

**DESENVOLVIMENTO DE ESTRUTURAS INTEGRADAS
DE FILTROS E ANTENAS PARA APLICAÇÕES EM
SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO**

DIEGO RAMALHO MINERVINO

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal do Rio Grande do Norte (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação.

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção

Número de ordem PPgEEC: M397

Natal, RN, Julho 2013

UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede
Catalogação da Publicação na Fonte

Minervino, Diego Ramalho.

Desenvolvimento de estruturas integradas de filtros e antenas para aplicações em sistemas de comunicações sem fio. / Diego Ramalho Minervino. – Natal, RN, 2013.

70 f.; il.

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação Engenharia Elétrica e da Computação.

1. Antena de Microfita – Dissertação. 2. Microfita – Dissertação. 3. Filtros de microfita – Dissertação. 4. Monopolos planares – Dissertação. 5. *Filtennas* – Dissertação. 6. Comunicações sem fio – Dissertação. 7. UWB - Dissertação. I. D'Assunção, Adaildo Gomes. II. Silva, Paulo Henrique da Fonseca. III. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. IV. Título.

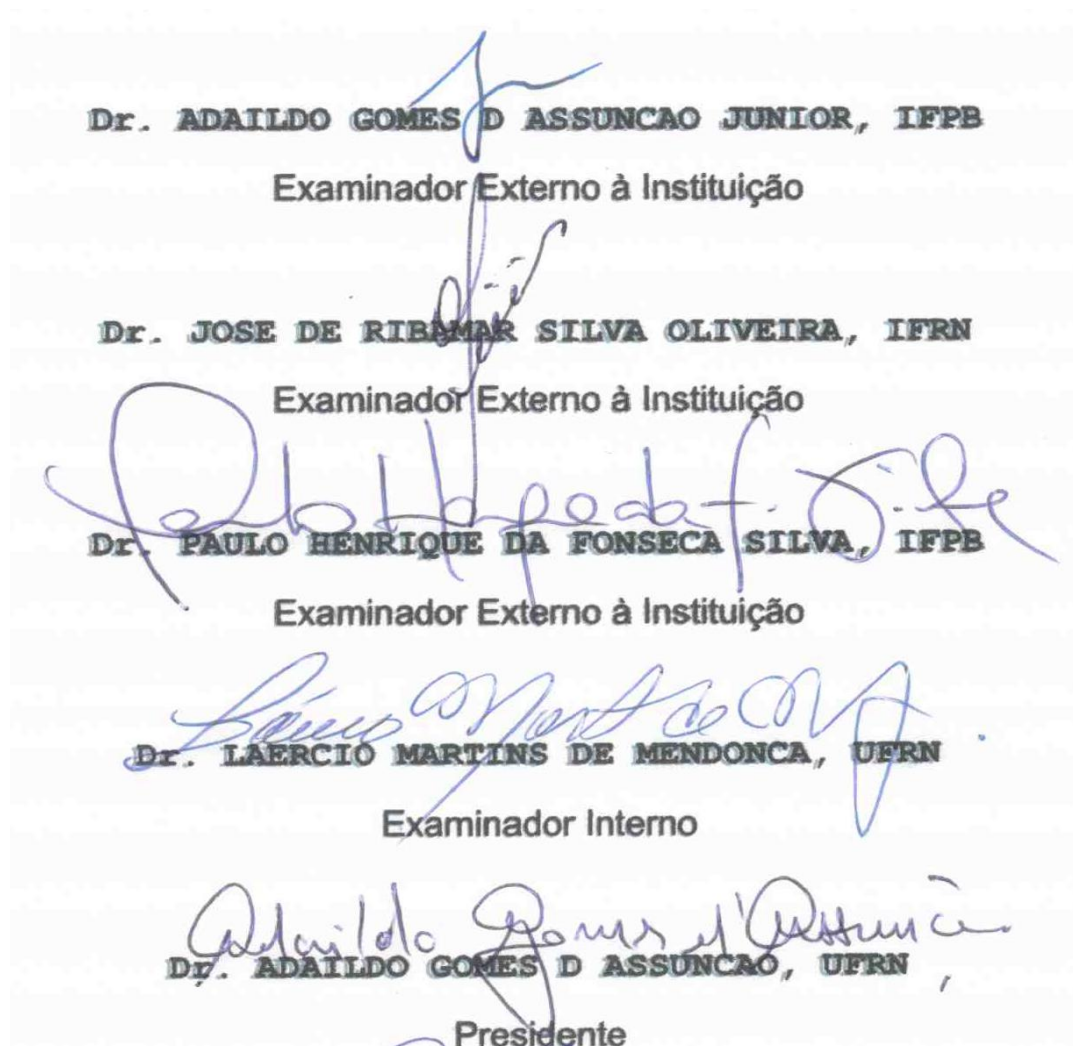
RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67

**DESENVOLVIMENTO DE ESTRUTURAS INTEGRADAS DE
FILTROS E ANTENAS PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS DE
COMUNICAÇÕES SEM FIO**

DIEGO RAMALHO MINERVINO

Dissertação de Mestrado aprovada em 26 de julho de 2013, pela Banca Examinadora composta pelos seguintes membros:



A minha avó, Benedita Ramalho dos Santos (*in memoriam*).

AGRADECIMENTOS

A Deus, por tudo.

À minha, mãe, Fátima, pelo amor, apoio incondicional, incentivo, compreensão e paciência nos difíceis momentos.

Aos professores Adaildo Gomes D'Assunção e Paulo Henrique da Fonseca Silva, pela orientação, amizade, paciência, colaboração, respeito e sugestões para o desenvolvimento deste trabalho.

À minha irmã, Fabiana, e ao meu cunhado, Odeilton, pelo apoio e companhia.

Aos meus amigos, Albanisa, Wellington, Gustavo, Marcelo e Clarissa pela ajuda, diversão, apoio e companheirismo.

Também agradeço aos professores Alfredo (IFPB), pelo apoio ao ingresso no Mestrado, e Ronaldo (UFRN), pela paciência nas medições dos protótipos.

Aos demais professores e funcionários da UFRN, que contribuíram, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho.

À AEB, ao CNPq, ao CLBI e ao INCT-CSF, pelo apoio financeiro.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo da integração de filtros e antenas de microfita, originando dispositivos denominados como *filtennas*, para aplicações em sistemas de comunicações sem fio. A concepção destas estruturas surgiu da observação de *filtennas* baseadas na integração entre antenas cornetas e superfícies seletivas de frequência (FSS), usadas na banda X. A opção por estruturas de linhas de microfita para o desenvolvimento de uma nova configuração de *filtennas* se justifica pela larga aplicação dessas linhas de transmissão, nas últimas décadas, resultando sempre na fabricação de circuitos planares com estruturas leves, de dimensões reduzidas, de baixo custo, fáceis de construir e, principalmente, fáceis de integrar com outros circuitos de micro-ondas. Além disso, a estrutura de antena considerada para a composição das *filtennas* consiste de um monopolo planar de microfita com a integração de filtros de microfita na linha de alimentação da antena. Em particular, são considerados monopolos elípticos de microfita (que operam em banda ultralarga, UWB) e filtros de microfita (em estruturas com seções associadas em série e/ou acopladas). Além disso, o monopolo de microfita apresenta uma largura de banda adequada e um diagrama de radiação *omnidirecional*, de tal forma que a sua integração com filtros de microfita resulta na redução da largura de banda, porém com pequenas alterações no diagrama de radiação. Os métodos usados na análise dos monopolos, filtros e *filtennas* foram os dos elementos finitos e dos momentos, através da utilização dos softwares comerciais *Ansoft Designer* e *Ansoft HFSS*, respectivamente. Especificamente, são analisadas as características principais das *filtennas*, tais como: diagrama de radiação, ganho e largura de banda. Foram projetadas, construídas e medidas, diversas estruturas de *filtennas*, para fins de validação dos resultados simulados. Também foram utilizadas ferramentas computacionais (CAD) no processo de construção de protótipos dos monopolos planares, dos filtros e das *filtennas*. Os protótipos foram construídos sobre substratos de fibra de vidro (FR4). As medições foram realizadas no Laboratório de Telecomunicações da UFRN. Foram efetuadas comparações entre resultados simulados e medidos, sendo observada uma boa concordância nos casos considerados.

PALAVRAS-CHAVE: Microfita, antenas de microfita, filtros de microfita, monopolos planares, *filtennas*, comunicações sem fio, UWB.

ABSTRACT

This paper presents a study of the integration of filters and microstrip antennas, yielding devices named as filtennas for applications in wireless communications systems. The design of these structures is given from the observation of filtennas based integration between horn antennas and frequency selective surfaces (FSS), used in the band X. The choice of microstrip line structures for the development of a new configuration filtennas justifies the wide application of these transmission lines, in recent decades, always resulting in the production of circuit structures with planar light-weight, compact size, low cost, easy to construct and particularly easy to integrate with other microwave circuits. In addition, the antenna structure considered for the composition of filtennas consists of a planar monopole microstrip to microstrip filters integrated in the feed line of the antenna. In particular, are considered elliptical monopole microstrip (operating in UWB UWB) microstrip filters and (in structures with associated sections in series and / or coupled). In addition, the monopole microstrip has a proper bandwidth and omnidirectional radiation pattern, such that its integration with microstrip filters results in decreased bandwidth, but with slight changes in the radiation pattern. The methods used in the analysis of monopoles, and filters were filtennas finite elements and moments by using commercial software Ansoft Designer and HFSS Ansoft, respectively. Specifically, we analyze the main characteristics of filtennas, such as radiation pattern, gain and bandwidth. Were designed, constructed and measures, several structures filtennas, for validation of the simulated results. Were also used computational tools (CAD) in the process of building prototypes of planar monopoles, filters and filtennas. The prototypes were constructed on substrates of glass-fiber (FR4). Measurements were performed at the Laboratory for Telecommunications UFRN. Comparisons were made between simulated and measured, and found good agreement in the cases considered.

KEY-WORDS: Microstrip, microstrip antennas, microstrip filters, planar monopoles, filtennas, wireless communications, UWB.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS	xiv
Capítulo 1 - Introdução	16
1.1 - Considerações iniciais	16
1.2 - Motivação	17
1.4 - Organização do texto	18
Capítulo 2 - Filtros	19
2.1 - Introdução	19
2.2 - Tipos de filtros	20
2.2.1 - Filtros passa-baixa	20
2.2.2 - Filtros passa-alta	21
2.2.3 - Filtros passa-faixa	21
2.2.4 - Filtros rejeita-faixa	22
2.3 - Filtros em microfita	23
2.3.1 - Introdução	23
2.3.2 - Linhas de microfita	24
2.3.3 – Transformação de elementos	28
2.3.3.1 – Passa-baixa	29
2.3.3.2 – Passa-alta	29
2.3.3.3 – Passa-faixa	30
2.3.3.4 – Rejeita-faixa	31
2.3.4 - Implementação de filtros	32
2.3.4.1 - Transformação de Richard	33
2.3.4.2 - Identidade de Kuroda	34
2.4 - Conclusão	38

Capítulo 3 - Antenas de microfita	39
3.1 - Introdução	39
3.2 - Métodos de análise	41
3.2.1 - Método dos momentos (MoM)	41
3.2.2 - Método dos elementos finitos (FEM)	43
3.3 - Monopolos planares	44
3.4 - Monopolo planar elíptico	44
3.5 - Conclusão	45
Capítulo 4 - Resultados teóricos e experimentais	46
4.1 - Introdução	46
4.2 - Comparações de resultados	47
4.3 - Conclusão	64
Capítulo 5 - Conclusão	65
Referências	67

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 Esquema de um filtro passa-baixa	20
Figura 2.2 Comportamento do filtro passa-baixa	20
Figura 2.3 Esquema de um filtro passa-alta	21
Figura 2.4 Comportamento do filtro passa-alta	21
Figura 2.5 Esquema de um filtro passa-faixa	22
Figura 2.6 Comportamento do filtro passa-faixa	22
Figura 2.7 Esquema de um filtro rejeita-faixa	23
Figura 2.8 Comportamento do filtro rejeita-faixa	23
Figura 2.9 Filtro de microfita	24
Figura 2.10 Linha de transmissão em microfita	24
Figura 2.11 Descontinuidade de microfita em <i>step</i> e seu circuito equivalente	27
Figura 2.12 Descontinuidade de microfita em curva e seu circuito equivalente	27
Figura 2.13 Circuitos equivalentes para os modos pares e ímpares de filtros do tipo passa-baixa	28
Figura 2.14 Transformações usadas para um filtro passa-baixa	29
Figura 2.15 Transformações usadas para um filtro passa-alta	30
Figura 2.16 Transformações usadas para um filtro passa-faixa	31
Figura 2.17 Transformações usadas para um filtro rejeita-faixa	31
Figura 2.18 Transformação de Richard para o indutor	33
Figura 2.19 Transformação de Richard para o capacitor	33
Figura 2.20 Identidade de Kuroda para o primeiro caso da Tabela 2.2	35
Figura 2.21 - Circuito equivalente de um filtro passa-baixa com elementos concentrados	36
Figura 2.22 – Configuração de um filtro passa-baixa de microfita, com elementos em série (<i>step-impedance</i>), correspondente ao circuito com elementos concentrados mostrado na Figura 2.19	37
Figura 2.23 - Respostas em frequência do filtro passa-baixa na configuração de: (a)	37

elementos concentrados (Figura 2.21) e (b) microfita (Figura 2.22)

Figura 3.1 <i>Patch</i> de microfita	40
Figura 3.2 Elementos geométricos para o <i>patch</i>	40
Figura 3.3 Conjunto de Julia para <i>patch</i> condutor fractal	40
Figura 3.4 Conjunto de Mandelbrot para <i>patch</i> condutor fractal	40
Figura 3.5 Tipos de excentricidade de <i>patches</i> condutores elípticos	45
Figura 3.6 Modelo do <i>patch</i> estudado	45
Figura 4.1 Comparação dos dados simulados e medidos da Antena 1 e foto do protótipo	47
Figura 4.2 Diagrama 2D Antena 1 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	48
Figura 4.3 Diagrama 3D Antena 1	48
Figura 4.4 Resultados simulados e medidos de S_{12} para o Filtro 1 e foto do protótipo	48
Figura 4.5 Resultados simulados e medidos da perda de retorno em função da frequência para a <i>Filtenna</i> 2 e foto do protótipo	49
Figura 4.6 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 2 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	49
Figura 4.7 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 2	49
Figura 4.8 Comparação dos dados simulados e medidos do Filtro 2 e foto do protótipo	50
Figura 4.9 Comparação dos dados simulados e medidos da <i>Filtenna</i> 3 e seu respectivo protótipo	50
Figura 4.10 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 3 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	51
Figura 4.11 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 3	51
Figura 4.12 Comparação dos dados simulados e medidos do Filtro 3 e foto do protótipo	51
Figura 4.13 Comparação dos dados simulados e medidos do Filtro 4 e foto do protótipo	52
Figura 4.14 Comparação dos dados simulados e medidos da <i>Filtenna</i> 5 e foto do protótipo	52
Figura 4.15 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 5 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	53
Figura 4.16 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 5	53

Figura 4.17 Comparação dos dados simulados e medidos do Filtro 5 e foto do protótipo	53
Figura 4.18 Comparação dos dados simulados e medidos da <i>Filtenna</i> 6 e seu respectivo protótipo	54
Figura 4.19 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 6 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	54
Figura 4.20 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 6	54
Figura 4.21 Comparação dos dados simulados e medidos da Antena 7 e seu respectivo protótipo	55
Figura 4.22 Diagrama 2D da Antena 7 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	55
Figura 4.23 Diagrama 3D da Antena 7	55
Figura 4.24 Comparação dos dados simulados e medidos da <i>Filtenna</i> 8 e foto do protótipo	56
Figura 4.25 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 8 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	56
Figura 4.26 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 8	56
Figura 4.27 Comparação dos dados simulados e medidos da <i>Filtenna</i> 9 e foto do protótipo	57
Figura 4.28 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 9 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	57
Figura 4.29 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 9	57
Figura 4.30 Comparação dos dados simulados e medidos da <i>Filtenna</i> 10 e foto do protótipo	58
Figura 4.31 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 10 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	58
Figura 4.32 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 10	58
Figura 4.33 Comparação dos dados simulados e medidos da <i>Filtenna</i> 11 e foto do protótipo	59
Figura 4.34 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 11 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	59
Figura 4.35 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 11	59
Figura 4.36 Comparação dos dados simulados e medidos da <i>Filtenna</i> 12 e seu respectivo protótipo	60
Figura 4.37 Diagrama 2D <i>Filtenna</i> 12 em $\phi = 0^\circ$ e 90°	60
Figura 4.38 Diagrama 3D <i>Filtenna</i> 12	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Tabela para valores ótimos de filtros rejeita-faixa de ordem $n = 5$.	32
Tabela 2.2 - As quatro identidades de Kuroda ($n^2 = 1 + Z_2/Z_1$).	34
Tabela 4.1 - Faixas de Operação e larguras de banda dos filtros, monopolos e <i>filtennas</i> .	61
Tabela 4.2 - Faixas de frequências consideradas neste trabalho.	63

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

ε	permissividade elétrica
ε_r	permissividade elétrica relativa
ε_{re}	permissividade elétrica efetiva
μ	permeabilidade magnética
η	impedância característica do meio
λ	comprimento de onda
R	resistência
C	capacitância
L	indutância
f_c	frequência de corte
W	largura da linha de microfita
h	altura do substrato dielétrico
t	espessura da linha de microfita
l	comprimento da linha de transmissão
r	raio do círculo
ρ	distância do plano de terra ao <i>patch</i> condutor
ω_0	frequência angular central
ω_1	frequência angular inferior
ω_2	frequência angular superior
Ω_C	frequência angular normalizada
L_S	indutância em série
C_S	capacitância em série
L_P	indutância em paralelo
C_P	capacitância em paralelo
X_L	reatância do indutor
B_C	susceptância do capacitor
Z_c	impedância do circuito
BW	<i>bandwidth</i>
ECM	<i>equivalent circuit modeling</i>
TEM	<i>transverse electromagnetic</i>

<i>TLM</i>	<i>transmission line model</i>
<i>MoM</i>	<i>method of moments</i>
<i>FEM</i>	<i>finite element method</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Considerações iniciais

Nas duas últimas décadas, muitos trabalhos foram realizados objetivando o desenvolvimento tanto de filtros [1]-[14] como de antenas do tipo monopolo de microfita [15]-[27] para aplicações em sistemas de comunicações sem fio. No entanto, uma atenção similar não foi dada ao desenvolvimento de dispositivos e circuitos voltados para a integração de filtros e antenas, que resultassem na composição da estrutura denominada *filtenna* (*filter* + *antenna*). Isto pode ser verificado pelo número de publicações relacionadas com o estudo das *filtennas* [28]-[35].

Os monopolos de microfita possuem duas vantagens principais em relação aos outros tipos de antenas planares, incluindo as de microfita, que são a largura de banda e o diagrama de radiação tipicamente *omnidirecional* [15]-[27].

Entretanto, existem aplicações que requerem larguras de banda estreitas e diagramas *omnidirecionais*. Nestes casos, isoladamente os monopolos de microfita não são adequados, sendo necessário o desenvolvimento de outras estruturas, a partir da incorporação de circuitos ressonantes (como filtros), como considerado neste trabalho.

O circuito ressonante a ser incorporado à antena monopolo, pode ser ativo ou passivo. A utilização de filtros ativos permite, por exemplo, o desenvolvimento de estruturas reconfiguráveis, resultando em projetos mais complexos e dispendiosos, porém necessários para aplicações específicas. O uso de filtros passivos, como os de microfita, possui muitas aplicações em sistemas de comunicações, resultando em estruturas de fácil projeto e construção, com diversos modelos, tamanhos e banda passante [1]-[14].

