiaute otimizado exibido na Figura 72.

Figura 72. Leiaute final do filtro *patch* circular de 3-pólos. Dimensões em mm.

4.3.4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A Figura 73 mostra o protótipo do filtro *patch* circular passa-faixa de terceira ordem.

Figura 73. Protótipo do filtro *patch* circular passa-faixa de 3-pólos fabricado.

A Figura 74 apresenta as curvas de resposta em frequência obtidas na simulação e através da caracterização deste filtro. Obteve-se excelente concordância entre os resultados de simulação e experimentais da resposta em frequência do filtro na banda de passagem, sendo a resposta em banda larga prevista com boa precisão pelas simulações.

O filtro, centrado em 2,4 GHz, apresentou banda de passagem de 29%, perda de inserção de 0,5 dB a 1,0 dB e perda de retorno melhor que 16 dB. A Figura 74(b) mostra a

resposta em frequência do filtro em banda larga, na qual é possível observar que sua resposta espúria na faixa de frequência da segunda harmônica apresentou rejeição de 23 dB.

Figura 74(a). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* circular com 3 pólos, com detalhe na sua banda de passagem.

Figura 74(b). Respostas em frequência simuladas e medidas do filtro *patch* circular com 3 pólos em banda larga.

A utilização de três modos para formar o filtro *triple-mode* tornou possível o projeto de filtro com banda mais larga e com maior rejeição na banda de segunda harmônica, sem custo de maior área quando comparado a um filtro *patch dual-mode*. Dificilmente se consegue atingir a banda fracional obtida neste filtro *triple-mode* com a utilização de um filtro *dual-mode*, sendo a banda obtida superior aos resultados relatados na literatura, utilizando ressoador *patch*.

Mais ainda, o leiaute não apresentou dimensões críticas, sendo que a menor dimensão de leiaute utilizada no projeto foi a largura das linhas de entrada e de saída do filtro, com 0,58 mm, o que facilitou o processo de fabricação, de modo que. As imprecisões nesse processo não tiveram impacto significativo no desempenho do filtro.

O ressoador projetado, cuja frequência fundamental é de 2,4 GHz e raio de 8,1 mm, apresenta uma área de 206,1 mm². Um *patch single-mode* ressoando nessa frequência, construído no mesmo substrato, apresentaria dimensão igual a 11,6 mm, ou seja, sua área seria de 422,7 mm². A redução em área obtida neste filtro de três pólos, comparada ao filtro *single-mode* na mesma frequência, é pouco maior que 51%, que constitui um nível de miniaturização muito relevante.

5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Neste capítulo, são apresentadas as conclusões gerais sobre as atividades desenvolvidas, bem como algumas sugestões de trabalhos futuros na área de filtros passa-faixa planares de microondas.

5.1 CONCLUSÕES

Concluindo-se esta dissertação, pode-se dizer que os objetivos propostos inicialmente foram atingidos, tendo sido apresentadas contribuições originais na área de filtros de microondas passa-faixa planares utilizando ressoadores *patch*, com o desenvolvimento de filtros miniaturizados que apresentam rejeição da banda de segunda harmônica, baixas perdas nos condutores e boa capacidade de potência.

Os conceitos teóricos foram aplicados ao desenvolvimento de programas computacionais em MATLAB que permitiram dimensionar ressoadores *patch* de geometrias quadrada, triangular e circular em função da sua frequência de ressonância e das características do substrato a ser utilizado. Através desses programas, foi possível visualizar a distribuição de campos elétricos dos modos ressonantes e propor alterações na geometria dos *patches*, visando o desenvolvimento de filtros com as características desejadas.

Os conhecimentos adquiridos com a análise dos modos ressonantes dos ressoadores *patch* foram aplicados no estabelecimento de uma técnica de projeto de filtros de microondas passa-faixa planares, que empregam ressoadores *patch* modificados pela inserção de fendas em sua geometria, de modo a operarem como *dual-mode* ou mesmo como *triple-mode*.

As respostas em frequência dos ressoadores *patch* e dos filtros foram simuladas utilizando-se a ferramenta EM 3D planar Momentum/ADS, que permite a análise de circuitos planares com topologias arbitrárias. A metodologia de projeto proposta permitiu o

desenvolvimento de filtros de microondas de banda estreita, nos quais se utiliza acoplamento capacitivo dos acessos de entrada e saída ao ressoador *patch*, bem como de filtros de microondas de banda larga, com acoplamento direto dos sinais de entrada e de saída ao ressoador.