O objetivo principal da *filtenna* é apresentar um comportamento de rejeição de sinais e um diagrama de radiação *omnidirecional* em uma determinada faixa de frequência [28]-[35].

Existem várias possibilidades de integração de estruturas para o desenvolvimento de *filtennas*, dentre as quais podem ser citadas: o uso de superfícies

seletivas de frequência (FSS) acopladas com antenas do tipo corneta, o emprego de filtros (isolados/acoplados) integrados às linhas de alimentação de antenas, a incorporação de filtros nos *patches* condutores (ou nos planos de terra) de antenas de microfita (ou similares) e a utilização de dispositivos ativos conectados às antenas [28]-[35].

Neste projeto, são consideradas as antenas do tipo monopolo. A partir da geometria de antena escolhida, especifica-se a resposta em frequência desejada, usualmente de banda ultralarga (UWB). Em seguida, são analisadas as estruturas dos filtros, sendo definida a faixa de frequência de operação de projeto, assim como a natureza (rejeição ou transmissão), em função da resposta desejada para a *filtenna*. Neste trabalho, a estrutura escolhida para o projeto da *filtenna* resulta do acoplamento do filtro de microfita à antena monopolo através da linha de alimentação/excitação do monopolo planar, objetivando minimizar as alterações na resposta isolada da antena, na faixa desejada. Especificamente, o filtro de microfita é conectado no início da linha de alimentação da antena monopolo de microfita.

1.2 Motivação

Atualmente, o espectro de frequências está saturando nas faixas entre 300MHz e 3GHz, devido à necessidade de atender à crescente e contínua demanda da sociedade por bens e serviços de telecomunicações, em todo o mundo. O resultado natural tem sido o crescimento expressivo dos números de usuários, de operadoras e de empresas de telecomunicações, assim como o surgimento de novos desafios tecnológicos, na área de Telecomunicações.

As *filtennas* desenvolvidas neste trabalho são estruturas passivas, de baixo custo e peso reduzido, que apresentam facilidades de construção e integração com outros circuitos e subsistemas. Dentre as características eletromagnéticas desejadas estão largura de banda estreita (porém não muito pequena) e diagramas de radiação *omnidirecionais*, ou de comportamento aproximado. Na fase inicial, os filtros e as antenas são analisados, projetados, construídos e medidos, separadamente. A integração é feita na fase seguinte, sendo a conexão do filtro à antena efetuada através da sua linha de alimentação, seguindo a metodologia de projeto descrita anteriormente. Em seguida, a *filtenna* é analisada, projetada, construída e medida. Nesta etapa o efeito do

acoplamento entre as estruturas é investigado. Especificamente, objetiva-se aproveitar a característica de radiação *omnidirecional* da antena monopolo isolada, assim como reduzir a sua largura de banda ao valor desejado de projeto e da aplicação de interesse.

1.3 Organização do texto

Esta dissertação está dividida em cinco capítulos, nos quais são mostradas as estruturas consideradas, descritas a fundamentação teórica e as metodologias adotadas (de projeto e construção), além de apresentados e discutidos os resultados obtidos (simulados e medidos).

O capítulo 2 apresenta resumidamente a teoria básica de filtros dos tipos passa-baixa, passa-alta, passa-banda e rejeita-faixa, sendo considerados circuitos com elementos concentrados e distribuídos (no caso de microfita).

O capítulo 3 é dedicado ao projeto, à simulação de linhas de transmissão e antenas de microfita, sendo dada ênfase ao desenvolvimento de antenas monopolos de microfita, com elemento *patch* condutor na forma de elipse.

O capítulo 4 mostra os resultados (simulados e medidos) obtidos para cada geometria de antena, filtro e *filtenna* consideradas. Esses resultados são comparados e discutidos. Também são efetuadas comparações entre as respostas em frequência das *filtennas* e das antenas de monopolos (consideradas isoladamente), especialmente em relação aos diagramas de radiação obtidos.

O capítulo 5 apresenta as conclusões principais extraídas deste trabalho, assim como algumas sugestões para a sua continuidade.

Capítulo 2

Filtros

2.1 - Introdução

Filtros são dispositivos usados para selecionar a transmissão de sinais de determinadas frequências. Assim, em função de suas finalidades, eles podem ser classificados como: passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa [13], [14].

Os filtros podem ser desenvolvidos a partir de elementos concentrados (com indutores e capacitores) ou de elementos distribuídos (com seções de linhas transmissão e *stubs*). Também existe a possibilidade de constituição com elementos unicamente passivos, ou com a incorporação de elementos ativos (como varactores, diodos *pin* e chaves MEMS).

Os filtros passivos são muito utilizados na área de Telecomunicações, em sistemas de comunicações de radar e de telemetria, por exemplo, além de aplicações industriais e médicas. Ao contrário dos filtros ativos, não requerem alimentação externa para funcionar [9].

Recentemente, o desenvolvimento de novas configurações de filtros tem aumentado o interesse de muitos pesquisadores. Isto está relacionado com o grande aumento na utilização do espectro eletromagnético, o que tem dificultado a expansão dos sistemas de telecomunicações atuais, por parte das concessionárias de telecomunicações, para atendimento da demanda crescente da sociedade por novos bens e serviços na área [44]. Além disso, também existe a demanda específica para atender aos requisitos dos sistemas de comunicações mais avançados.

Portanto, atualmente, pesquisadores de todo o mundo estão desenvolvendo pesquisas em filtros objetivando, por exemplo, o aumento da eficiência, a miniaturização e a melhoria de desempenho nas regiões de transição (rejeição/transmissão) desses dispositivos [1]-[12]. Além disso, vários pesquisadores estão realizando pesquisas sobre filtros reconfiguráveis, que permitam o ajuste de suas características principais, como frequências de corte e faixas de transmissão/rejeição [9].

O desenvolvimento de novas configurações de filtros, em estruturas planares (como as de microfita), é parte essencial tanto ao desenvolvimento de novas tecnologias para sistemas de comunicações, como ao desenvolvimento de novos dispositivos *handsets* [12], [13].

2.2 - Tipos de filtros

2.2.1 - Filtros passa-baixa

Os filtros passa-baixa são dispositivos, ou circuitos, que permitem apenas a transmissão de sinais de frequências abaixo da frequência de corte do filtro, impedindo a transmissão dos sinais de frequência igual ou superior (Figura 2.2). O circuito equivalente (típico) deste tipo de filtro, em sua forma mais simplificada, está mostrado na Figura 2.1.

As respostas em frequência dos filtros passa-baixa, geralmente representam o comportamento do coeficiente de transmissão (em dB) em função da frequência, sendo assemelhadas à ilustrada na Figura 2.2. Também é comum para todos os tipos de filtros, a representação do comportamento em frequência da potência transmitida (em dB).

A frequência de corte deste tipo de filtro pode ser calculada através da expressão dada em (2.1), quando os valores dos elementos concentrados do circuito (Figura 2.1) forem conhecidos. Estes valores são obtidos das respostas em frequência, quando a atenuação associada à transmissão do sinal apresenta uma redução de -3 dB.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.1)$$

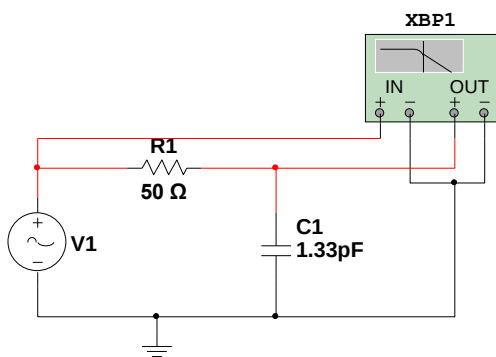


Figura 2.1 – Esquema de um filtro passa-baixa

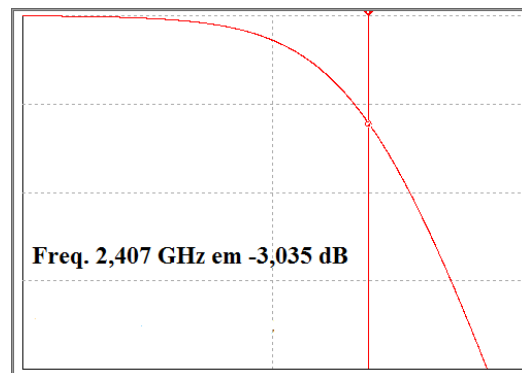


Figura 2.2 - Comportamento do filtro passa-baixa

2.2.2 - Filtros passa-alta

Os filtros passa-alta são dispositivos, ou circuitos, que permitem apenas a transmissão de sinais de frequências acima da frequência de corte, impedindo a transmissão dos sinais de frequências inferior. O circuito equivalente (típico) deste tipo de filtro é apresentado na Figura 2.3.

As respostas em frequência dos filtros passa-baixa, geralmente representam o comportamento do coeficiente de transmissão (em dB) em função da frequência, sendo assemelhadas à apresentada na Figura 2.4.

A frequência de corte deste tipo de filtro pode ser calculada através da expressão dada em (2.1), quando os valores dos elementos concentrados do circuito (Figura 2.3) forem conhecidos. Estes valores são obtidos das respostas em frequência, quando a atenuação associada à transmissão do sinal apresenta uma redução de -3 dB.

O projeto de filtros mais seletivos, de alta ordem, requer o uso de um número maior de elementos, associados em cascata [14]. Muito usado em altas frequências, esse tipo de filtro também é muito empregado em estúdios de mixagem de áudio, para fins de equalização do sinal, eliminar ruído da rede elétrica, etc.

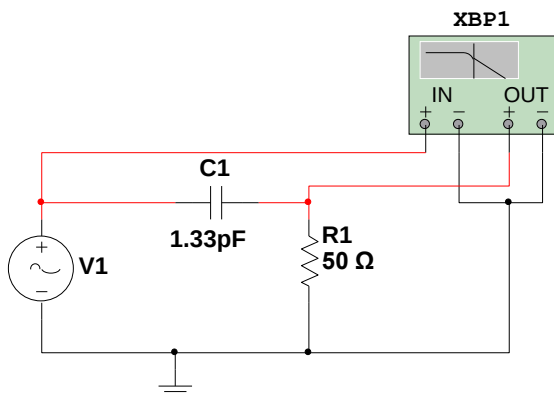


Figura 2.3 – Esquema de um filtro passa-alta

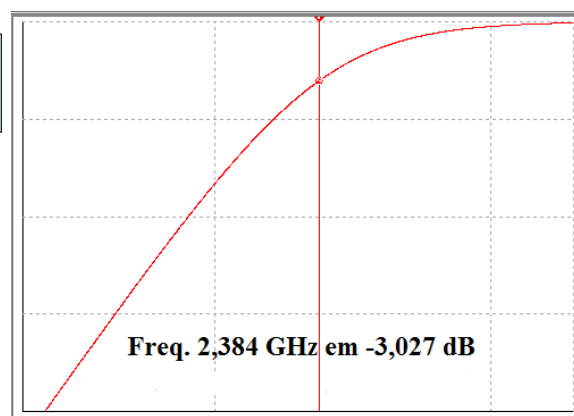


Figura 2.4 - Comportamento do filtro passa-alta

2.2.3 - Filtros passa-faixa

O filtro passa-faixa, ou passa-banda, pode ser entendido como fruto de uma combinação dos filtros passa-baixa e passa-alta, e tem como finalidade principal a transmissão de sinais em uma determinada faixa de frequência. O circuito equivalente (típico) deste tipo de filtro está mostrado na Figura 2.5.

Os filtros passa-faixa são utilizados em aplicações que requerem a seleção de sinais de determinadas frequências. Este tipo de filtro é muito usado tanto em sistemas de telecomunicações e de eletrônica, como em aplicações médicas e industriais.

As respostas em frequência dos filtros passa-faixa, geralmente representam o comportamento do coeficiente de transmissão (em dB) em função da frequência, sendo assemelhadas à mostrada na Figura 2.6.

A frequência central deste tipo de filtro pode ser calculada através da expressão dada em (2.2), quando os valores dos elementos concentrados do circuito (Figura 2.5) forem conhecidos. Como nos casos anteriores, esses valores são obtidos das respostas em frequência, quando a atenuação associada à transmissão do sinal apresenta uma redução de -3 dB.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

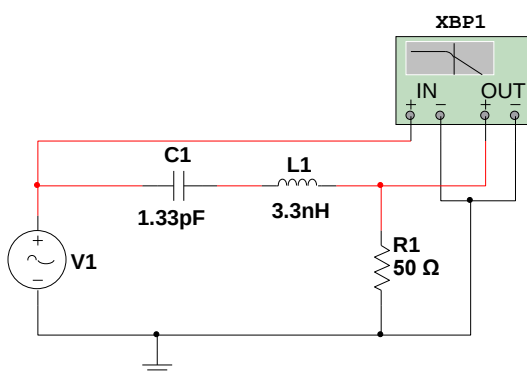


Figura 2.5 – Esquema de um filtro passa-faixa

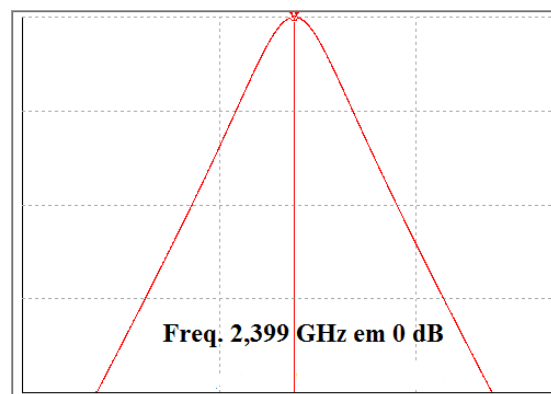


Figura 2.6 - Comportamento do filtro passa-faixa

2.2.4 - Filtros rejeita-faixa

Embora o filtro rejeita-faixa, ou rejeita-banda, possa ser entendido como fruto de uma combinação dos filtros passa-baixa e passa alta, a sua finalidade principal é a rejeição de sinais em uma determinada faixa de frequência. O circuito equivalente (típico) deste tipo de filtro está mostrado na Figura 2.7.

O filtro passa-faixa, também denominado como *notch filter*, impede a transmissão de sinais de uma faixa de frequência específica. Os sinais com frequências fora dessa faixa, tanto abaixo como acima, poderão ser transmitidos.

As respostas em frequência dos filtros rejeita-faixa, geralmente representam o comportamento do coeficiente de transmissão (em dB) em função da frequência, sendo assemelhadas à ilustrada na Figura 2.8.

A frequência central deste tipo de filtro pode ser calculada através da expressão dada em (2.2), quando os valores dos elementos concentrados do circuito (Figura 2.7) forem conhecidos. Analogamente, esses valores são obtidos das respostas em frequência, quando a atenuação associada à transmissão do sinal apresenta uma redução de -3 dB, que representa atenuação de 50% da potência de entrada.

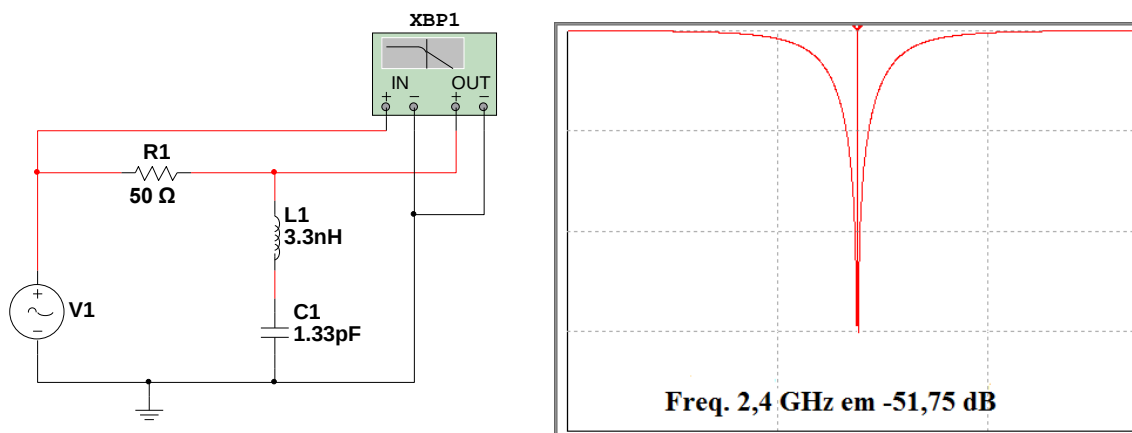


Figura 2.7 – Esquema de um filtro rejeita-faixa Figura 2.8 - Comportamento do filtro rejeita-faixa

2.3 - Filtros de microfita

2.3.1 - Introdução

Geralmente, os filtros de microfita são compostos por associações (em série, em paralelo ou em cascata) de seções de linhas de transmissão e/ou de *stubs* (em curto e em aberto), como mostrado na Figura 2.9. Estes filtros são muito utilizados na faixa de micro-ondas, em sistemas de comunicações, em inúmeras aplicações (Wi-Fi, WiMax, Bluetooth, etc.). As geometrias mais adequadas dependem das aplicações, mas de uma forma geral, eles podem ser encontrados em dispositivos portáteis, transmissores e receptores de micro-ondas para sistemas de comunicações, TV digital, sistemas de radar e sistemas de telemetria, dentre outros.

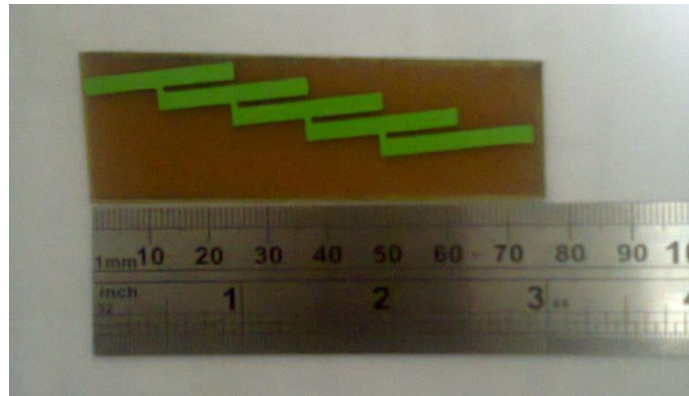


Figura 2.9 - Filtro de microfita

2.3.2 - Linhas de microfita

A configuração típica de uma linha de microfita, está ilustrada na Figura 2.10. Sua estrutura é constituída por uma fita condutora uniforme, de largura W e espessura t , impressa em um substrato dielétrico com permissividade elétrica relativa ϵ_r , que por sua vez está montado sobre um plano de terra.

Geralmente, nos cálculos para projetos de filtros e de outros circuitos de microfita, inclusive de antenas, a espessura da fita condutora t é desprezada por ser muito pequena (aproximadamente $12\ \mu\text{m}$) [14]. Esta aproximação simplifica a análise e o projeto dos circuitos desejados, sem afetar de forma significativa os resultados dos circuitos integrados, na maioria das aplicações, na faixa inferior de micro-ondas (1 a 10 GHz).

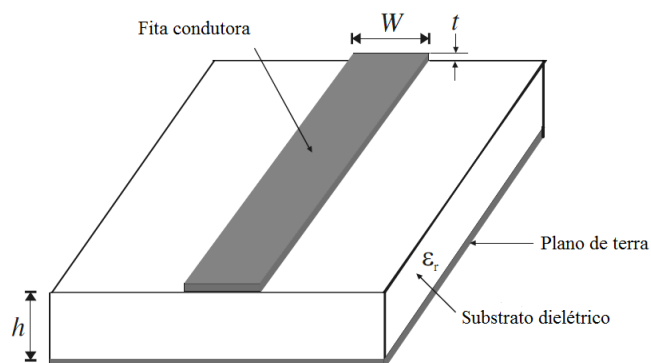


Figura 2.10 - Linha de transmissão de microfita

Na linha de microfita, a propagação de ondas se dá na direção do seu eixo principal, ao longo da estrutura. Os campos elétrico e magnético se concentram na região abaixo da fita condutora, mas se distribuem em toda a região dielétrica (que não é homogênea) constituída por ar (região acima da fita condutora) e pelo material do substrato dielétrico.