A técnica de projeto proposta foi validada através de sua aplicação ao projeto de cinco filtros operando em bandas de frequência de microondas alocadas para uso em telecomunicações. Nesses filtros, foram empregados três novos tipos de ressoadores *patch* modificados, com geometrias quadrada, triangular e circular. Os filtros foram construídos com tecnologia de Circuitos Integrados de Microondas (MIC – *Microwave Integrated Circuit*) sobre substratos flexíveis. Dos cinco projetos, quatro deles são do tipo *dual-mode* e o quinto, inédito na literatura, do tipo *triple-mode*. Foram projetados e construídos filtros com dois, três e quatro pólos, sendo estes últimos formados através de ressoadores *dual-mode* acoplados capacitivamente ou ligados diretamente por um pequeno trecho de linha de transmissão.

Comparando-se o desempenho real dos filtros construídos com os resultados das simulações EM 3D planar, pôde-se comprovar a efetividade da técnica de projeto proposta e analisar suas possibilidades e limitações na previsão das características dos filtros. Verificou-se que a resposta em frequência na banda de passagem dos cinco filtros apresentaram excelente concordância com as simulações computacionais, observando-se que a frequência central medida era, em geral, aproximadamente 3 % menor que seu valor simulado. A medida da resposta em frequência em banda larga comprovou a boa previsão da resposta do filtro na banda espúria de segunda harmônica. Esse resultado foi um pouco inferior para os filtros construídos em substrato com baixa constante dielétrica relativa, que apresentam maior nível de irradiação.

Dessa forma, pode-se dizer que o simulador EM 3D planar, Momentum/ADS, utilizado no projeto dos ressoadores e dos filtros, mostrou-se uma ferramenta eficiente,

havendo bom compromisso entre tempo de processamento e precisão dos resultados. No entanto, a efetividade dessa ferramenta de simulação se reduz quando esta é aplicada na análise de filtros com elevado nível de irradiação, dado que se trata de uma ferramenta otimizada para simulação de circuitos planares.

Nos projetos, visou-se a ausência de dimensões críticas no leiaute, a fim de facilitar a fabricação utilizando-se os processos de fotogravação tradicionais em placas de circuito impresso. A menor dimensão utilizada nos projetos foi a largura das linhas de entrada e saída dos filtros, com 0,58 mm, com exceção do filtro triangular, cujo *gap* entre as linhas de sinal e o ressoador chegou a 0,12 mm para compensar as altas perdas por irradiação causadas pela utilização de substrato com baixa constante dielétrica relativa.

Os filtros projetados mostraram que a metodologia desenvolvida apresenta ampla flexibilidade de projeto, podendo ser construídos filtros com banda estreita, mediana ou larga. Além disso, a metodologia permite que os filtros projetados apresentem boa rejeição de resposta espúria na banda de segunda harmônica. Nos filtros construídos neste trabalho, esta rejeição foi de no mínimo 11 dBc, alcançando o nível de 30 dBc.

A miniaturização do filtro, característica importante que impacta diretamente em custos de fabricação, peso e acomodação em sistemas cada vez mais compactos, é intrínseca à metodologia apresentada. Nos filtros construídos neste trabalho, obtiveram-se reduções em área de até 51% quando comparados aos filtros *patch single-mode* com mesma frequência central.

Em suma, a metodologia desenvolvida neste trabalho foi aplicada com sucesso em filtros *patch* passa-faixa *dual-* e *triple-mode*, sendo uma contribuição efetiva ao quadro atual de desenvolvimento de novos tipos de filtros, que atendam às especificações requeridas pelos mais variados sistemas que vêm sendo propostos na área de telecomunicação.

5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Durante a conclusão desta dissertação surgiram algumas sugestões de trabalhos futuros para dar continuidade e complementar a atividade de pesquisa desenvolvida.

Um desdobramento natural deste trabalho é a utilização de simuladores EM 3D mais potentes, capazes de aumentar a precisão da técnica de projeto, especialmente no caso de filtros com elevado nível de irradiação.

A metodologia de trabalho aqui apresentada pode ser aplicada ao projeto de diversas outras novas topologias de filtros, como exemplos:

- Filtros com outras geometrias regulares, como um pentágono, hexágono, etc;
- Filtros com geometrias fractais;
- Filtros com geometria não regular para a separação dos modos fundamentais de ressonância ser intrínseca à geometria simétrica, sem a necessidade do uso de perturbação, como um retângulo, uma elipse ou um triângulo isósceles;
- Filtros com estruturas de linhas de acesso modificadas de modo que, além de transmitirem o sinal, ainda atuem como perturbação do ressoador.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GÖRÜR, A. A Novel Dual-Mode Bandpass Filter With Wide Stopband Using the Properties of Microstrip Open-Loop Resonator. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, v. 12, n. 10, p. 386-388, October 2002.
- [2] HONG, J. S.; LANCASTER, M. J. Aperture-Coupled Microstrip Open-Loop Resonators and Their Applications to the Design of Novel Microstrip Bandpass Filters. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 47, n. 9, p. 1848-1855, September 1999.
- [3] SAAVEDRD, C.E. Microstrip Ring Resonator using Quarterwave. *Electronics Letters*, v. 37, n. 11, p. 694-695, 24Th May 2001.
- [4] HONG, J. S.; LANCASTER, M. J. Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Novel Meander Loop Resonator. *IEEE Microwave And Guided Wave Letters*, v. 5, n. 11, p. 371-372, November 1995.
- [5] TAN, B. T. et al. A Modified Microstrip Circular Patch Resonator Filter. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, v. 12, n. 7, p. 252-254, July 2002.
- [6] ZHU, L.; TAN, B. C.; QUEK, S. J. Miniaturized Dual-Mode Bandpass Filter Using Inductively Loaded Cross-Slotted Patch Resonator. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, v. 15, n. 1, p. 22-24, January 2005.
- [7] HONG, J. S.; LI, S. Theory and Experiment of Dual-mode Microstrip Triangular Patch Resonators and Filters. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 52, n. 4, p. 1237-1243, April 2004.
- [8] HONG, J. S.; LANCASTER, M. J. *Microstrip filters for RF/Microwave applications*. 2001 John Wiley & Sons, Inc.
- [9] HELSZAJN, J.; JAMES, D. S. Planar Triangular Resonators with Magnetic Walls. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 26, n. 2, p. 95-100, February 1978.
- [10] HONG, J. S.; LANCASTER, M. J. Microstrip Triangular Patch Resonator Filters. *Microwave Symposium Digest*, 2000 IEEE MTT-S International Publication Date: 2000, p. 331-334.
- [11] WOLFF, I. Microstrip Bandpass Filters using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonator. *Electronic Letters*, v. 8, p. 302-303, 1972.
- [12] LIANG, X. P.; ZAKI, K. A.; ATIA, A. E. Dual Mode Coupling by Square Corner Cut in Resonators and Filters. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 40, n. 12, p. 2294-2302, December 1992.