Devido à sua constituição, a microfita não pode propagar uma onda TEM, apenas com componentes transversais dos campos não nulas, e a velocidade de propagação não depende apenas da permissividade, ϵ_r , e da permeabilidade, μ , do material dielétrico. A não homogeneidade da região dielétrica, composta pelo substrato dielétrico e pelo ar, acarreta o surgimento de componentes longitudinais dos campos elétrico e magnético, e em consequência a velocidade de propagação dependerá das dimensões da microfita e das propriedades do substrato dielétrico.

Quando as componentes longitudinais dos campos elétrico e magnético (associados ao modo de propagação em uma linha de microfita) são muito menores que as componentes transversais, elas podem ser desprezadas. Neste caso, as características do modo de propagação se aproximam das de um modo TEM. Isto permitiu definir o modelo de análise conhecido como “aproximação quase-TEM”, que é válida especialmente para a faixa de frequências inferiores de micro-ondas (1 a 10 GHz).

Em geral, na confecção de circuitos de microfita a espessura da fita condutora é muito fina (12 μm), o que permitiu considerar um segundo tipo de aproximação, a de que ela é desprezível ($t \rightarrow 0$). Nestas condições, a permissividade relativa efetiva, ϵ_{re} , e a impedância característica da microfita, Z_c , podem ser expressas, para $W/h \leq 1$, como [13], [14]:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0,5} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (2.3)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right) \quad (2.4)$$

e para $W/h \geq 1$, como:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0,5} \quad (2.5)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1} \quad (2.6)$$

sendo η ($= 120\pi \Omega$) a impedância característica do espaço livre.

Similarmente, existem expressões aproximadas para a síntese de linhas de microfita, quando o objetivo principal é determinar suas dimensões físicas a partir da escolha da impedância característica desejada e das propriedades do material do dielétrico utilizado. As expressões de síntese apresentadas em (2.7) a (2.9) estão entre as mais usadas [13].

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & ; W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} & ; W/h > 2 \end{cases} \quad (2.7)$$

onde,

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.8)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.9)$$

A ocorrência de descontinuidades em circuitos de microfita, como filtros, é muito comum, tanto por imposições dos projetos como pela necessidade de redução das suas dimensões, especialmente por envolverem a utilização de *stubs* (terminados em circuito-aberto ou curto-circuito), *gaps*, curvas e junções de seções de microfita distintas.

Neste trabalho, são considerados os casos de *steps* (Figura 2.11) e curvas (Figura 2.12). Em geral, o efeito dessas descontinuidades é analisado através de circuitos equivalentes, que permitem obter expressões aproximadas e precisas, que facilmente podem ser incorporadas em programas de análise. Existem numerosas formas de expressões para descontinuidades de microfita disponíveis na literatura.

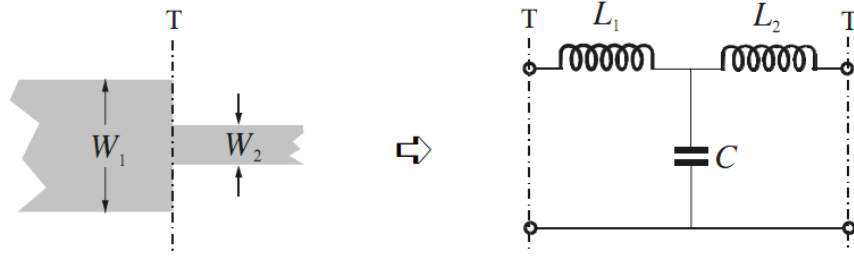


Figura 2.11 - Descontinuidade de microfita em *step* e seu circuito equivalente.

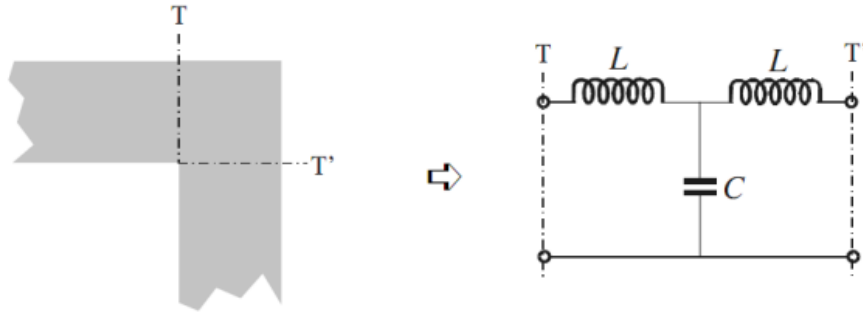


Figura 2.12 - Descontinuidade de microfita em curva e seu circuito equivalente

No caso da descontinuidade em *step* (Figura 2.11), a capacitância e a indutância podem ser determinadas através de [13]:

$$C = 0,00137h \frac{\sqrt{\epsilon_{re1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\epsilon_{re1} + 0,3}{\epsilon_{re1} - 0,258}\right) \left(\frac{W_1/h + 0,264}{W_1/h + 0,8}\right) \quad (pF) \quad (2.10)$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L, \quad L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.11)$$

$$L_{wi} = Z_{ci} \frac{\sqrt{\epsilon_{rei}}}{c} \quad (2.12)$$

$$L = 0,000987h \left(1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{re1}}{\epsilon_{re2}}}\right)^2 \quad (nH) \quad (2.13)$$

onde L_{wi} ($i=1, 2$) é a indutância, por unidade de comprimento, da linha de microfita com largura W_i ($i = 1,2$), respectivamente, enquanto Z_{ci} ($i = 1,2$) e ϵ_{rei} ($i = 1,2$) são a impedância característica e a permissividade relativa efetiva, correspondentes à microfita com largura W_i ($i=1,2$), c é a velocidade da luz no espaço livre, e h é a espessura do substrato em μm .

No caso da descontinuidade em curva (Figura 2.12), a capacitância e a indutância podem ser determinadas através de [13]:

$$\frac{C}{W} (pF/m) = \begin{cases} \frac{(14\epsilon_r + 12,5) W/h - (1,83\epsilon_r - 2,25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0,02\epsilon_r}{W/h} ; & W/h < 1 \\ (9,5\epsilon_r + 1,25) W/h + 5,2\epsilon_r + 7 & ; W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\frac{L}{h} (nH/m) = 100 \left(4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4,21 \right) \quad (2.15)$$

2.3.3 - Transformação de elementos

A transformação de elementos corresponde a uma etapa importante no projeto de filtros de microfita, através dos seus circuitos equivalentes. As expressões dadas em (2.16) poderão ser usadas na definição dos circuitos equivalentes mostrados na Figura 2.13. Para facilitar, a Tabela 2.1 mostra conjuntos de valores, obtidos através de (2.16), para o projeto de filtros ótimos [13],

$$\begin{aligned} g_0 &= 1.0 \\ g_i &= 2 \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \\ g_{n+1} &= 1.0 \end{aligned} \quad (2.16)$$

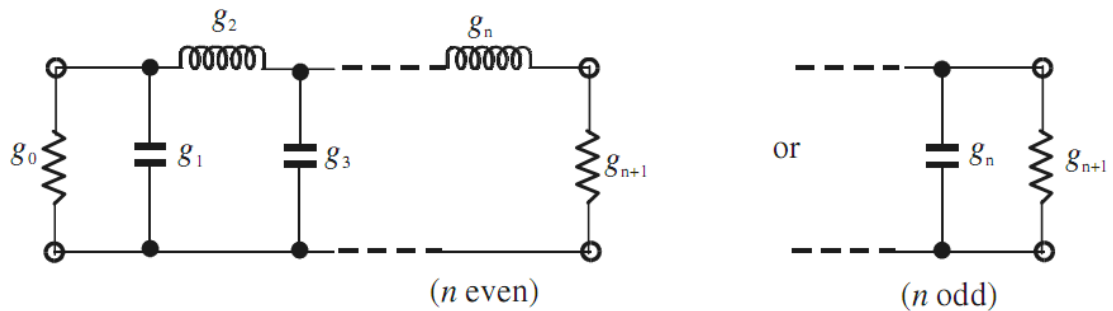


Figura 2.13 – Circuitos equivalentes para os modos pares e ímpares de filtros do tipo passa-baixa

Tabela 2.1 - Tabela de valores para projetos de filtros ótimos do tipo rejeita-faixa de ordem $n = 5$ [13].

FBW	$g_1 = g_5$	$g_2 = g_4$	g_3	$J_{1,2} = J_{4,5}$	$J_{2,3} = J_{3,4}$
0,3	0,23850	0,42437	0,45444	0,92798	0,90213
0,4	0,32455	0,58273	0,62307	0,87068	0,83818
0,5	0,41542	0,75293	0,80324	0,81413	0,77611
0,6	0,51385	0,93717	0,99711	0,75705	0,71472
0,7	0,62178	1,14215	1,21166	0,70221	0,65683
0,8	0,74624	1,38212	1,46326	0,64418	0,59700
0,9	0,87071	1,62166	1,71464	0,59299	0,54475
1,0	1,01167	1,89960	2,00417	0,54092	0,49299
1,1	1,20308	2,26455	2,38104	0,48338	0,43663
1,2	1,40157	2,66645	2,79799	0,42804	0,38305
1,3	1,68069	3,19873	3,36796	0,37569	0,33651
1,4	2,00690	3,84473	4,02293	0,32252	0,28580
1,5	2,47075	4,74882	4,96115	0,26871	0,23694

2.3.3.1 – Passa-baixa

No projeto de um filtro passa-baixa, o cálculo da indutância e de capacitância, por unidade de comprimento da linha, pode ser efetuado através de (2.17) a (2.19) [13], após a escolha do conjunto de valores para o projeto de filtros ótimos, na Tabela 2.1, a representação da transformação está expressa na Figura 2.14.

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_0 g \quad (2.17)$$

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (2.18)$$

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0/g_0 \rightarrow g_0 & \rightarrow \text{representa o indutor} \\ Z_0 g_0 \rightarrow g_0 & \rightarrow \text{representa o capacitor} \end{cases} \quad (2.19)$$

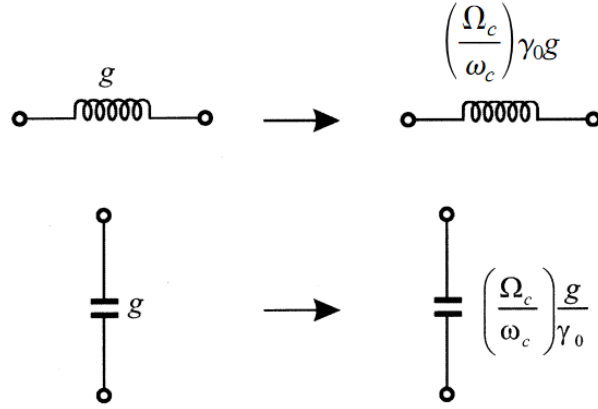


Figura 2.14 - Transformações usadas na conversão de um filtro passa-baixa

2.3.3.2 – Passa-alta

O projeto de um filtro passa-alta segue as etapas apresentadas no item anterior, para o projeto de filtro passa-baixa. Entretanto, neste caso, o cálculo da indutância e de capacitância, por unidade de comprimento da linha, pode ser efetuado através de (2.20) e (2.21) [13], a representação da transformação está expressa na Figura 2.15.

$$C = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c}\right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad (2.20)$$

$$L = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c}\right) \frac{\gamma_0}{g} \quad (2.21)$$

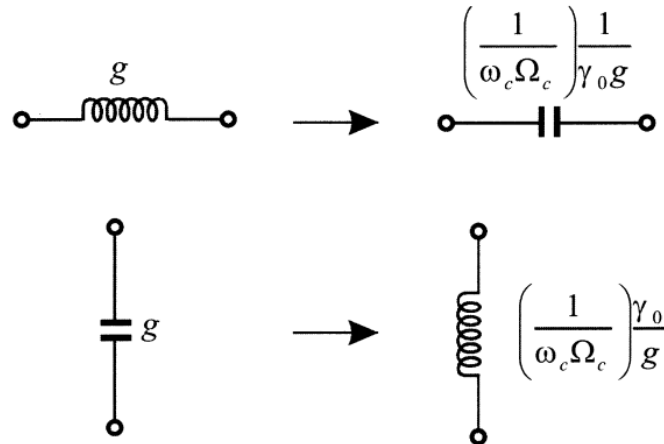


Figura 2.15 - Transformações usadas na conversão de um filtro passa-alta

2.3.3.3 – Passa-faixa

A Figura 2.16 mostra as transformações necessárias para o projeto de um filtro passa-faixa a partir de um filtro passa-baixa, a representação da transformação está expressa na Figura 2.16, sendo que [13]:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.22)$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.23)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2.24)$$

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \gamma_0 g \quad (2.25)$$

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad (2.26)$$

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (2.27)$$

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad (2.28)$$

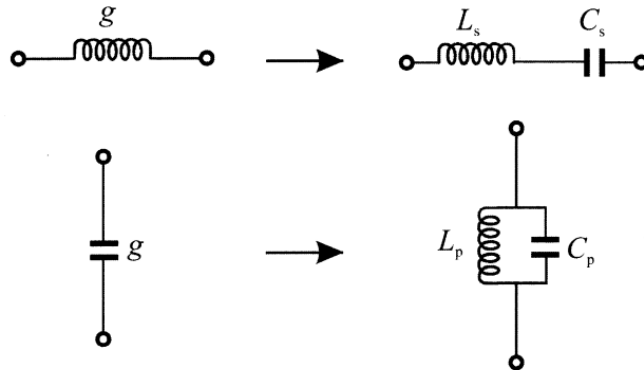


Figura 2.16 - Transformações usadas na conversão de um filtro passa-faixa

2.3.3.4 – Rejeita-faixa

A Figura 2.17 mostra as transformações necessárias para o projeto de um filtro rejeita-faixa, sendo que [13]:

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{(\omega_0/\omega - \omega/\omega_0)} \quad (2.30)$$

$$C_p = \left(\frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad (2.31)$$

$$L_p = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \gamma_0 g \quad (2.32)$$

$$L_s = \left(\frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad (2.33)$$

$$C_s = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (2.34)$$

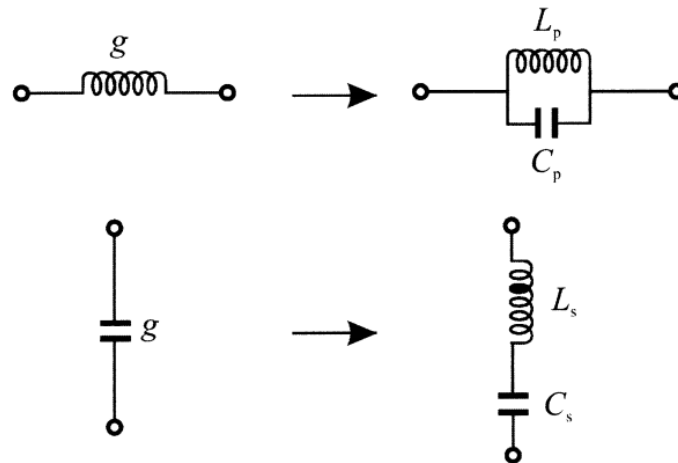


Figura 2.17 - Transformações usadas na conversão de um filtro rejeita-faixa

2.3.4 - Implementação de filtros

Os procedimentos de projeto de filtro discutidos nas seções anteriores são adequados para frequências inferiores as de micro-ondas. Para projetos específicos na faixa de micro-ondas, ocorrem dificuldades relacionadas tanto com as implementações através de elementos concentrados (dificuldade de obter indutores e capacitores com os valores de projeto), como com a limitação de valores disponíveis para o projeto de filtros ótimos. Estas dificuldades podem ser contornadas com as implementações dos filtros através de elementos de circuitos distribuídos equivalentes [13], [14].

A transformação de Richard é usada para converter elementos agrupados para seções de linha de transmissão, enquanto que a identidade de Kuroda pode ser utilizada para separar elementos (filtros) usados nas secções de linha de transmissão. Isto porque essas seções de linha de transmissão adicionais não afetam a resposta do filtro. Este tipo de projeto é conhecido como síntese de filtro redundante [13], [14].

2.3.4.1 - Transformação de Richard

Como mencionado na seção anterior, a transformação de Richard é utilizada para converter elementos concentrados (dos circuitos equivalentes) em elementos distribuídos (*stubs* de linhas de transmissão), permitindo obter [13]:

$$Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (2.35)$$

que, para $l = \lambda/8$, resulta em: $\beta l = 45^\circ$ e $\tan(\beta l) = 1$.

Assim, a reatância do indutor pode ser escrita como [13]:

$$jX_L = j\omega L = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (2.36)$$

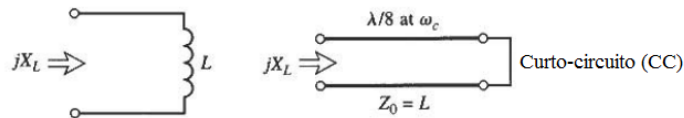


Figura 2.18 - Transformação de Richard para o indutor

A susceptância do capacitor pode ser escrita como:

$$jB_C = j\omega C = jY_0 \tan(\beta l) \quad (2.37)$$

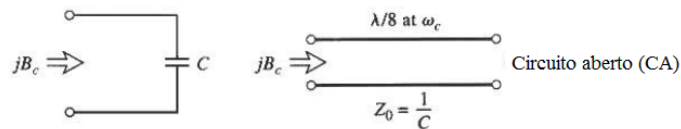
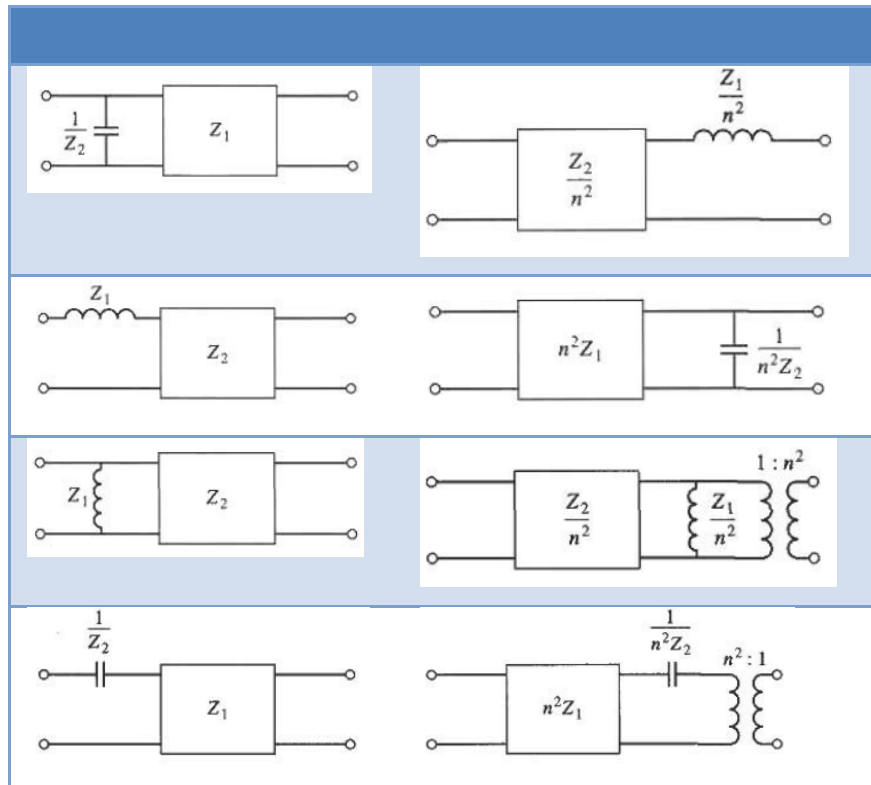


Figura 2.19 - Transformação de Richard para o capacitor

2.3.4.2 - Identidade de Kuroda

A utilização da Identidade de Kuroda, que pode ser utilizada na separação de elementos dos filtros, para fins de facilitar a implementação dos mesmos, está ilustrada na Tabela 2.2, onde $Z_1 = j\omega L$ e $Z_2 = 1/j\omega C$ e n é a ordem do filtro [13], [14].