- [13] OVERFELT, P. L.; WHITE, D. J. TE and TM Modes of Some Triangular Cross-Section Waveguides Using Superposition of Plane Waves. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 34, n. 1, p. 161-167, January 1986.
- [14] WOLFF, I.; KNOPPIK, N. Rectangular and Circular Microstrip Disk Capacitors and Resonators. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 22, n. 10, p. 857-864, October 1974.
- [15] CURTIS, J. A.; FIEDZIUSZKO, S. J. Miniature Dual Mode Microstrip Filters. *Acta Materialia*, 51, p. 5837-5866, 2003.
- [16] Momentum, RF Design Environment Documentation. *Agilent Technologies*, September 2005.
- [17] DU, Z et al. Analysis of Microstrip Fractal Patch Antenna for Multi-band Communication. *Electronics Letters*, v. 37, n. 13, p. 805-806, 21st June 2001.
- [18] RT/duroid® 6006/6010LM High Frequency Laminates Data Sheet 1.6. Disponível em: <<http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/6000data.pdf>>. Acesso em: 14 ago. 2007.
- [19] SHETA, A. F.; DIB, N.; MOHRA, A. Investigation of New Nondegenerate Dual-mode Microstrip Patch Filter. *IEE Proc. Microwave Antennas and Propagation*, v. 153, n. 1, p. 89-95, February 2006.
- [20] CHALOUPKA, H. et al. Superconducting planar disk resonators and filters with high powerhandling capability. *Electronics Letters*, v. 32, p. 1735-1737, 29th August 1996.
- [21] KUMPRASERT, N.; KIRANON, W. Simple and Accurate Formula for the Resonant Frequency of the Circular Microstrip Disk Antenna. *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, v. 43, n. 11, November 1995.
- [22] MANSOUR, R. R. Design of Superconductive Multiplexers Using Single-Mode and Dual-Mode Filters. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 42, n. 7, p. 1994, July 1994.
- [23] LEE, K. F.; LUK, K. M.; DAHELE, J. S. Characteristics of the Equilateral Triangular Patch Antenna. *Transactions On Antennas And Propagation*, v. 36, n. 11, p. 1510-1518, November 1988.
- [24] LEVY, R.; SNYDER, R. V.; MATTHAEI, G. Design of Microwave Filters. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 50, n. 3, p. 783-793, March 2002.
- [25] ZHU, L.; WECOWSKI, P. M.; WU, K. New Planar Dual-Mode Filter Using Cross-Slotted Patch Resonator for Simultaneous Size and Loss Reduction. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, v. 47, n. 5, p. 650-654, May 1999.
- [26] HONG, J. S.; LI, S. Dual-Mode Microstrip Triangular Patch Resonators and Filters. *Microwave Symposium Digest*, Issn: 0149-645X, Isbn: 0-7803-7695-1, p. 1901-1904, June 2003.

- [27] GÖRÜR, A. Realization of a Dual-Mode Bandpass Filter Exhibiting Either a Chebyshev or an Elliptic Characteristic by Changing Perturbation's Size. *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, v. 14, n. 3, p. 118-120, March 2004.
- [28] Microstrip Line, Distributed Components, ADS documentation. *Agilent Technologies*, August 2005
- [29] RO3000[®] Series High Frequency Circuit Materials Data Sheet 1.3. Disponível em: <<http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/3000data.pdf>>. Acesso em: 14 ago. 2007.
- [30] RO4000[®] Series High Frequency Circuit Materials Data Sheet. Disponível em: <http://www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/ro4000ds_4.pdf>. Acesso em: 14 ago. 2007.
- [31] Collin, R. E. *Foudantions for Microwave Engineering*, McGraw Hill Inc., New York, 1992

PUBLICAÇÕES DECORRENTES DESTE TRABALHO

[I] SERRANO, A. L. C.; CORRERA, F. S. Dual-Mode Bandpass Filter Using Triangular Patch Resonator with Inverted T-Shaped Slot. A ser publicado em *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 49, December 2007.

[II] SERRANO, A. L. C.; CORRERA, F. S. A Miniaturized Bandpass Filter With Two Transmission Zeros Using a Novel Square Patch Resonator. A ser apresentado em 2007 *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, n. 328, Salvador, Bahia, Brasil, October 2007. Publicado em *IMOC2007 Conference Digest CD-ROM and Abstract Books*, 2007.

APÊNDICE

APÊNDICE A – Programa para cálculo das linhas de campo elétrico num ressoador triangular

```

% ----- SIMULAÇÃO CAMPOS ELÉTRICOS DE RESSOADOR -----
% Cálculo das linhas de campo dentro de um ressoador TRIANGULAR
% *****
clear

% Base do ressoador triangular (m)-----
a=22.8;
%-----
% Modos m,n,p onde m+n+p=0 -----
m=1;    % modo m
n=1;    % modo n
p=-2;   % modo p
%-----
%Definicao do grafico -----
d=250;
%-----
mi0=4*pi*10.^-7; % permeabilidade do ar
c=3*10.^8; % velocidade da luz no v'acuo
mi=1;

% --- Campo elétrico em z (A constante para determinado m, n e l)
A=1;
alfa=2*pi/3;
beta=-2*pi/3;

%Range de x e de y
xi=-a/sqrtm(3):(a/(2*sqrtm(3))+a/sqrtm(3))/d:a/(2*sqrtm(3));
yi=-a/2:a/d:a/2;

% Transforma de vetor para matriz
[x,y]=meshgrid(xi,yi);

% Calculo dos limites da geometria
xv=[a/(2*sqrtm(3)) -a/sqrtm(3) a/(2*sqrtm(3))];
yv=[a/2 0 -a/2];
in=inpolygon(x,y,xv,yv);

% Monta matriz Ez com zeros no tamanho adequado
Ez=zeros(size(x));
Ez(in)=A*(cos((2*pi.*x(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*p).*cos(2*pi*(m-
n).*y(in)/(3*a))+cos((2*pi.*x(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*m).*cos(2*pi*(n-
p).*y(in)/(3*a))+cos((2*pi.*x(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*n).*cos(2*pi*(p-m).*y(in)/(3*a)));

figure(1)

```

```

surf(x,y,Ez);
colormap jet;
caxis ([-4 4]);
shading interp
axis([xi(1) xi(d+1) yi(1) yi(d+1)])
ax1=gca;
xlimits = get(ax1,'XLim');
ylimits = get(ax1,'YLim');
set(ax1,'XTick',[xlimits(1):(xlimits(2)-xlimits(1))/3:xlimits(2)],'FontSize',22);
set(ax1,'YTick',[ylimits(1):(ylimits(2)-ylimits(1))/3:ylimits(2)],'FontSize',22);
set(gca,'DataAspectRatio',[1.1 1 1])
hcb=colorbar('vert');
view([90,90])
xlabel('x (mm)','FontSize',22);
ylabel('y (mm)','FontSize',22);
title(['Distribuição de Campo Elétrico - Modo
TM',num2str(m),num2str(n),num2str(p)],'FontSize',22)

% Limites da geometria
xa=x.*cos(alfa)+y.*sin(alfa);
ya=-x.*sin(alfa)+y.*cos(alfa);
xb=x.*cos(beta)+y.*sin(beta);
yb=-x.*sin(beta)+y.*cos(beta);

Eza=zeros(size(xa));
Ezb=zeros(size(xb));

Eza(in)=A*(cos((2*pi.*xa(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*p).*cos(2*pi*(m-
n).*ya(in)/(3*a))+cos((2*pi.*xa(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*m).*cos(2*pi*(n-
p).*ya(in)/(3*a))+cos((2*pi.*xa(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*n).*cos(2*pi*(p-m).*ya(in)/(3*a)));
Ezb(in)=A*(cos((2*pi.*xb(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*p).*cos(2*pi*(m-
n).*yb(in)/(3*a))+cos((2*pi.*xb(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*m).*cos(2*pi*(n-
p).*yb(in)/(3*a))+cos((2*pi.*xb(in))/(sqrtm(3)*a)+2*pi/3)*n).*cos(2*pi*(p-
m).*yb(in)/(3*a)));

figure(2)
surf(x,y,Eza-Ezb)
colormap jet;
caxis ([-4 4]);
shading interp
axis([xi(1) xi(d+1) yi(1) yi(d+1)])
ax=gca;
xlimit = get(ax,'XLim');
ylimit = get(ax,'YLim');
set(ax,'XTick',[xlimit(1):(xlimit(2)-xlimit(1))/3:xlimit(2)],'FontSize',22);
set(ax,'YTick',[ylimit(1):(ylimit(2)-ylimit(1))/3:ylimit(2)],'FontSize',22);
set(gca,'DataAspectRatio',[1.1 1 1])

```

```
hcb=colorbar('vert');  
view([90,90])  
ylabel('y (mm)','FontSize',22);  
xlabel('x (mm)','FontSize',22);  
title(['Distribuição de Campo Elétrico - Modo TM',num2str(m),num2str(n),num2str(p),'  
Superposto'],'FontSize',22)
```