Tabela 2.2 - As quatro identidades de Kuroda ($n^2 = 1 + Z_2/Z_1$)



A Figura 2.20 mostra a representação em termos de seções de linhas de transmissão e *stubs* para o primeiro caso da Tabela 2.2. Neste caso, Z_1 e Z_2 são impedâncias características de linhas de transmissão em *stubs*.

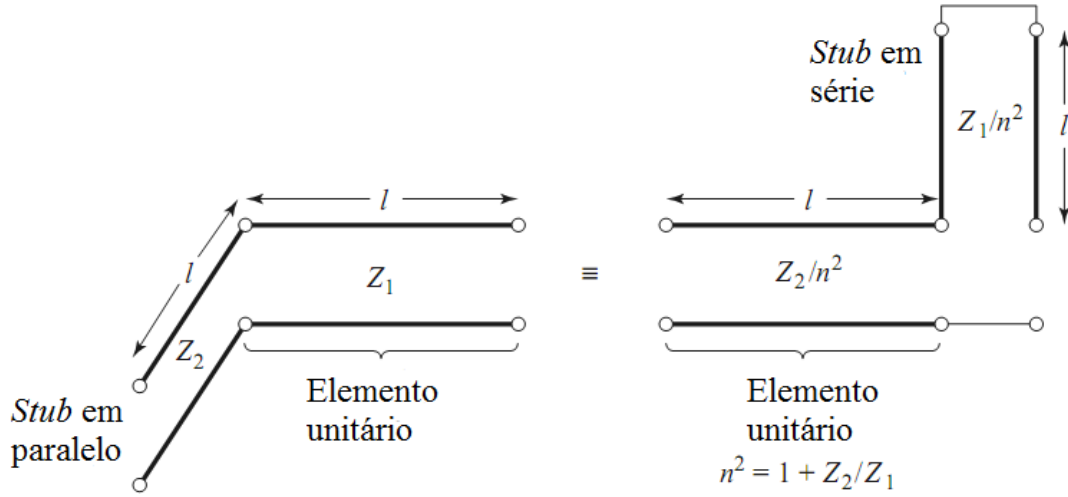


Figura 2.20 - Identidade de Kuroda para o primeiro caso da Tabela 2.2

A matriz de transmissão $[ABCD]$ representativa de uma seção de linha de transmissão uniforme de comprimento l é dada por:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_1 \sin \beta l \\ \frac{j}{Z_1} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \begin{bmatrix} 1 & j\Omega Z_1 \\ \frac{j\Omega}{Z_1} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

sendo $\Omega = \tan \beta l$.

Para o caso de um *stub* terminado por um circuito-aberto, a matriz de transmissão $[ABCD]$ é dada por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_L &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j\Omega}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\Omega Z_1 \\ \frac{j\Omega}{Z_1} & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \begin{bmatrix} 1 & j\Omega Z_1 \\ j\Omega \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) & 1 - \Omega^2 \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.39)$$

sendo $\Omega = \tan \beta l$.

enquanto que, para um *stub* terminado por um curto-circuito, a matriz de transmissão [ABCD] é dada por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_R &= \begin{bmatrix} 1 & j\frac{\Omega Z_2}{n^2} \\ j\Omega n^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j\frac{\Omega Z_1}{n^2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \begin{bmatrix} 1 & j\frac{\Omega}{n^2} (Z_1 + Z_2) \\ j\Omega n^2 & 1 - \Omega^2 \frac{Z_1}{Z_2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.40)$$

sendo $\Omega = \tan \beta l$.

A Figura 2.21 exemplifica o caso de um filtro passa-baixa de terceira ordem com frequência de corte em 1 GHz, impedância de 50 Ohms e um *ripple* de 3 dB, simulado com as equações apresentadas nesta seção.

A sua representação através de elementos distribuídos (seções de linhas de microfita) está mostrada na Figura 2.22.

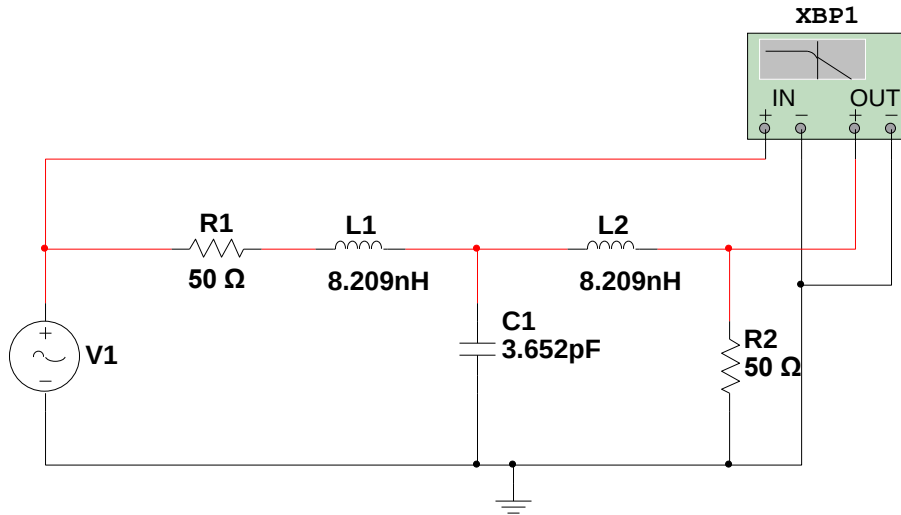


Figura 2.21 - Circuito equivalente de um filtro passa-baixa com elementos concentrados

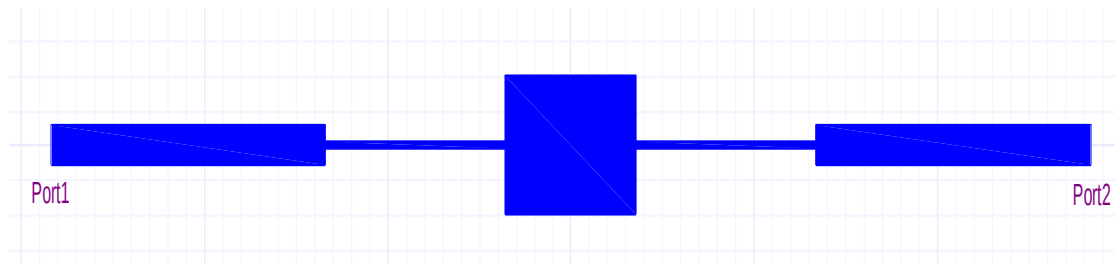


Figura 2.22 – Configuração de um filtro passa-baixa de microfita, com elementos em série (*step-impedance*), correspondente ao circuito com elementos concentrados mostrado na Figura 2.19

Os resultados simulados para as respostas em frequência do coeficiente de transmissão (em dB) do filtro com elementos concentrados (Figura 2.21) e do filtro de microfita (Figura 2.22) estão mostrados nas Figuras 2.23(a) e 2.23(b), respectivamente. A concordância entre os resultados obtidos comprova a eficiência da técnica de projeto apresentada.

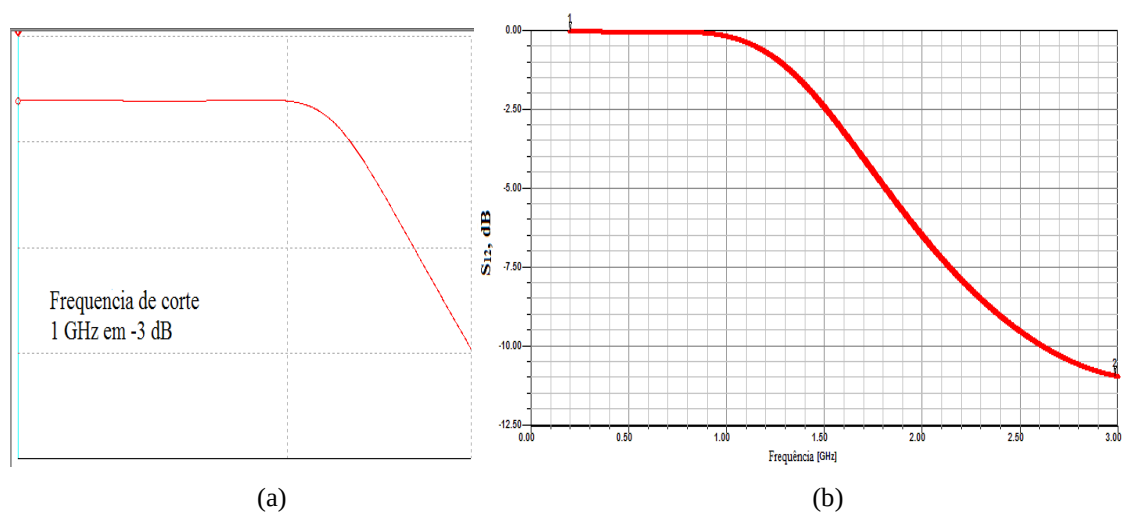


Figura 2.23 - Respostas em frequência do filtro passa-baixa na configuração de: (a) elementos concentrados (Figura 2.21) e (b) filtro em microfita (Figura 2.22)

2.4 – Conclusão

Neste capítulo, foi apresentada a formulação técnica para projetos de filtros usados em Eletrônica e Telecomunicações.

Foram apresentadas as equações de projeto e os circuitos equivalentes de seções de linhas de microfita, de suas descontinuidades e *stubs*, além da representação através da matriz de transmissão [ABCD].

Uma atenção especial foi dada ao projeto de filtros para aplicações na faixa de micro-ondas, de grande interesse neste trabalho, através da simulação de um filtro de microfita, realizado com o uso da transformação de Richard e da identidade de Kuroda, a partir do projeto de um filtro com elementos concentrados (constituído por indutores e capacitores).

No próximo capítulo serão apresentadas as antenas de microfita, sendo identificados os tipos principais, com destaques para a antena *patch* de microfita, inclusive em configurações com elementos fractais e os monopolos planares de microfita. Também serão descritos os métodos de análise mais utilizados, como o método dos momentos e o método dos elementos finitos. Uma atenção especial será dedicada ao desenvolvimento de monopolos de microfita elípticos, de grande interesse neste trabalho, pois serão usados no desenvolvimento das *filtennas*.

Capítulo 3

Antenas de microfita

3.1 – Introdução

Proposta nos anos 50, a utilização das antenas de microfita foi iniciada nos anos 70, por Munson e Howell [41].

Existem muitas vantagens associadas à utilização das antenas de microfita, dentre as quais podem ser destacadas: as pequenas dimensões, o peso reduzido, o baixo custo e a praticidade, tanto de fabricação como de instalação. Naturalmente, existem algumas desvantagens, como por exemplo, a largura de banda estreita, o baixo ganho e a pouca eficiência. Entretanto, estas desvantagens podem ser contornadas com a adoção de monopolos, o uso de arranjos de antenas e a utilização de materiais dielétricos anisotrópicos, ferromagnéticos e metamateriais [41].

Tipicamente, a antena de microfita é constituída por um *patch* condutor, impresso sobre um substrato dielétrico, que por sua vez está depositado sobre um plano de terra, como mostrado na Figura 3.1. O *patch* condutor pode assumir diversas formas, tais como: quadrado, retângulo, triângulo, círculo, anel, coração e estrela (Figuras 3.2), inclusive geometrias fractais, como as dos conjuntos de Julia (Figura 3.3) e de Mandelbrot (Figura 3.4). Entretanto, a utilização de alguns destes formatos se torna complexa, como nos casos de leiautes como coração, estrela e fractais, pela dificuldade em estabelecer as suas funções de base e a relação existente com os parâmetros das antenas, tais como, a(s) frequência(s) de ressonância e largura(s) de banda desejada(s).

Os avanços tecnológicos recentes e a necessidade de miniaturização dos equipamentos usados em sistemas de telecomunicações, como os *handsets*, têm contribuído para o aumento da importância das antenas planares de microfita, em decorrência da facilidade de fabricação, do baixo custo e da facilidade de integração com outros circuitos, tornando-as muito atrativas para a indústria, que necessita reduzir custos e aumentar a eficiência do processo de produção, para melhor atender à grande crescente demanda por bens e serviços na área de Telecomunicações [15]-[27].

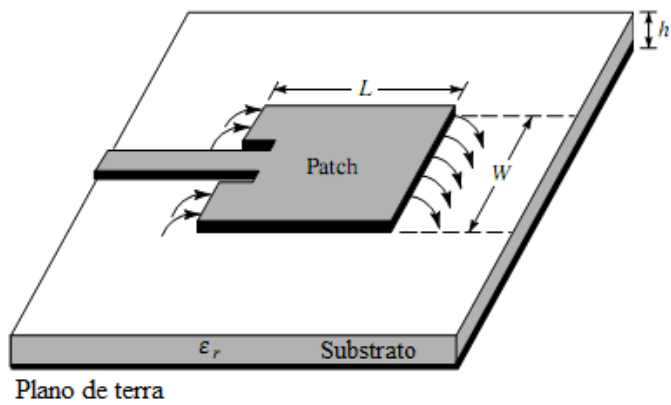


Figura 3.1 - *Patch* de microfita

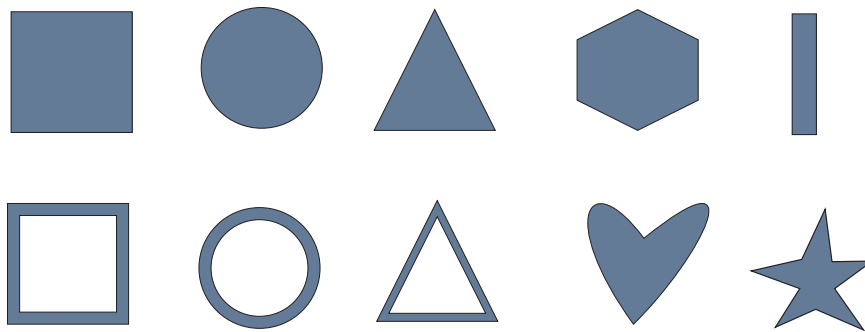


Figura 3.2 - Elementos geométricos para o *patch* condutor

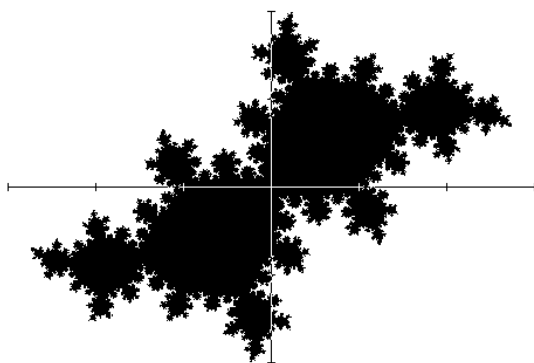


Figura 3.3 - Conjunto de Julia para o *patch* condutor

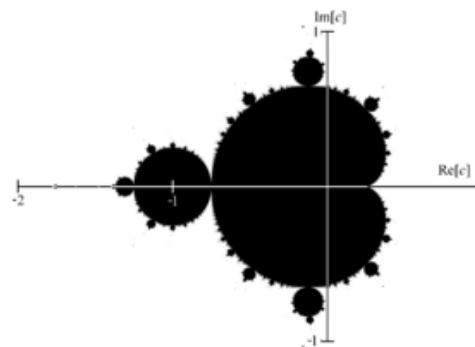


Figura 3.4 - Conjunto de Mandelbrot para o *patch* condutor

3.2 - Métodos de análise

Os métodos de análise das antenas de microfita podem ser classificados em dois grandes grupos: o dos modelos aproximados, baseados em uma aproximação quase-estática, e o dos métodos de onda completa, baseados em soluções das equações de onda [15], [41].

O primeiro grupo é composto, essencialmente, pelos métodos da linha de transmissão e da cavidade, enquanto que o segundo grupo é composto, principalmente, pelos métodos dos momentos (MoM), dos elementos finitos (FEM), da diferença finita no domínio do tempo (FDTD) e pela análise do domínio espectral (SDA) [15], [41].

Os métodos utilizados nos softwares comerciais usados neste trabalho são: o método dos momentos (MoM), empregado no *Ansoft Designer*, e o método dos elementos finitos (FEM), implementado no *Ansoft HFSS* [15], [42] e [43].

3.2.1 - Método dos momentos (MoM)

No método dos momentos uma equação integral é formulada para as correntes desconhecidas sobre os *patches* condutores e as linhas de alimentação. As equações integrais são transformadas em equações algébricas. Este método permite considerar os efeitos de borda fora do limite físico da estrutura bidimensional do *patch* condutor, proporcionando uma solução precisa.

Considere uma equação integral, como a mostrada em (3.1),

$$L(f) = g \quad (3.1)$$

em que L é um operador linear, g é uma função conhecida e f é a função desconhecida. Expandindo f numa série de funções $f_1, f_2, \dots, f_n$ conhecidas, definidas no domínio de L , obtém-se:

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \quad (3.2)$$

sendo α_n constantes e f_n funções conhecidas denominadas como funções de base, ou funções de expansão. Para soluções precisas o segundo termo da equação é um somatório infinito e as f_n devem formar um conjunto completo de funções linearmente independentes. Utilizando a linearidade de L , obtém-se:

$$L(f) = L\left(\sum_n \alpha_n f_n\right) = \sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad (3.3)$$

De (3.3), pode-se concluir que as variáveis a serem encontradas são as escalares α_n . Para uma solução aproximada, com N funções de base, a resolução de (3.3) não é possível. De forma a determinar as grandezas escalares α_n , efetua-se o produto escalar com um conjunto de funções conhecidas w_m , denominadas funções de teste, ou funções de peso. O produto escalar $\langle f, g \rangle$ é uma operação escalar com as seguintes propriedades:

$$\langle f, g \rangle = \langle g, f \rangle \quad (3.4)$$

$$\langle \alpha f + \beta g, h \rangle = \alpha \langle f, h \rangle + \beta \langle g, h \rangle \quad (3.5)$$

$$\langle f^*, f \rangle > 0 \text{ se } f \neq 0 \quad (3.6)$$

$$\langle f^*, f \rangle = 0 \text{ se } f = 0 \quad (3.7)$$

Em (3.5), α e β são grandezas escalares e o símbolo $(*)$ indica o complexo conjugado. Assim, para cada função de teste w_m , obtém-se:

$$\begin{aligned} \langle g, w_m \rangle &= \left\langle \sum_n \alpha_n L(f_n), w_m \right\rangle = \sum_n \alpha_n \langle L(f_n), w_m \rangle \Leftrightarrow \sum_n \alpha_n \langle w_m, L(f_n) \rangle \\ &= \langle w_m, g \rangle \quad ; \quad m = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (3.8)$$

Desenvolvendo o somatório em (3.9), obtém-se:

$$\begin{aligned} m = 1 & \left\{ \alpha_1 \langle w_1, L(f_1) \rangle + \dots = \langle w_1, g \rangle \right. \\ m = 2 & \left\{ \alpha_1 \langle w_2, L(f_1) \rangle + \dots = \langle w_2, g \rangle \right. \\ & \vdots \quad \quad \quad \vdots \end{aligned} \quad (3.9)$$

O conjunto de equações em (3.9) pode ser escrito na forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} \langle w_1, L(f_1) \rangle & \langle w_1, L(f_2) \rangle & \dots \\ \langle w_2, L(f_1) \rangle & \langle w_2, L(f_2) \rangle & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Ou

$$[l_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (3.11)$$

sendo

$$l_{mn} = \langle w_m, L(f_n) \rangle \quad (3.12)$$

$$g_m = \langle w_m, g \rangle \quad (3.13)$$

Se a matriz $[l]$ for não singular, a sua inversa $[l]^{-1}$ existirá e os escalares α_n poderão ser calculados através de:

$$[\alpha_n] = [l_{mn}^{-1}][g_m] \quad (3.14)$$

A solução para f é expressa como:

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \quad (3.15)$$

Definindo a matriz de funções:

$$[\tilde{f}_n] = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ \dots] \quad (3.16)$$

obtem-se:

$$f = [\tilde{f}_n][\alpha_n] = [\tilde{f}_n][l_{mn}^{-1}][g_m] \quad (3.17)$$

sendo que a precisão da solução obtida, dependerá principalmente da escolha das funções de base, f_n , e de peso, w_m .

3.2.2 – Método dos elementos finitos

O método dos elementos finitos é especialmente adequado para as configurações volumétricas. Neste método, a região de interesse é dividida em um número de superfícies finitas, ou de elementos de volume, dependendo da estrutura planar ou volumétrica a ser analisada [45].

As unidades discretizadas são denominadas como elementos finitos e podem apresentar formas geométricas bem definidas, tais como triangular, para configurações planares, e elementos tetraédricos e prismáticos, para as configurações tridimensionais, que são adequadas, mesmo para geometrias curvadas [45].

O método envolve a integração das funções de base determinadas ao longo de todo *patch* condutor, que é dividido em certo número de células [45]. Para resolver equações de onda com condições de contorno heterogêneas torna-se necessário dividir o problema em dois problemas de valor de contorno [45].

A primeira etapa no processo de modelagem do fenômeno físico consiste na identificação dos fatores que influenciam de maneira relevante no problema. Isto implica na escolha adequada dos princípios físicos e das variáveis dependentes e independentes que descrevem o problema, resultando em um modelo matemático constituído por um conjunto de equações diferenciais. A segunda etapa do processo consiste em obter a solução do modelo matemático, tarefa atribuída aos métodos numéricos [45].

3.3 - Monopolos planares

Os monopolos planares de microfita apresentam larguras de banda muito elevadas e diagramas de radiação *omnidirecionais* [15], características bastante adequadas às necessidades dos sistemas de comunicações mais avançados.

O monopolo planar de microfita pode ser visto como uma antena de microfita sobre um substrato espesso com $\epsilon_r = 1$. Portanto, uma largura de banda maior é esperada. Além disso, a forma e o tamanho dos monopolos planares podem ser otimizados, para vários modos de ressonância, o que permitindo aumentar a largura de banda [15].

3.4 - Monopolo planar elíptico

O monopolo planar elíptico, construído em uma estrutura de microfita, apresenta dois eixos principais, o eixo maior e o eixo menor. Suas dimensões principais são a distância focal e os comprimentos do eixo maior, $2a$, e do eixo menor, $2b$ [15].

A excentricidade da elipse, que é o formato usado no *patch* condutor do monopolo, é definida como a razão a/b [15].

O monopolo elíptico pode ser alimentado ao longo do eixo maior (caso em que é denominado como EMB), ou ao longo do eixo menor (caso em que é denominado como EMA), como mostrado na Figura 3.5. Para estes monopolos, a frequência inferior de ressonância (f_L) é obtida através da expressão, aproximada, dada em (3.18), onde L e r são iguais às metades dos comprimentos dos eixos maior e menor, respectivamente, e p é a distância entre o *patch* condutor e o plano de terra (Figura 3.6) [15].

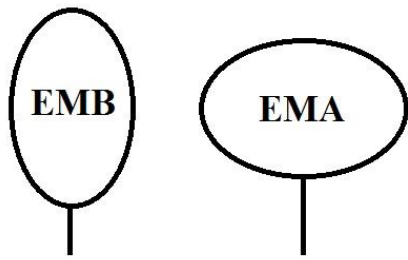


Figura 3.5 - Tipos de excentricidades do *patch* elíptico.

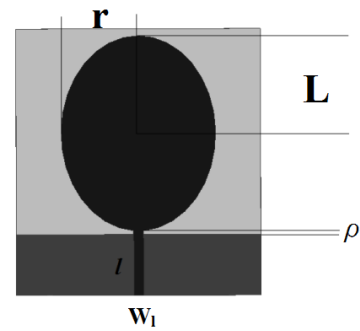


Figura 3.6 - Modelo do *patch* estudado.

$$f_L = \frac{7,2}{L + r + \rho} \quad (\text{GHz}) \quad (3.18)$$

3.5 - Conclusão

Foram apresentadas as principais características e aplicações das antenas de microfita, sendo dado destaque para os monopolos planares de microfita, assim como identificados os métodos de análise mais utilizados, sendo destacados os métodos dos momentos e dos elementos finitos. Também foram identificados os softwares comerciais usados neste trabalho, o *Ansoft Designer*, que utiliza o método dos momentos (MoM), e o *Ansoft HFSS*, que implementa o método dos elementos finitos (FEM).

No próximo capítulo serão apresentados os resultados simulados e medidos neste trabalho. São apresentados e discutidos resultados obtidos para diversas configurações de filtros de microfita, monopolos planares de microfita e *filtennas*.

CAPÍTULO 4

Resultados teóricos e experimentais

4.1 – Introdução

Este trabalho apresenta a estrutura obtida a partir da integração de um monopolo elíptico de microfita, que é uma antena UWB com diagrama de radiação *omnidirecional*, com um filtro de microfita, que apresenta resposta em faixa larga, que se a constitui em um terceiro dispositivo, a *filtenna*.

As propriedades dos filtros e monopolos planares de microfita descritas nos capítulos anteriores são usadas na definição das geometrias consideradas neste capítulo. Algumas das configurações de filtros consideradas neste capítulo foram implementadas por outros autores, mas várias delas foram modificadas e estão sendo propostas neste trabalho, assim como as configurações das *filtennas*.

A concepção das geometrias das *filtennas* foi orientada de modo a manter o diagrama de radiação da antena (quando isolada), porém com redução da sua largura de banda, de modo a desenvolver antenas de microfita de faixa estreita com diagrama de radiação *omnidirecional*. Essa orientação foi definida por considerar que usualmente as antenas de microfita apresentam larguras de banda muito estreita, sua principal desvantagem, e diagramas de radiação direcionais.

Neste capítulo são apresentados resultados simulados e medidos, obtidos para diversas configurações de filtros de microfita, de monopolos planares de microfita e das *filtennas*. Também são efetuadas comparações entre os resultados simulados e medidos.

As estruturas estudadas neste trabalho são apresentadas na próxima seção, juntamente com os resultados simulados e medidos obtidos.

Os monopolos elípticos concebidos neste trabalho foram identificados e numerados para melhor apresentação do texto. Por exemplo, a antena 1 corresponde ao monopolo com o eixo maior, igual a 2,8 cm e a antena 7 corresponde ao monopolo elíptico com eixo maior, igual a 3,0 cm.

As *filtennas* também foram identificadas e numeradas. Por exemplo, as *filtennas* 2, 3, 4, 5 e 6 foram obtidas com a integração dos filtros analisados ao monopolo de 2,8 cm

e as *filtennas* 8, 9, 10, 11 e 12 com a integração dos mesmos filtros ao monopolo de 3,0 cm.

A Tabela 4.1 mostra os resultados medidos dos filtros, monopolos elípticos/antenas 1 e 7 e das *filtennas* 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10, 11 e 12.

4.2 – Comparação de resultados

A Figura 4.1 mostra o comportamento em frequência da perda de retorno para o monopolo elíptico de microfita (observar a foto do protótipo). São apresentados resultados simulados (através do Ansoft HFSS) e medidos, observando-se concordância entre os mesmos. Além disso, as curvas obtidas confirmam a característica UWB da antenna. O protótipo foi construído em FR4. Todos os diagramas de radiação obtidos neste trabalho foram simulados para operação na frequência de 2,4 GHz, para efeito de comparação.

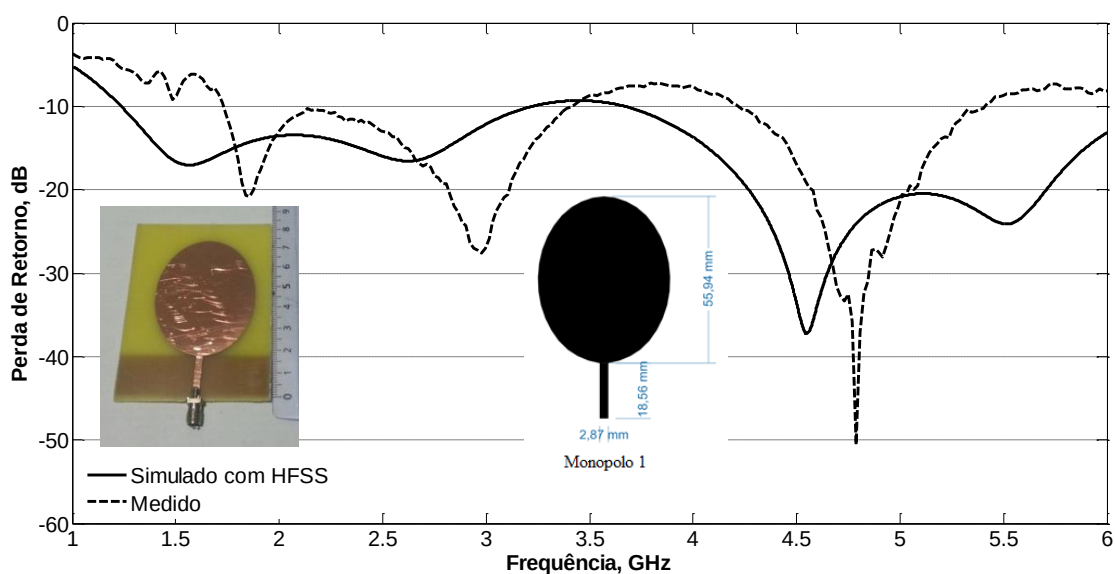


Figura 4.1 - Comparação dos dados simulados e medidos da Antena 1 e foto do protótipo

A Figura 4.2 mostra os diagramas de radiação 2D, para $\phi = 0^\circ$ (vermelho) e $\phi = 90^\circ$ (azul), enquanto a Figura 4.3 mostra o diagrama 3D, para o monopolo considerado na Figura 4.1, destacando-se a sua característica *omnidirecional*.

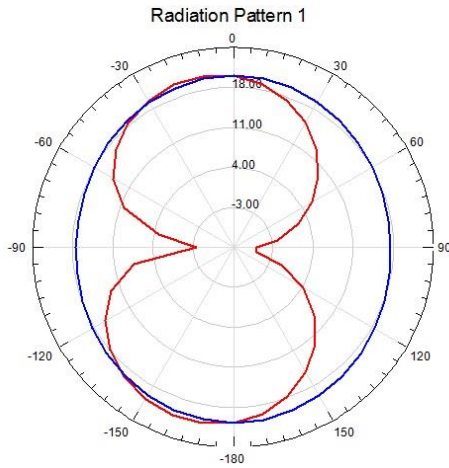


Figura 4.2 - Diagrama 2D Antena 1 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

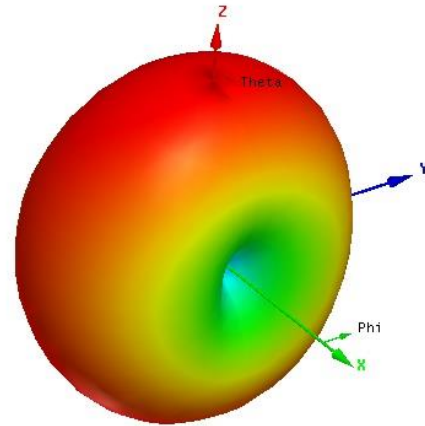


Figura 4.3 - Diagrama 3D Antena 1

A Figura 4.4 mostra o comportamento em frequência do coeficiente de transmissão para o filtro de microfita (observar a foto do protótipo), identificado como filtro 1 (rejeita faixa). São apresentados resultados simulados (através do *Ansoft Designer*) e medidos, observando-se concordância entre os mesmos. Além disso, as curvas obtidas confirmam a característica de banda larga do filtro. O protótipo foi construído em FR4.

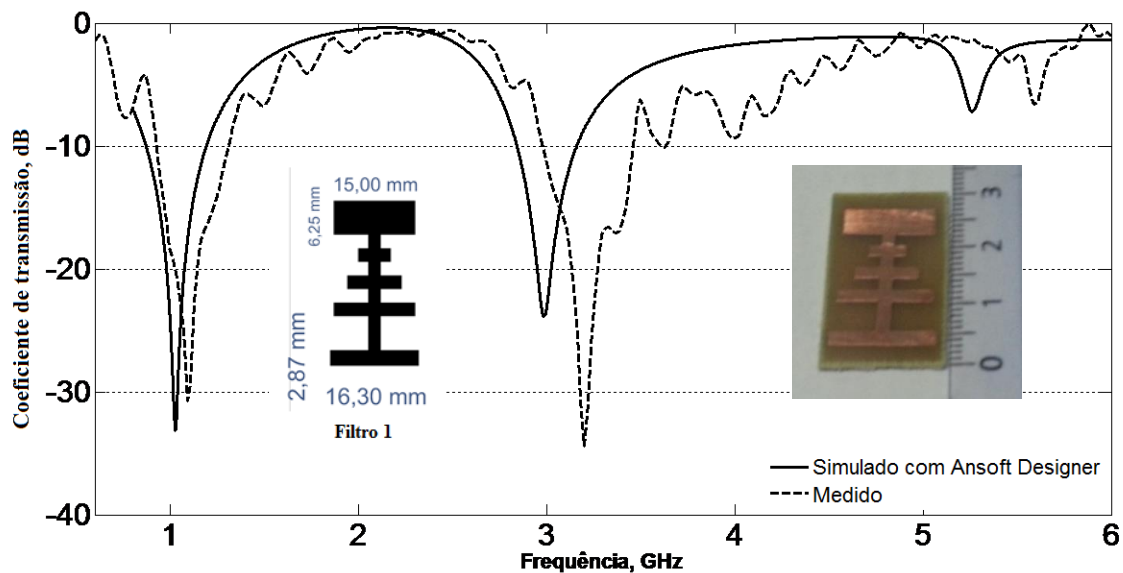


Figura 4.4 - Resultados simulados e medidos de S_{12} para o Filtro 1 e foto do protótipo

A Figura 4.5 mostra os resultados simulados e medidos em função da frequência para a perda de retorno da *filtenna* 2 (ver foto do protótipo), que é a integração do monopolo 1 e o filtro 1, o qual foi inserido na porta de alimentação da antena, na forma indicada. A *filtenna* foi simulada através do Ansoft HFSS. Observa-se boa concordância entre os resultados simulados e medidos.

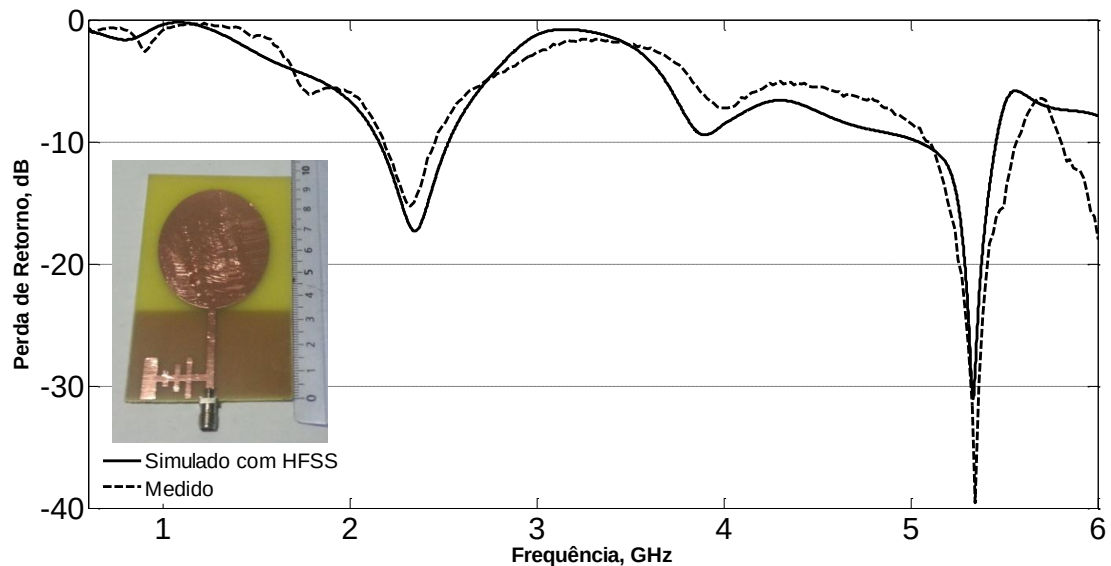


Figura 4.5 – Resultados simulados e medidos da perda de retorno em função da frequência para a *Filtenna* 2 e foto do protótipo

As Figuras 4.6 e 4.7 mostram os diagramas de radiação 2D e 3D para a *filtenna* 2, mostrando que as características *omnidirecionais* não foram perdidas.

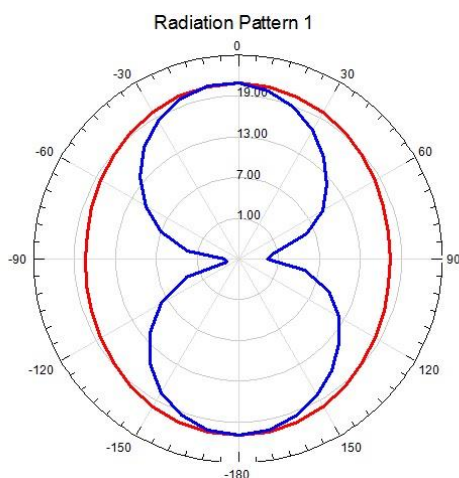


Figura 4.6 - Diagrama 2D *Filtenna* 2 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

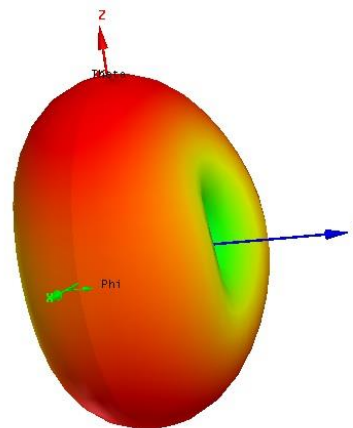


Figura 4.7 - Diagrama 3D *Filtenna* 2

O filtro mostrado na Figura 4.8 é o filtro 2, com característica de rejeita-faixa de quinta ordem. Ele foi simulado no *Ansoft Designer* e os resultados medidos e simulados apresentam boa concordância.