APÊNDICE B – Programa para cálculo das linhas de campo elétrico num ressoador circular

```

% ----- SIMULAÇÃO CAMPOS ELÉTRICOS DE RESSOADOR -----
% Cálculo das linhas de campo dentro de um ressoador CIRCULAR
% *****
clear

% Raio do ressoador circular (m)-----
a=8.5;
%-----

% Modos m,n,p onde n >0 e p=0 -----
m=1;    % modo m
n=1;    % modo n
p=0;
%-----

%definicao do grafico -----
d=200;
%-----

mi0=4*pi*10.^-7;  % permeabilidade do ar
c=3*10.^8;  % velocidade da luz no v'acuo
mi=1;

% --- Campo elétrico em z (A constante para determinado m, n e p)
A=1;

% Range de THETA e r
thetai=0:2*pi/d:2*pi;
ri=0:a/d:a;

% alfa eh um zero da funcao de Bessel de primeira ordem
if m==0 && n==1
    alfa=3.83171;
elseif m==1 && n==1
    alfa=1.84118;
elseif m==2 && n==1
    alfa=3.05424;
elseif m==3 && n==1
    alfa=4.20119;
elseif m==0 && n==2
    alfa=7.016;
elseif m==1 && n==2
    alfa=5.331;

```

```

elseif m==2 && n==2
    alfa=6.706;
elseif m==0 && n==3
    alfa=10.174;
elseif m==1 && n==3
    alfa=8.536;
elseif m==2 && n==3
    alfa=9.970;
end

% Transforma de vetor para matriz
[theta,r]=meshgrid(thetai,ri);

Ez=A.*besselj(m,alfa/a.*r).*cos(m.*theta);

% polar(theta,r)
[x,y]=pol2cart(theta,r);

figure(1)
surf(x,y,Ez);
axis square
colormap;
caxis ([-0.4 1]);
colorbar('vert');
xlabel('eixo x (mm)','FontSize',28);
ylabel('eixo y (mm)','FontSize',28);
title(['Distribuição de Campo Elétrico - Modo
TM',num2str(m),num2str(n),num2str(p)],'FontSize',22)
axis([-ri(d+1) ri(d+1) -ri(d+1) ri(d+1)]);
ax1=gca;
xlims = get(ax1,'XLim');
ylims = get(ax1,'YLim');
shading interp;
% grid off;
set(ax1,'XTick',[xlims(1):(xlims(2)-xlims(1))/4:xlims(2)],'FontSize',22);
set(ax1,'YTick',[ylims(1):(ylims(2)-ylims(1))/4:ylims(2)],'FontSize',22);

figure(2)
surf(x,y,Ez);
colorbar('vert');
view([1 0 0]);
shading interp;
xlabel('eixo x (mm)','FontSize',24);
ylabel('eixo y (mm)','FontSize',24);
zlabel('Ez','FontSize',22);
title(['Distribuição de Campo Elétrico - Modo
TM',num2str(m),num2str(n),num2str(p)],'FontSize',22)

```

```

axis([-ri(d+1) ri(d+1) -ri(d+1) ri(d+1) min(min(Ez)) max(max(Ez))]);
ax2=gca;
xlim = get(ax2,'XLim');
ylim = get(ax2,'YLim');
zlim = get(ax2,'ZLim');
set(ax2,'XTick',[xlim(1):(xlim(2)-xlim(1))/4:xlim(2)],'FontSize',22);
set(ax2,'YTick',[ylim(1):(ylim(2)-ylim(1))/4:ylim(2)],'FontSize',22);
set(ax2,'ZTick',[-0.4 0 0.4 0.7 1], 'FontSize',22);

```

APÊNDICE C – Programa para cálculo das linhas de campo elétrico num ressoador quadrado

```

% ----- SIMULAÇÃO CAMPOS ELÉTRICOS DE RESSOADOR -----
% Cálculo das linhas de campo dentro de um ressoador QUADRADO
% *****
clear

% Lado do ressoador retangular (m)-----
a=15*10.^-3;
%-----

% Modos m,n,p onde m,n sao >=0 (nunca m e n=0) e p=0 -----
m=1;    % modo m
n=1;    % modo n
p=0;
%-----

%definicao do gr'afico -----
d=500;
%-----

mi0=4*pi*10.^-7; % permeabilidade do ar
c=3*10.^8; % velocidade da luz no v'acuo
mi=1;

% --- Campo elétrico em z (A constante para determinado m, n e p)
A=1;
%Range de x e de y
xi=0:a/d:a;
yi=0:a/d:a;

% Transforma de vetor para matriz
[x,y]=meshgrid(xi,yi);

Ez=A.*cos(m*pi.*x/a).*cos(n*pi.*y/a);

figure(1)
surf(x,y,Ez);
axis square;
axis([xi(1) xi(d+1) yi(1) yi(d+1)]);
ax1=gca;
xlims = get(ax1,'XLim');
ylims = get(ax1,'YLim');
set(ax1,'XTick',[xlims(1):(xlims(2)-xlims(1))/5:xlims(2)],'FontSize',22);
set(ax1,'YTick',[ylims(1):(ylims(2)-ylims(1))/5:ylims(2)],'FontSize',22);

```

```

shading interp;
% grid off;
colormap jet;
hcb=colorbar('vert');
view([-1 -1 1])
xlabel('eixo x (mm)','FontSize',22,'FontName','Arial');
ylabel('eixo y (mm)','FontSize',22,'FontName','Arial');
zlabel('Ez','FontSize',22,'FontName','Arial');
title(['Distribuição de Campo Elétrico - Modo
TM',num2str(m),num2str(n),num2str(p)],'FontSize',22,'FontName','Arial')

```

APÊNDICE D – Programa para cálculo das frequências de ressonância de um ressoador triangular

```

% Cálculo das frequências de ressonancia de um ressoador triangular
% *****
%
clear
% Base do triangulo equilatero (m) -----
b=22.8*10.^-3;
%-----

% Substrato-----
Er=10.8; % permissividade - cte dieletrica relativa
h=1.27*10.^-3; % espessura do substrato (m)
%-----

% Modos m,n -----
m=1; % modo m
n=0; % modo n
%-----

mi=4*pi*10.^-7; % permeabilidade do ar
mi=1;
c=3*10.^8; % velocidade da luz no v'acuo

% base efetiva
Eef=1/2*(Er+1)+1/4*(Er-1)/sqrtm(1+12*h/b);
bef=b+h/sqrtm(Eef);

% Frequencia do ressoador (GHz) -----
ftri=2*c*sqrtm(m.^2+m*n+n.^2)/(3*b*sqrtm(Er*mi))
%-----

```

APÊNDICE E – Programa para cálculo das frequências de ressonância de um ressoador circular

```

% Cálculo das frequencia de ressonancia de um ressoador circular
% *****
clear

% Raio do circulo (m) -----
r=8.5*10.^-3;

% Substrato-----
Er=10.8; %permissividade - cte diletrica relativa
h=1.27*10.^-3; %espessura do substrato (m)

% Modos m,n, -----
m=1; % modo m
n=1; % modo n

% alfa eh um zero da função de Bessel de primeira ordem
if m==0 && n==1
    alfa=3.83171;
elseif m==1 && n==1
    alfa=1.84118;
elseif m==2 && n==1
    alfa=3.05424;
elseif m==3 && n==1
    alfa=4.20119;
elseif m==0 && n==2
    alfa=7.016;
elseif m==1 && n==2
    alfa=5.331;
elseif m==2 && n==2
    alfa=6.706;
elseif m==0 && n==3
    alfa=10.174;
elseif m==1 && n==3
    alfa=8.536;
elseif m==2 && n==3
    alfa=9.970;
end

mi0=4*pi*10.^-7; % permeabilidade do ar
c=3*10.^8; % velocidade da luz no v'acuo
mi=1;

```

```

%raio efetivo
if m==0
    ref=r*sqrtm(1+2*h/(pi*r*Er)*(log(r/(2*h)))+(sqrtm(2)*Er+1.7726)+h/r*(0.268*Er+1.65)));
else
    ref=r*sqrtm(1+2*h/(pi*r*Er)*(log(pi*r/(2*h))+1.7726));

% Frequencia do ressoador (GHz) -----
fcirc=alfa*c/(2*pi*ref*sqrtm(Er*mi));
%-----

```


APÊNDICE F – Programa para cálculo das frequências de ressonância de um ressoador quadrado

```

% Cálculo das frequencia de ressonancia de um ressoador quadrado
% *****
clear

% Lado do ressoador quadrado (m) -----
L=15*10.^-3;
%-----

% Substrato-----
Er=10.8; % permissividade - cte dieletrica relativa
h=1.27*10.^-3; % espessura do substrato (m)
%-----

% Modos m,n -----
m=1; % modo m
n=0; % modo n
%-----

c=3*10.^8;

EefL=1/2*(Er+1+(Er-1)/sqrtm(1+10*h/L));

if or(m==0,n==0)
    Eef=EefL;
else
    Eef=EefL.^2/Er;
end

dL=h/pi*(L/h+0.336)/(L/h+0.556)*(0.28+(Er+1)/Er*(0.274+log(L/h+2.518)));
Lef=L+abs(dL);

% Frequencia do ressoador (GHz) -----
fquad=1/2*c*sqrtm(m.^2+n.^2)/(Lef*sqrtm(Eef))
%-----