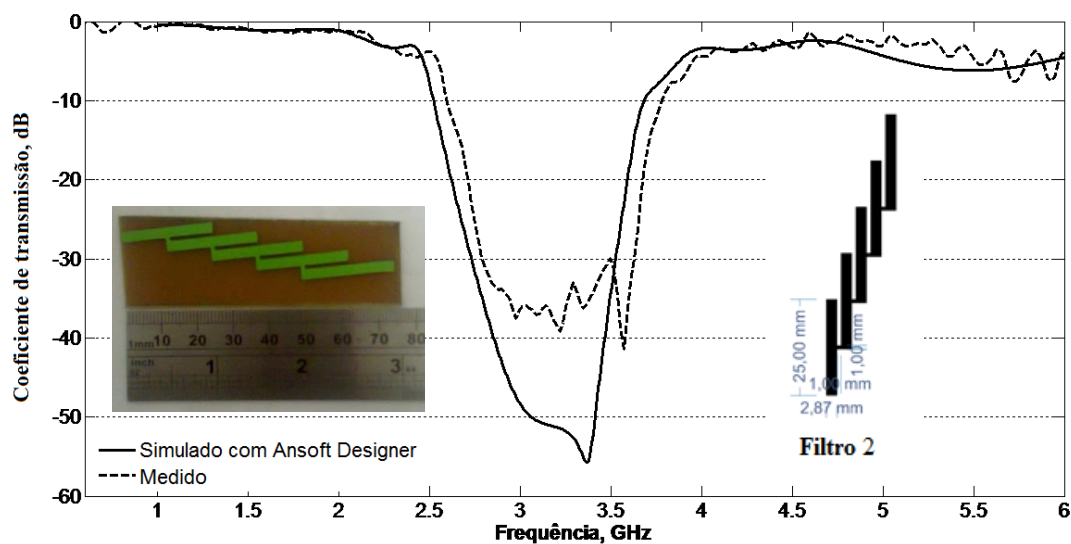


Figura 4.8 - Comparação dos dados simulados e medidos do Filtro 2 e foto do protótipo

A *filtenna* 3, mostrada na Figura 4.9, resultou da integração do filtro 2 com o monopolo 1. Resultados medidos e simulados são apresentados, observando-se boa concordância entre os mesmos. A simulação foi realizada através do *Ansoft HFSS*.

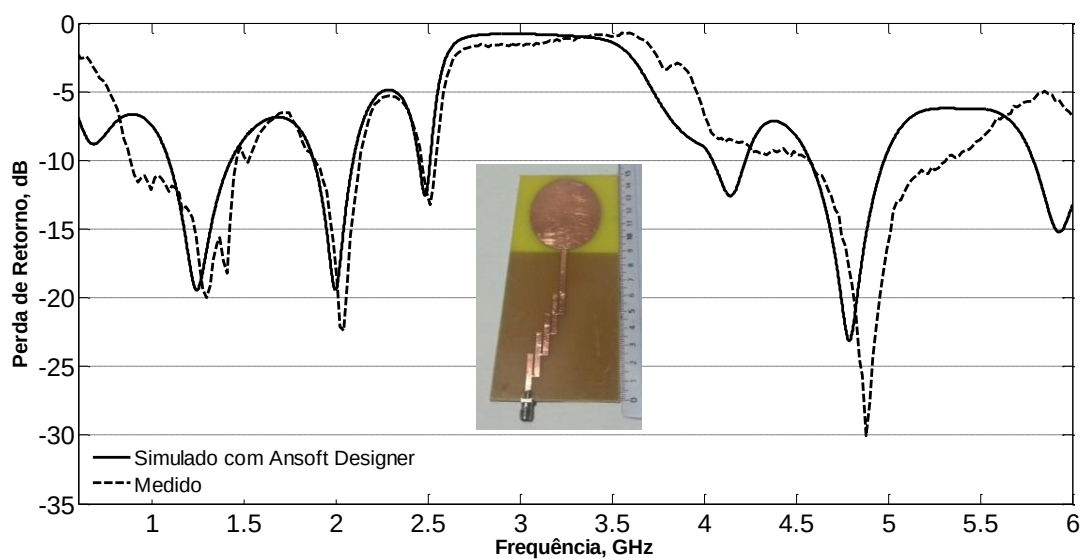


Figura 4.9 - Comparação dos dados simulados e medidos da *Filtenna* 3 e seu respectivo protótipo

As Figuras 4.10 e 4.11 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a *filtenna* 2. Observa-se que o filtro não interferiu em seu comportamento de radiação, como esperado.

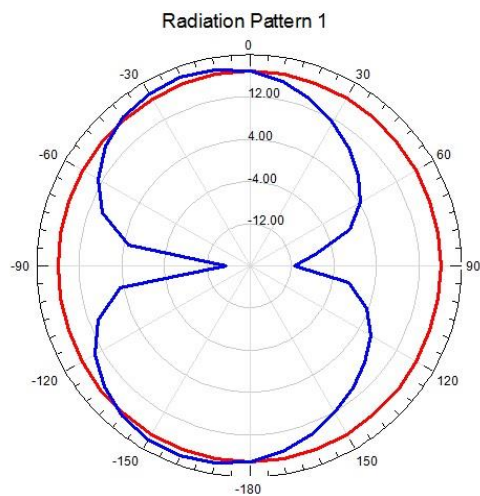


Figura 4.10 - Diagrama 2D *Filtenna* 3 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

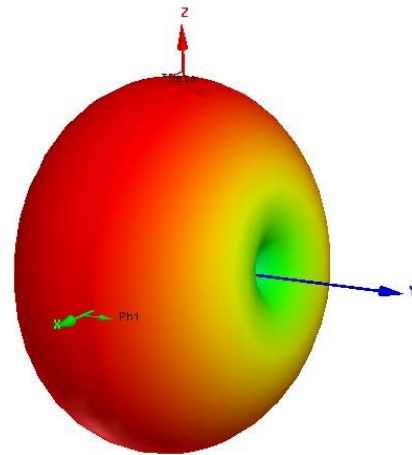


Figura 4.11 - Diagrama 3D *Filtenna* 3

O filtro mostrado na Figura 4.12 é o filtro 3. São apresentados resultados simulados e medidos para o coeficiente de transmissão em função da frequência, sendo observada boa concordância entre os mesmos. Os resultados simulados foram obtidos através do *Ansoft Designer*.

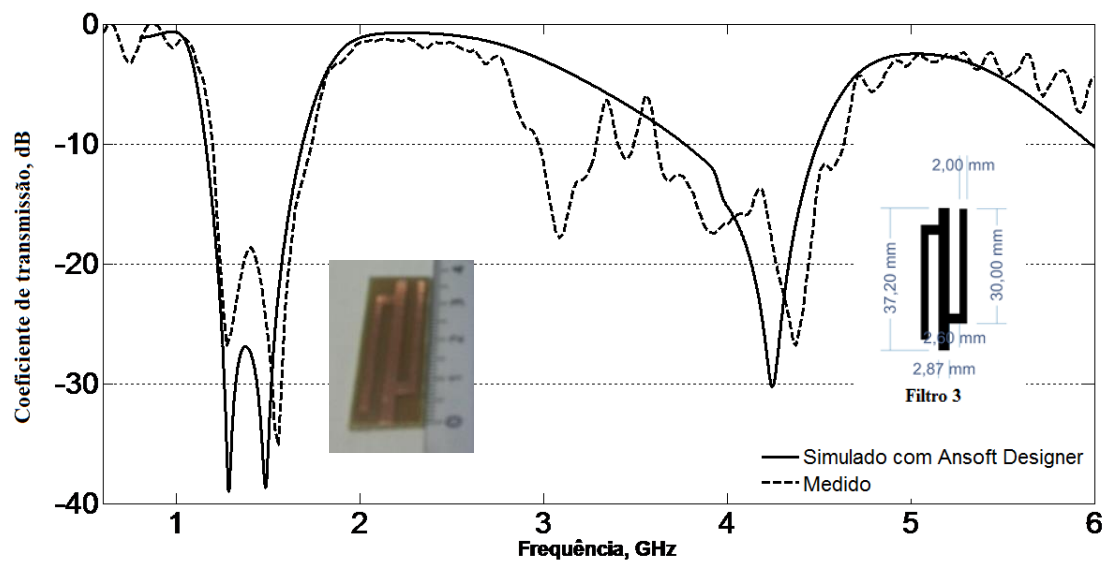


Figura 4.12 - Comparação dos dados simulados e medidos do Filtro 3 e foto do protótipo

A Figura 4.13 mostra uma comparação entre resultados medidos do coeficiente de transmissão, em função da frequência, para o filtro 4. A simulação foi efetuada através do *Ansoft Designer*, sendo observada boa concordância entre os resultados obtidos.

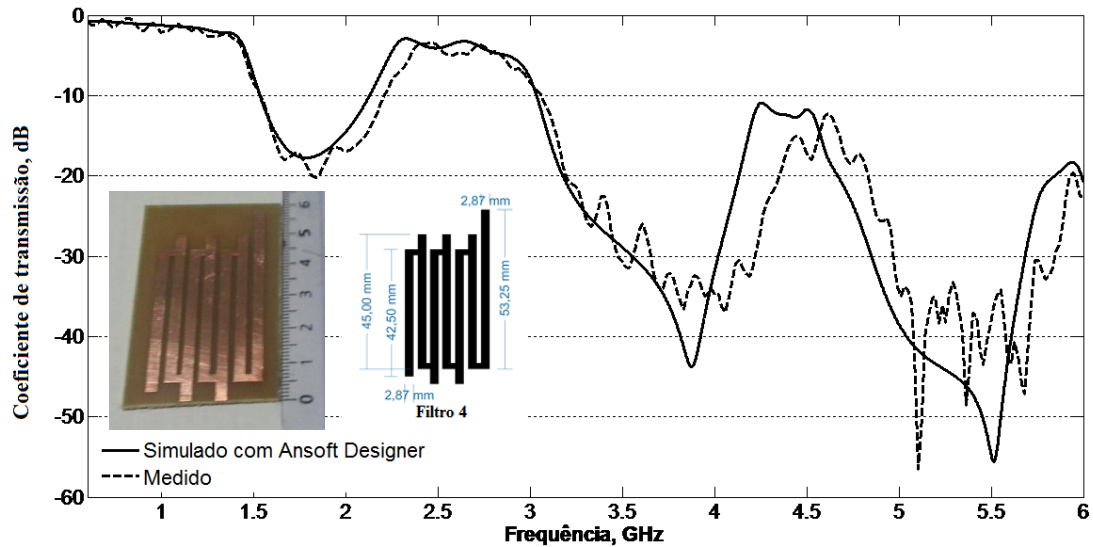


Figura 4.13 - Comparação dos dados simulados e medidos do Filtro 4 e foto do protótipo

A Figura 4.14 mostra uma comparação entre resultados simulados e medidos da perda de retorno da *Filtenna* 5, *filtenna* essa, que é a junção do filtro 4 (figura 4.13) e a antena 1. Os resultados simulados foram obtidos através do *Ansoft HFSS*, sendo observada uma ótima concordância entre os mesmos.

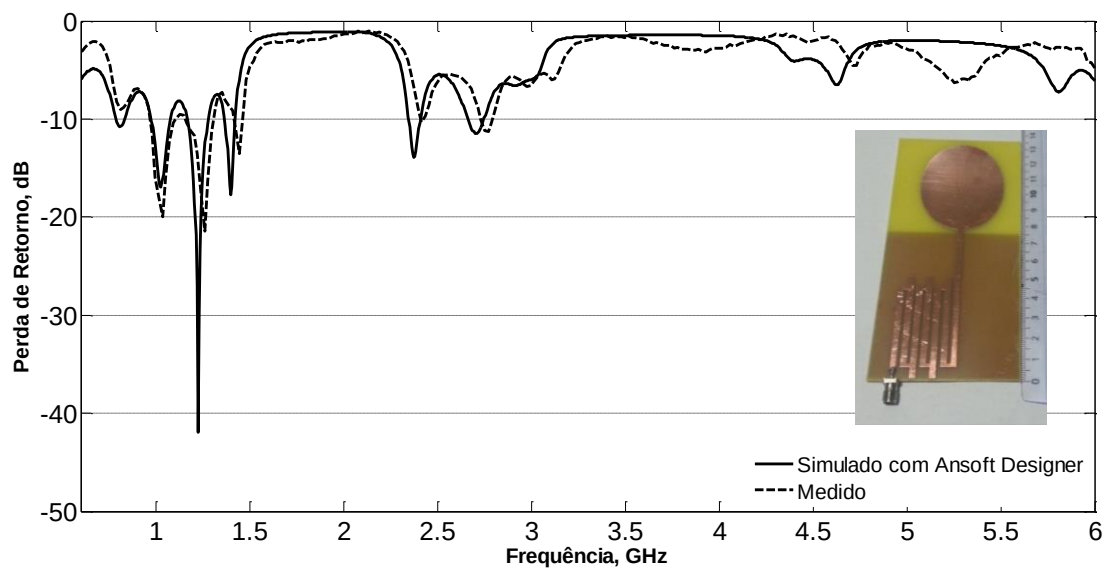


Figura 4.14 - Comparação dos dados simulados e medidos da *Filtenna* 5 e foto do protótipo

As Figuras 4.15 e 4.16 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a *filtenna* 5. Observa-se que o filtro não interferiu significativamente no diagrama de radiação.

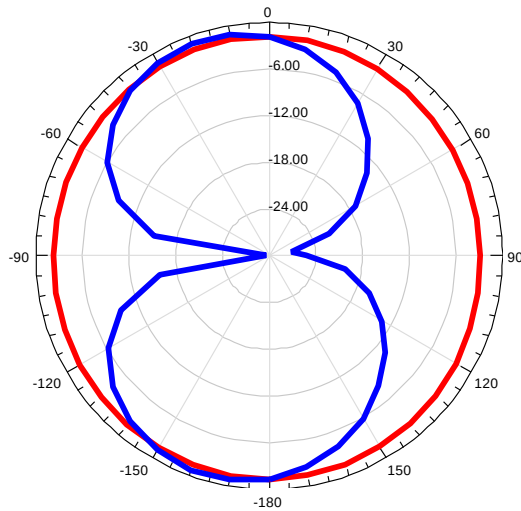


Figura 4.15 - Diagrama 2D Filtenna 5 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

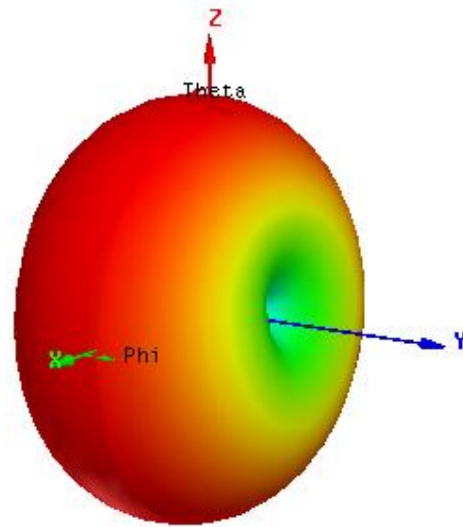


Figura 4.16 - Diagrama 3D Filtenna 5

A Figura 4.17 mostra uma comparação entre resultados simulados e medidos para o coeficiente de transmissão do Filtro 5, sendo observada mais uma vez boa concordância entre os mesmos.

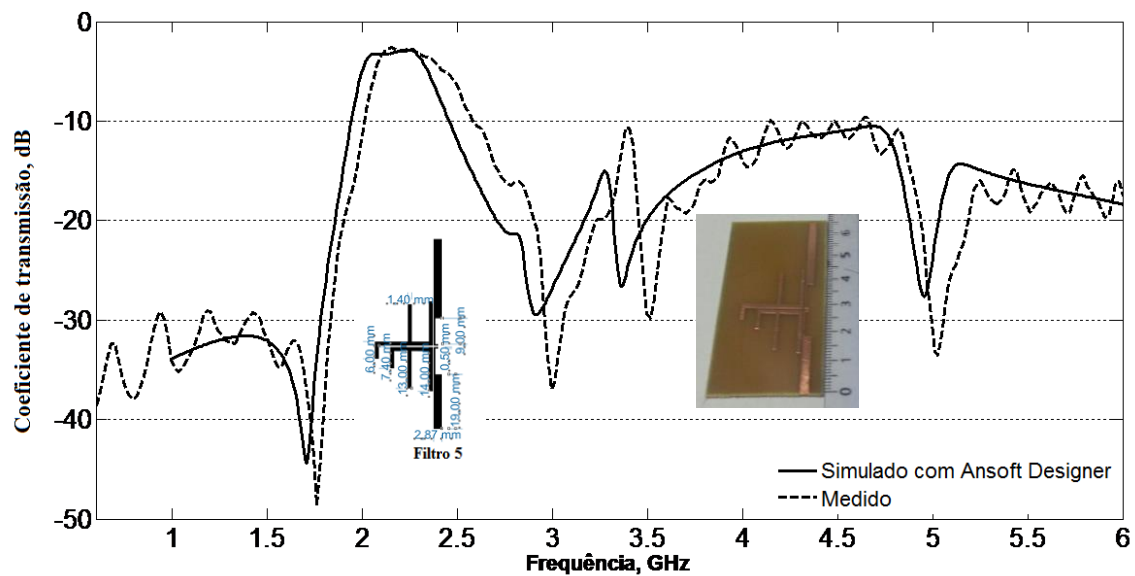


Figura 4.17 - Comparação dos dados simulados e medidos do Filtro 5 e foto do protótipo

A Figura 4.18 mostra uma comparação entre resultados simulados e medidos da perda de retorno para a *filtenna* 6, sendo observada boa concordância entre os mesmos.

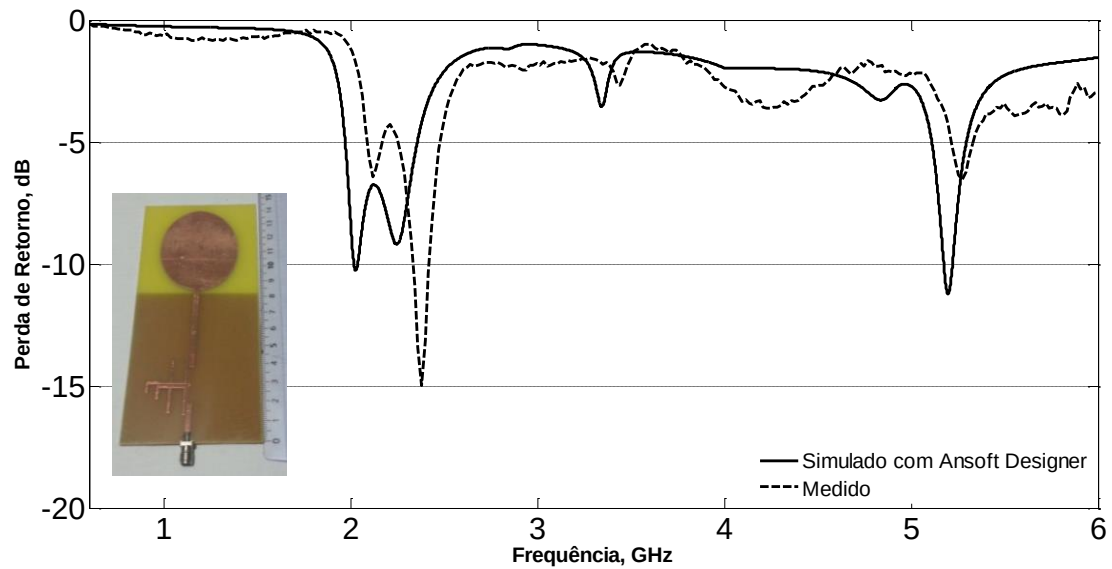


Figura 4.18 - Comparação dos dados simulados e medidos da *Filtenna* 6 e seu respectivo protótipo

As Figuras 4.19 e 4.20 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a *filtenna* 6. Observa-se que a integração do filtro interferiu discretamente no diagrama de radiação.