```

APÊNDICE G – Programa para cálculo da base de um ressoador triangular

```

% Cálculo da base de um ressoador triangular com frequencia central f
% *****
clear

global f Er h m n c mi
% Frequencia Central do filtro (GHz) -----
f=<valor>;
%-----

% Substrato -----
Er=10.8; %permissividade - cte diletrica relativa
h=1.27*10.^-3; %espessura do substrato (m)
%-----

% Frequencia central - Modo dominante -----
m=1; % modo m
n=0; % modo n
%-----
c=3*10.^8; % velocidade da luz no v'acuo
mi=1;

% Chute inicial para a base do triangulo
ch=[0.0001 1];

% Base do triangulo (m) -----
b=fzero(@base,ch)
%-----

function F=base(x)
global f Er h m n c mi
F=f*10.^9-2*c*sqrtm(m.^2+m*n+n.^2)/(3*(x+h/sqrtm(1/2*(Er+1)+1/4*(Er-1)/sqrtm(1+12*h/x)))*sqrtm(Er*mi));

```

APÊNDICE H – Programa para cálculo do raio de um ressonador circular

```
% Cálculo do raio de um ressonador circular com frequencia central f
% *****
clear
```

```
global f Er h c mi alfa
```

```
% Frequencia Central do filtro (GHz) -----
f=<valor>;
%-----
```

```
% Substrato -----
Er=10.8; %permissividade - cte diletrica relativa
h=1.27*10.^-3; %espessura do substrato (m)
%-----
```

```
% Frequencia Central - Modo dominante -----
m=1; % modo m
n=1; % modo n
%-----
c=3*10.^8; % velocidade da luz no v'acuo
mi=1;
```

```
% alfa eh um zero da função de Bessel de primeira ordem
if m==0 && n==1
    alfa=3.83171;
elseif m==1 && n==1
    alfa=1.84118;
elseif m==2 && n==1
    alfa=3.05424;
elseif m==3 && n==1
    alfa=4.20119;
elseif m==0 && n==2
    alfa=7.016;
elseif m==1 && n==2
    alfa=5.331;
elseif m==2 && n==2
    alfa=6.706;
elseif m==0 && n==3
    alfa=10.174;
elseif m==1 && n==3
    alfa=8.536;
elseif m==2 && n==3
    alfa=9.970;
```

end

% Chute inicial para o raio do circulo

ch=[0.0001 1];

options = optimset('TolX',1e-5);

% Raio do circulo (m) -----

r=fzero(@raio,ch,options)

% -----

function F=raio(x)

global f Er h c mi alfa

F=f*10.^9-

alfa*c/(2*pi*(x*sqrtm(1+2*h/(pi*x*Er)*(log(pi*x/(2*h))+1.7726)))*sqrtm(Er*mi));

APÊNDICE I – Programa para cálculo do lado de um ressonador quadrado

```

% Cálculo do lado de um ressonador quadrado com frequencia central f
% *****
clear

global f Er h m n c

% Frequencia Central do filtro (GHz) -----
f=<valor>;
%-----

% Substrato -----
Er=10.8; %permissividade - cte diletrica relativa
h=1.27*10.^-3; %espessura do substrato (m)
%-----

% Frequencia central - Modo dominante -----
m=1; % modo m
n=0; % modo n
%-----
c=3*10.^8; % velocidade da luz no v'acuo

% Chute inicial para o lado do quadrado
ch=[0.001 1];

% Lado do quadrado (m)-----
w=fzero(@lado,ch)
%-----

function F=lado(x)
global f Er h m n c
F=f*10.^9-
1/2*c*sqrtm(m.^2+n.^2)/((x+(h/pi*(x/h+0.336)/(x/h+0.556))*(0.28+(Er+1)/Er*(0.274+log(x/h
+2.518)))))*sqrtm(1/2*(Er+1+(Er-1)/sqrtm(1+10*h/x))));

```