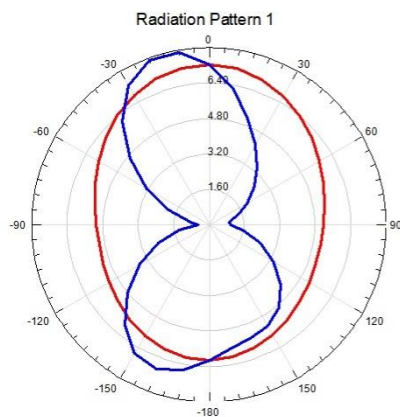


Figura 4.19 - Diagrama 2D *Filtenna* 6 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

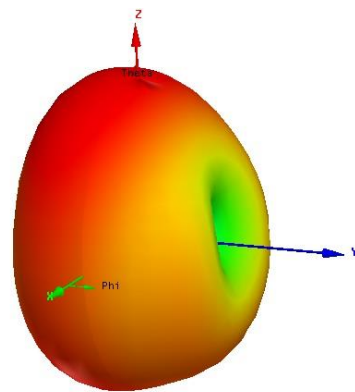


Figura 4.20 - Diagrama 3D *Filtenna* 6

A Figura 4.21 mostra uma comparação entre resultados simulados e medidos para o a perda de inserção da Antena 7, sendo observada concordância entre os mesmos.

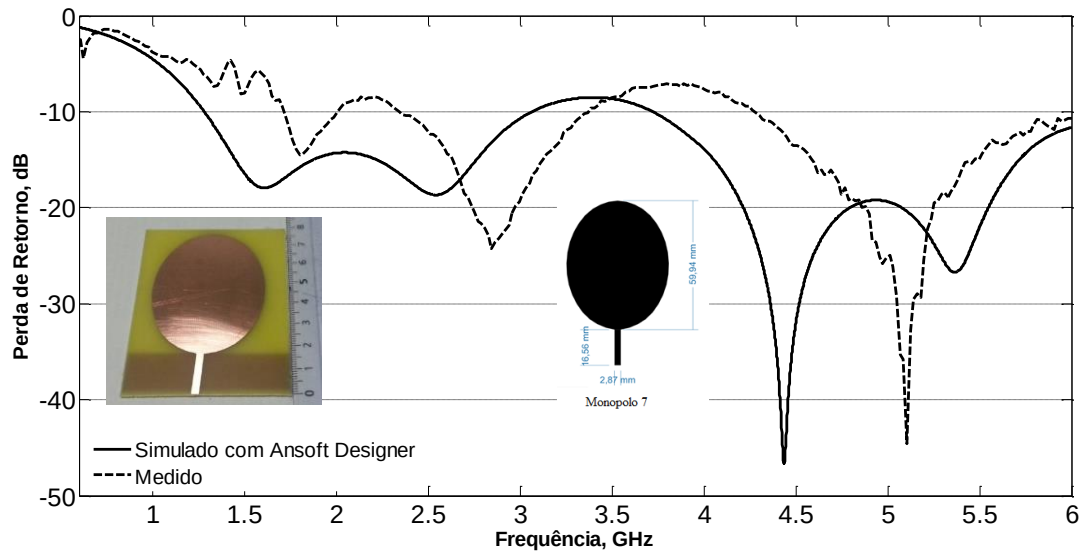


Figura 4.21 - Comparação dos dados simulados e medidos da Antena 7 e seu respectivo protótipo

As Figuras 4.22 e 4.23 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a Antena 7.

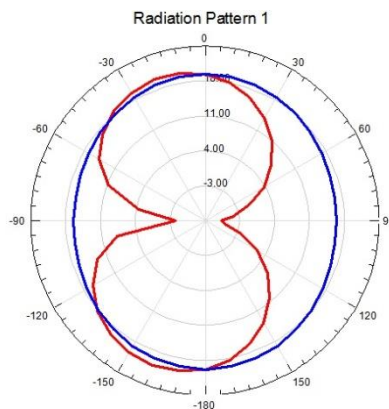


Figura 4.22 - Diagrama 2D da Antena 7 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

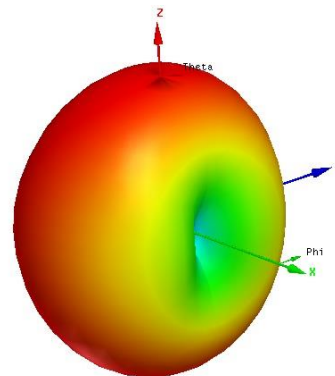


Figura 4.23 - Diagrama 3D da Antena 7

A Figura 4.24 mostra uma comparação entre os resultados simulados e medidos da perda de retorno da *Filtenna* 8, sendo observada boa concordância entre os mesmos. A simulação foi efetuada através do *Ansoft HFSS*.

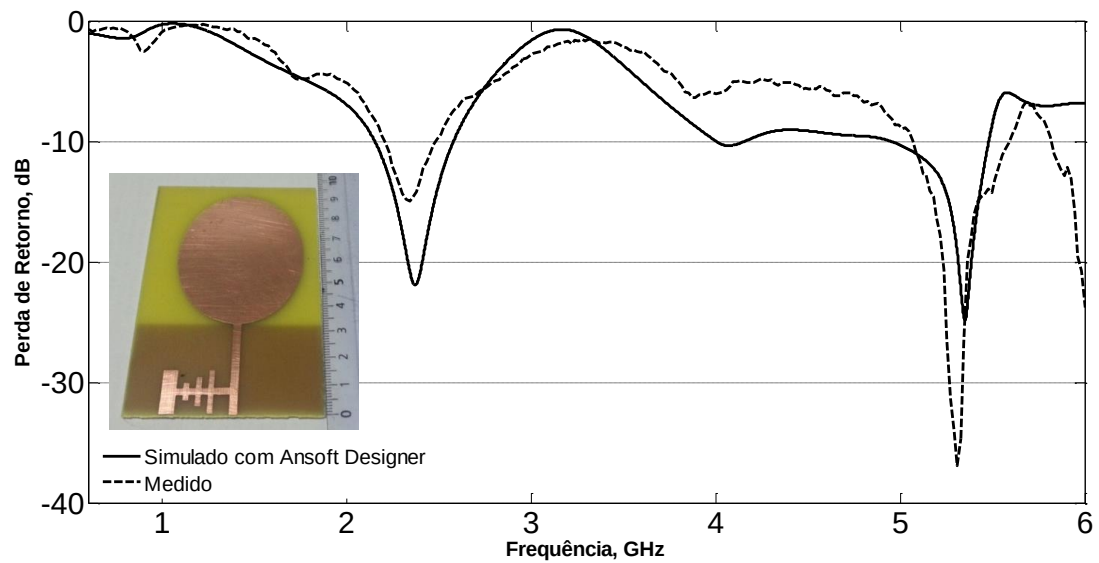


Figura 4.24 - Comparação dos dados simulados e medidos da *Filtenna 8* e foto do protótipo

As Figuras 4.25 e 4.26 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a *Filtenna 8*. Observa-se que a integração do filtro interferiu muito discretamente no diagrama de radiação.

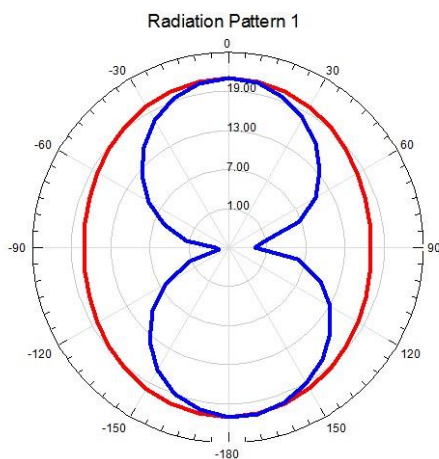


Figura 4.25 - Diagrama 2D *Filtenna 8* em $\phi = 0^\circ$ e 90°

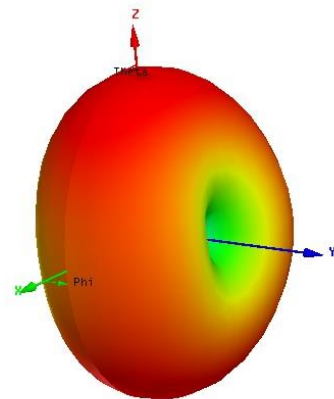


Figura 4.26 - Diagrama 3D *Filtenna 8*

A Figura 4.27 mostra uma comparação entre os resultados simulados e medidos da perda de retorno da *Filtenna 9*, sendo observada uma boa concordância entre os mesmos. A simulação foi efetuada através do *Ansoft HFSS*.

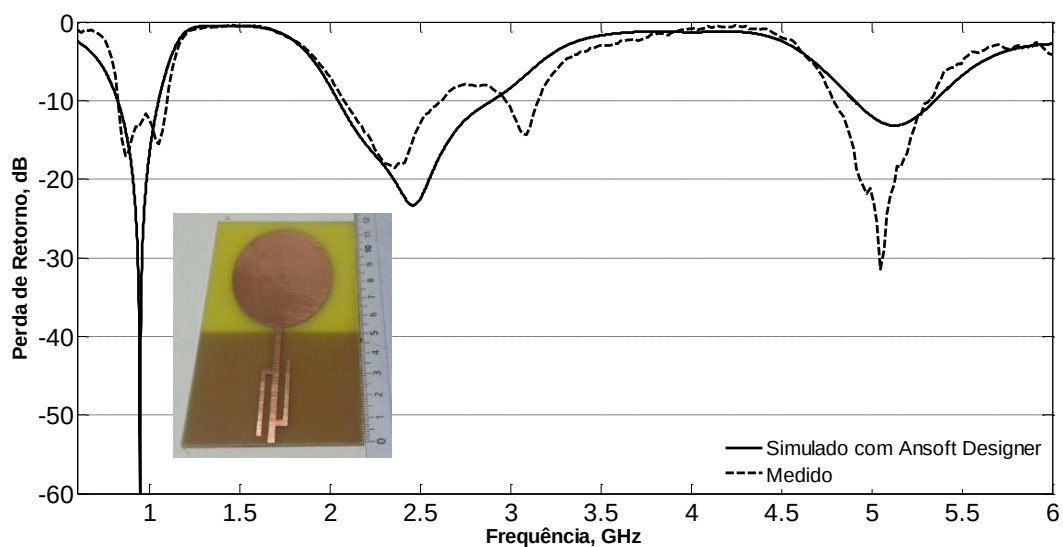


Figura 4.27 - Comparação dos dados simulados e medidos da *Filtenna 9* e foto do protótipo

As Figuras 4.28 e 4.29 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a *Filtenna 9*. Observa-se que a integração do filtro praticamente não interferiu no diagrama de radiação.

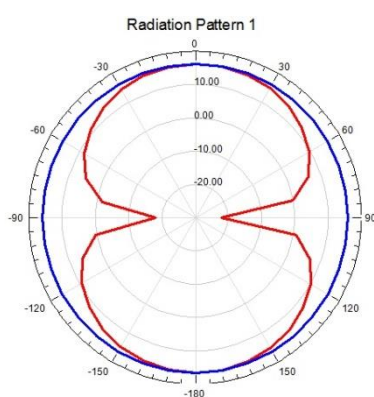


Figura 4.28 - Diagrama 2D *Filtenna 9* em $\phi = 0^\circ$ e 90°

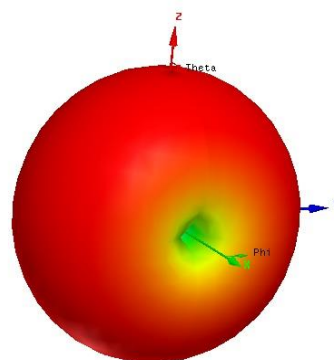


Figura 4.29 - Diagrama 3D *Filtenna 9*

A Figura 4.30 mostra uma comparação entre os resultados simulados e medidos da perda de retorno da *Filtenna* 10, sendo observada uma boa concordância entre os mesmos. A simulação foi efetuada através do *Ansoft* HFSS.

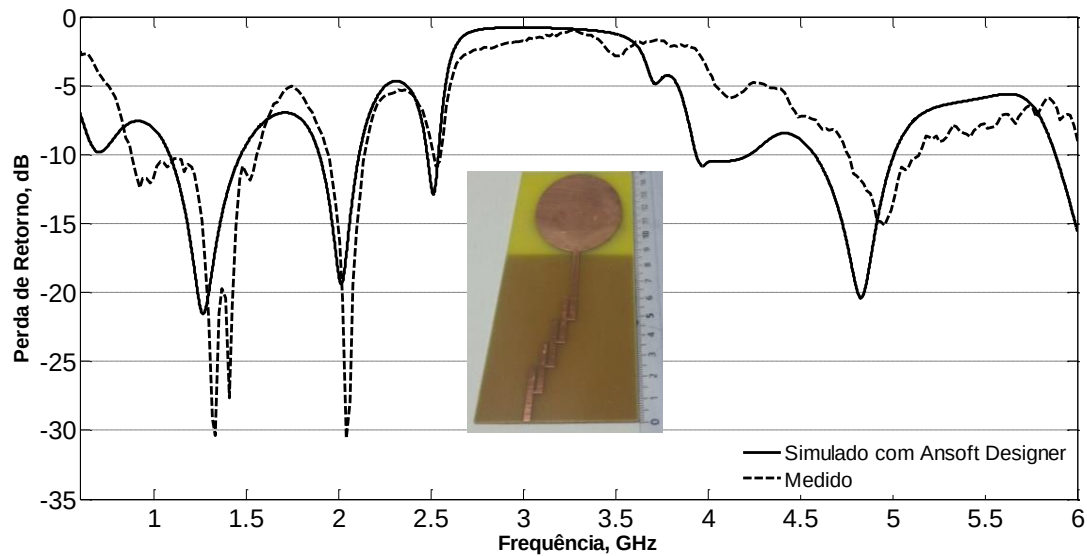


Figura 4.30 - Comparação dos dados simulados e medidos da *Filtenna* 10 e foto do protótipo

As Figuras 4.31 e 4.32 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a *Filtenna* 10. Observa-se que a integração do filtro praticamente não interferiu no diagrama de radiação.

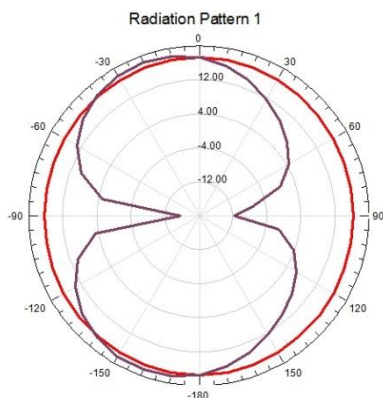


Figura 4.31 - Diagrama 2D *Filtenna* 10 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

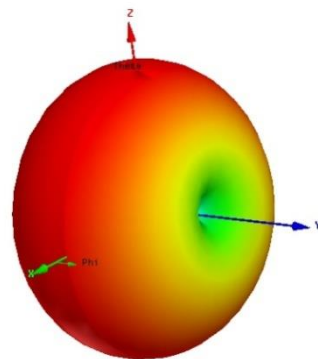


Figura 4.32 - Diagrama 3D *Filtenna* 10

A Figura 4.33 mostra uma comparação entre os resultados simulados e medidos da perda de retorno da *Filtenna* 11, sendo observada concordância entre os mesmos. A simulação foi efetuada através do Ansoft HFSS.

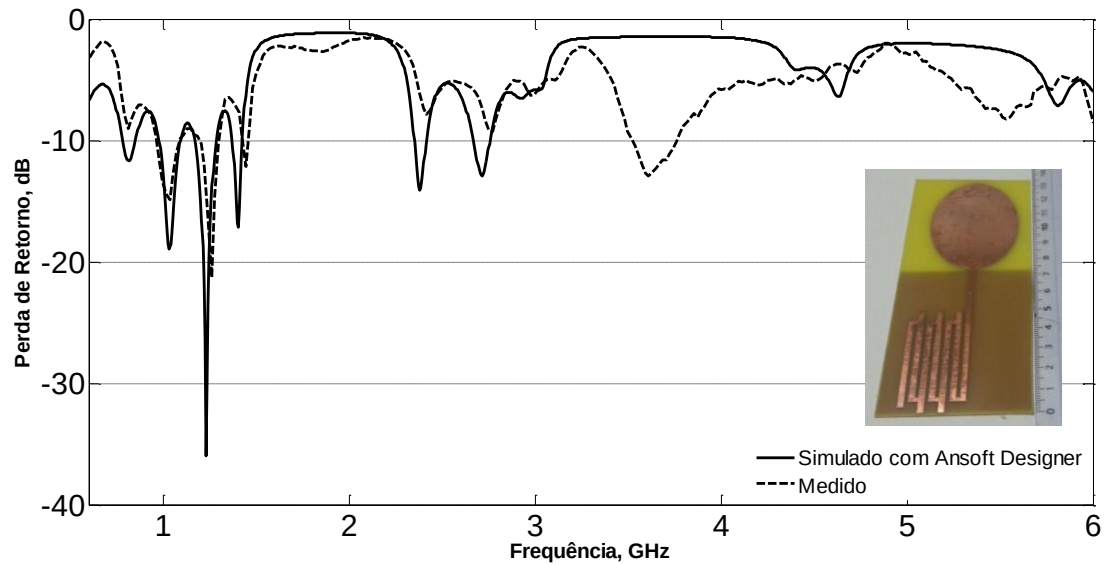


Figura 4.33 - Comparação dos dados simulados e medidos da *Filtenna* 11 e foto do protótipo

As Figuras 4.34 e 4.35 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a *Filtenna* 11. Observa-se que a integração do filtro praticamente não interferiu no diagrama de radiação.

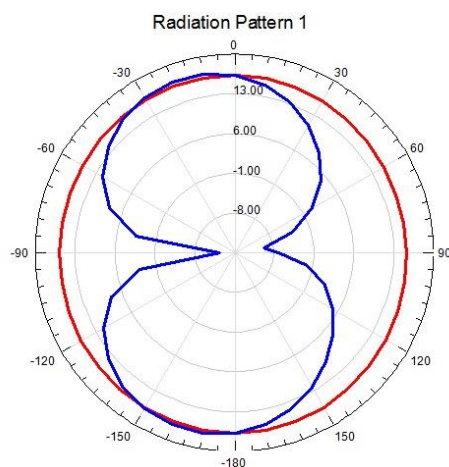


Figura 4.34 - Diagrama 2D *Filtenna* 11 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

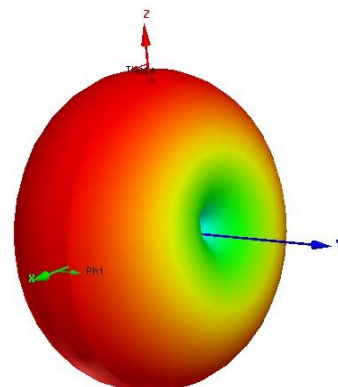


Figura 4.35 - Diagrama 3D *Filtenna* 11

A Figura 4.36 mostra uma comparação entre os resultados simulados e medidos da perda de retorno da *Filtenna* 12, sendo observada uma boa concordância entre os mesmos. A simulação foi efetuada através do *Ansoft HFSS*.

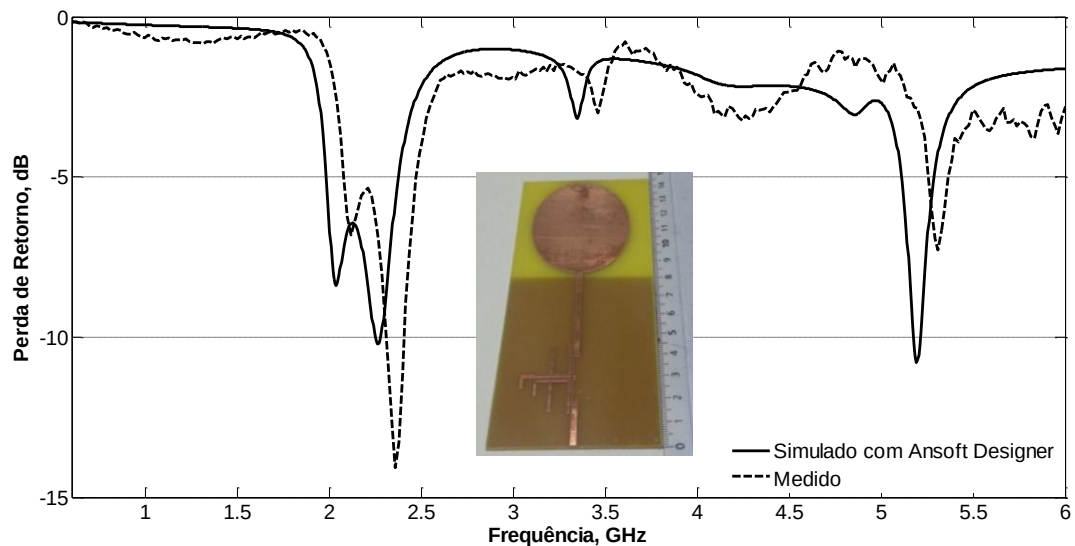


Figura 4.36 - Comparação dos dados simulados e medidos da *Filtenna* 12 e seu respectivo protótipo

As Figuras 4.37 e 4.38 mostram diagramas de radiação 2D e 3D, respectivamente, para a *Filtenna* 12. Observa-se que a integração do filtro interferiu no diagrama de radiação, sem alterar significativamente a característica *omnidirecional*.

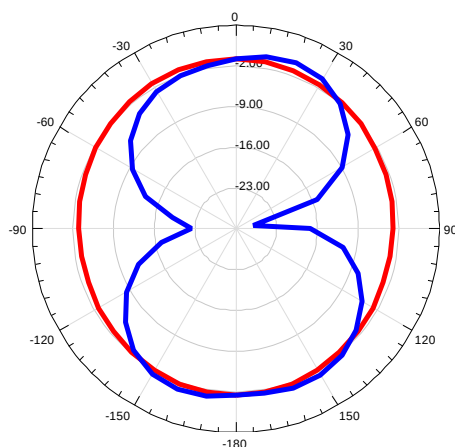


Figura 4.37 - Diagrama 2D *Filtenna* 12 em $\phi = 0^\circ$ e 90°

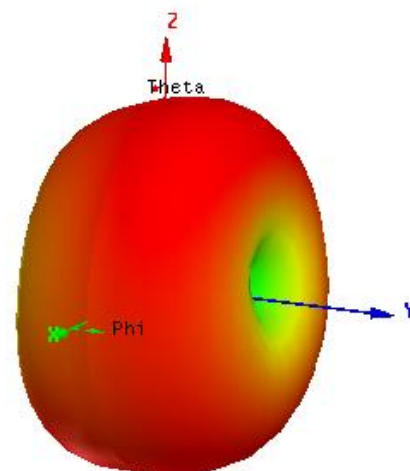


Figura 4.38 - Diagrama 3D *Filtenna* 12

Tabela 4.1 - Faixas de operação e larguras de banda dos filtros, monopolos e *filtennas* considerados.

Antenas	Faixa em (GHz) -10dB	BW medido (MHz)	<i>Filtennas</i>	Faixa em (GHz) -10dB	BW medido (MHz)	Filtros	Banda rejeitada (GHz)
1	1,73 - 3,43	1699	2	2,2 - 2,45	250	1	0,94 - 1,3
	4,21 - 5,4	1194		5,1 - 5,55	40		3 - 3,45
				5,8 - 6	200		
7	1,71 - 2	294	3	0,89 - 1,45	560	2	2,6 - 3,8
	2,34 - 3,37	1027		1,9 - 2,12	224		
	4,3 - 6	1717		2,5 - 2,53	56		
				4,6 - 5,31	728		
			4	3,3 - 3,4	100	3	1,2 - 1,7
				5 - 5,15	150		3 - 3,3
							3,4 - 3,49
							3,63 - 4,62
			5	0,98 - 1,1	120	4	1,54 - 2,2
				1,2 - 1,3	100		3,1 - 6
				2,4	100		
				2,7 - 2,8			
			6	2,35 - 2,42	70	5	0,4 - 2
							2,59 - 6

	8	2,2 - 2,48	280	1	0,94 - 1,3
		5 - 5,6	600		3 - 3,45
		5,8 - 6	200		
	9	0,83 - 1,1	270	3	1,2 - 1,7
		2,1 - 2,6	500		3 - 3,3
		3 - 3,15	150		3,4 - 3,49
		4,8 - 5,3	500		3,63 - 4,62
	10	0,89 - 1,56	672	2	2,6 - 3,8
		1,95 - 2,14	186		
		4,77 - 5,14	373		
	11	0,98 - 1,1	120	4	1,54 - 2,2
		1,2 - 1,3	100		3,1 - 6
		3,5 - 3,77	270		
	12	2,3 - 2,4	100	5	0,4 - 2
					2,59 - 6

Tabela 4.2 - Faixas de frequências consideradas neste trabalho

Faixa	Regulamentação (Anatel)	Frequências (MHz)	Observação
2,6 GHz	<u>Res. 429</u> (13/02/06)	2500 - 2530 (FDD) 2570 - 2620 (TDD) 2620 - 2650 (FDD)	Compartilhada com o MMDS
3,5 GHz	<u>Res. 416</u> (14/10/05)	3400 a 3600	em licitação
5 GHz	<u>Res. 506</u> (01/07/08) Seção X	5150 - 5350 5470 - 5725	Não precisa de licença

4.3 – Conclusão

As *filtennas* estudadas neste trabalho têm como objetivo principal preservar o diagrama de radiação da antena (considerada isoladamente), porém reduzir a sua largura de banda. Geralmente as antenas de microfita possuem largura de banda muito estreita, mas não diagramas de radiação *omnidirecionais*.

Os monopolos de microfita investigados neste capítulo foram numerados para melhor organização do texto. Por exemplo, a antena 1 é o monopolo elíptico com eixo maior igual a 2,8 cm e a antena 7 é o monopolo com eixo maior igual a 3,0 cm.

As *filtennas* também foram numeradas. Por exemplo, as *filtennas* 2, 3, 4, 5 e 6 correspondem às estruturas obtidas com a integração dos filtros analisados, no monopolo de 2,8 cm. As *filtennas* 8, 9, 10, 11 e 12 correspondem às estruturas obtidas com a integração dos mesmos filtros no monopolo de 3,0 cm.

Todos os monopolos e *filtennas* foram simulados, sendo obtidos os diagramas de radiação na frequência de 2,4 GHz, de interesse maior neste trabalho, por conta das muitas aplicações em sistemas de comunicações sem fio.

Foram efetuadas comparações entre resultados simulados e medidos, sendo observada concordância entre os mesmos.

No próximo capítulo, serão apresentadas as conclusões principais deste trabalho e algumas sugestões para a continuidade do trabalho.

CAPÍTULO 5

Conclusão

Este trabalho apresentou a integração de um monopolo elíptico de microfita, que é uma antena UWB com diagrama de radiação *omnidirecional*, com um filtro de microfita, que apresenta resposta em faixa larga, de modo a constituir um terceiro dispositivo de micro-ondas, a *filtenna*.

As propriedades dos filtros e monopolos planares de microfita descritas nos capítulos anteriores foram usadas nas escolhas das geometrias para a concepção das *filtennas*. Algumas das configurações de filtros consideradas neste trabalho foram propostas por outros autores, mas várias delas foram concebidas e propostas pela primeira vez, assim como as configurações planares das *filtennas*.

A concepção das geometrias das *filtennas* foi orientada de modo a manter o diagrama de radiação da antena (quando isolada), porém com redução das suas larguras de banda, de modo a desenvolver antenas de microfita de faixa estreita (mas não muito) com diagrama de radiação *omnidirecional*. Essa orientação foi definida, pois usualmente as antenas de microfita apresentam larguras de banda muito estreitas o que corresponde a principal desvantagem, e diagramas de radiação direcionais.

Foram apresentados resultados simulados e medidos, obtidos para diversas configurações de filtros de microfita, de monopolos planares de microfita e de *filtennas*. Também foram efetuadas comparações entre os resultados simulados e medidos, observando-se concordância em todos os casos.

Neste trabalho foram consideradas cinco configurações de filtros de microfita, que foram simulados com o *Ansoft Designer* e medidos, para fins de comparação. Deve ser mencionado que o foco principal no desenvolvimento dos filtros não foi voltado para a miniaturização, tanto que foram consideradas geometrias baseadas em seções de linhas de transmissão o que resultou em filtros de dimensões milimétricas.

Foram consideradas antenas de microfita do tipo monopolo elíptico com dois diferentes comprimentos de eixos maiores, um com 2,8 cm e outro com 3,0 cm. A escolha desse tipo de monopolo se deu em função da forma do seu diagrama de radiação, que é *omnidirecional*. As antenas desenvolvidas foram simuladas através do *Ansoft HFSS* e medidas, sendo observada concordância entre os resultados obtidos.

Os monopolos e os filtros foram projetados principalmente para faixas de frequência situadas entre 2 GHz e 6 GHz. Entretanto, o trabalho realizado não se limita a essas faixas, podendo ser útil em várias outras aplicações, como em satélites, radares, e comunicação celular, dentre outras, que requeiram diagramas de radiação *omnidirecionais*.

Foram realizadas algumas simulações e medições com a inserção de filtros na linha de alimentação dos monopolos elípticos. Ao todo, foram construídos cinco filtros, dois monopolos e 12 *filtennas*. Em geral, a comparação entre resultados simulados e medidos, apresentou boa concordância, validando o uso dos softwares empregados. Todos os diagramas de radiação foram simulados para 2,4 GHz, mesmo para os casos em que as *filtennas* não apresentavam ressonância adequada, embora que em todos os casos, nesta frequência de 2,4 GHz, apresentaram perdas de retorno inferiores a -8 dB.

Os objetivos principais deste trabalho foram alcançados, com o desenvolvimento das geometrias das *filtennas* propostas, construídas e medidas. Observou-se claramente uma coerência nos resultados obtidos, o que permitiu alcançar o objetivo principal do projeto que foi reduzir a largura de banda de monopolos que por natureza possuem características UWB, preservando o diagrama de radiação original do monopolo.

Para trabalhos futuros, um estudo aprofundado sobre uma maneira de integrar o filtro de uma forma mais adequada, que contribua para a miniaturização das dimensões das *filtennas*, preservando as características obtidas. Além disso, também, pretende investigar os efeitos da utilização de materiais cerâmicos de alta permissividade e de metamateriais, com o objetivo de reduzir as dimensões das antenas dos filtros e das *filtennas*. Outras concepções de filtros também serão consideradas, inclusive as de filtros reconfiguráveis com dispositivos ativos que possam mudar a configuração da *filtenna* computacionalmente, ou seja, comandos automáticos ativarão os componentes ativos do circuito, mudando o comportamento da *filtenna*.

Referências

- [1] W. Wang e X. Lin, “A dual-band bandpass filter using open-loop resonator”, *5th Global Symposium Millimeter Waves (GSMM 2012)*, Harbin, China, pp. 575-578, 2012.
- [2] W. He, Z. Ma, C.-P. Chen, T. Anada e Y. Kobayashi, “A novel dual-band bandpass filter using microstrip stub-loaded two-mode resonators with source and load coupling”, *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2008)*, Macau, China, pp.1-4, 2008.
- [3] R. Gomez-Garcia, M. Sanchez-Renedo e J.-M. Munoz-Ferreras, “A type of planar array-antenna feeding network with single/multiband filtering capability”, *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 1271-1274, 2010.
- [4] F. C. Chen, Q.-X. Chu, Z. H. Li e X. H. Wu, “Compact dual-band bandpass filter with controllable bandwidths using stub-loaded multiple-mode resonator”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 6, no. 10, pp. 1172-1178, 2012.
- [5] C.-F. Chen, “Design of a compact microstrip quint-band filter based on the tri-mode stub-loaded stepped-impedance resonators”, *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 7, pp. 357-359, 2012.
- [6] K.-W. Hsu e W.-H. Tu, “Design of a novel four-band microstrip bandpass filter using double-layered substrate”, *IEEE MTT-S Int. Symp.*, Boston, MA, pp.1041-1044, 2009.
- [7] C.-F. Chen, T.-Y. Huang e R.-B. Wu, “Design of dual- and triple-passband filters using alternately cascaded multiband resonators”, *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, vol. 54, no. 9, pp. 3550-3558, 2006.
- [8] D. Zayniyev e D. Budimir, “Dual-band microstrip antenna filter for wireless communications”, *IEEE Antennas Propagation Society Int. Symp. (AP-S 2010)*, Toronto, Canada, pp. 1-4, 2010.
- [9] C. Karpuz e A. Gorur, “Dual-mode dual-band microstrip filters”, *European Microwave Conference (EuMC 2009)*, Rome, Italy, pp. 105-108, 2009.

- [10] A. Abramowicz, "Microstrip filters based on dual-mode planar resonators", *14th Int. Conf. Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON 2002)*, Gdansk, Poland, vol. 2, pp. 616-619, 2002.
- [11] F.-C. Chen e Q.-X. Chu, "Tri-band bandpass filter using assembled multiband resonators", *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2008)*, Macau, China, pp.1-4, 2008.
- [12] R. Mehran, "Computer-aided design of microstrip filters considering dispersion, loss, and discontinuity effects", *IEEE Transactions Microwave Theory Techniques*, vol. 27, no. 3, pp. 239-245, 1979.
- [13] J.-S. Hong e M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*, Wiley-Interscience, New York, 2001.
- [14] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed., New York, Wiley, 2005.
- [15] G. Kumar e K. P. Ray, *Broadband microstrip antennas*, Artech House, Norwood, MA, 2003.
- [16] N. P. Agrawall, G. Kumar e K. P. Ray, "Wide-band planar monopole antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 46, no. 2, pp. 294-295, 1998.
- [17] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen e C. G. Parini, "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 53, no. 11, pp. 3500-3504, 2005.
- [18] Y.-L. Kuo e K.-L. Wong, "Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 51, no. 9, pp. 2187-2192, 2003.
- [19] S.-Y. Suh, W. L. Stutzman e W. A. Davis, "A new ultrawideband printed monopole antenna: the planar inverted cone antenna (PICA)," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 52, no. 5, pp. 1361-1364, 2004.
- [20] K.-H. Kim, Y. J. Cho, S. H. Hwang e S.-O. Park, "Band-notched UWB planar monopole antenna with two parasitic patches", *Electronics Letters*, vol. 41, no. 14, pp. 783-785, 2005.
- [21] C. L. Nóbrega, "Otimização dos parâmetros de monopolos planares de microfita para aplicações em sistemas de banda ultra larga", Universidade Federal do Rio Grande do

Norte (UFRN), Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Natal, RN, 2008.

- [22] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen e C. G. Parini, "Printed circular disc monopole antenna for ultra-wideband applications", *Electronics Letters*, vol. 40, no. 20, pp. 1246-1247, 2004.
- [23] C.-I Lin e K.-L. Wong, "Printed monopole slot antenna for internal multiband mobile phone antenna", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3690-3697, 2007.
- [24] J. Jung, W. Choi e J. Choi, "A small wideband microstrip-fed monopole antenna", *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol.15, no.10, pp.703-705, 2005.
- [25] K. Chung, J. Kim e J. Choi, "Wideband microstrip-fed monopole antenna having frequency band-notch function", *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol.15, no.11, pp.766-768, 2005.
- [26] C.-C. Lin, Y.-C. Kan, L.-C. Kuo e H.-R. Chuang, "A planar triangular monopole antenna for UWB communication", *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol. 15, no.10, pp. 624-626, 2005.
- [27] J.-Y. Jan e L.-C. Tseng, "Small planar monopole antenna with a shorted parasitic inverted-L wire for wireless communications in the 2.4-, 5.2-, and 5.8-GHz bands", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 52, no. 7, pp. 1903-1905, 2004.
- [28] S. Yu, W. Hong, C. Yu, H. Tang, J. Chen e Z. Kuai, "Integrated millimeter wave filtenna for Q-LINKPAN application", *6th European Conf. Antennas Propagation (EuCAP 2012)*, Prague, Czech Republic, pp. 1333-1336, 2012.
- [29] C. Yu, W. Hong, Z. Kuai e H. Wang, "Ku-band linearly polarized omnidirectional planar filtenna", *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 310-313, 2012.
- [30] G. Q. Luo, W. Hong, H. J. Tang, J. X. Chen, X. X. Yin, Z. Q. Kuai e K. Wu, "Filtenna consisting of horn antenna and substrate integrated waveguide cavity FSS", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 55, no. 1, pp. 92-98, Jan. 2007.
- [31] L. Cifola, D. Cavallo, G. Gerini, S. Savoia, A. Morini e G. Venanzoni, "Common-mode rejection in a phased-array filtenna of connected dipoles", *6th European Conf. Antennas Propagation (EuCAP 2012)*, Prague, Czech Republic, pp.1-5, 2012.

- [32] M. Kufa e Z. Raida, "Design of filtenna with fractal defected ground structure", *7th European Conf. Antennas Propagation (EuCAP 2013)*, Gothenburg, Sweden, pp. 1278-1280, 2013.
- [33] Y. Tawk, J. Costantine e C. G. Christodoulou, "A varactor-based reconfigurable filtenna", *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp.716-719, 2012.
- [34] Y. Lu, H.-J. Lam e J. Bornemann, "Coplanar printed-circuit antenna with band-rejection elements for ultra-wideband filtenna applications", *IEEE Antennas Propagation Soc. Int. Symp.*, pp. 1-4, 2008.
- [35] L. Cifola, G. Gerini e A. Morini, "Design of a low profile phased array *filtenna* with frequency agility and wide spurious rejection band", *7th European Conf. Antennas Propagation (EuCAP 2013)*, Gothenburg, Sweden, pp. 1196-1200, 2013.
- [36] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. T. Williams e S. A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line-fed patch antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 49, pp. 45-47, 2001.
- [37] T. Samaras, A. Kouloglou e J. N. Sahalos, "A note on the impedance variation with feed position of a rectangular microstrip-patch antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 46, pp. 90-92, 2004.
- [38] S. Satthamsakul, N. Anantrasirichai, C. Benjangkaprasert e T. Wakabayashi, "Rectangular patch antenna with inset feed and modified ground-plane for wideband antenna", *SICE Annual Conference 2008*, Tokyo, Japan, pp. 3400-3403, 2008.
- [39] I. Wolff, G. Kompa e R. Mehran, "Calculation method for microstrip discontinuities and T-junctions", *Electronics Letters*, vol. 8, pp. 177-179, 1972.
- [40] E. O. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design", *5th European Microwave Conference*, Hamburg, Germany, pp. 268-272, 1975.
- [41] C. A. Balanis, "*Antenna theory: analysis and design*", 3rd. ed., Nova Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [42] HFSS v11 *Getting started guide*, Ansoft Corporation, 2007.
- [43] ANSYS Ansoft, *HFSS user's guide*, 3rd ed., pp. 415-438, 2009.
- [44] <http://www.anatel.gov.br>
- [45] F. L. B. Ribeiro, "Introdução ao método dos elementos finitos (notas de aula)", COPPE/UFRJ, Programa de Engenharia Civil, Rio de Janeiro, RJ, 2004.