



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Laboratório de Micro-ondas e Eletromagnetismo Aplicados



Estudo e projeto de um Filtro Planar Rejeita Faixa Sintonizável em estrutura Metamaterial utilizando Varactores

Luciana Correia Lima de Medeiros

Campina Grande/PB
Janeiro de 2013



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Laboratório de Micro-ondas e Eletromagnetismo Aplicados



Estudo e projeto de um Filtro Planar Rejeita Faixa Sintonizável em estrutura Metamaterial utilizando Varactores

Luciana Correia Lima de Medeiros

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações

Orientador: Glauco Fontgalland, Dr.

Co-Orientador: Alexandre Jean René Serres, Dr.

Campina Grande/PB
Janeiro de 2013

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

M488e Medeiros, Luciana Correia Lima de.
Estudo e projeto de um filtro planar rejeita faixa sintonizável em estrutura metamaterial utilizando varactores. -- Campina Grande, 2013.
51 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2013.

"Orientação: Prof. Dr. Glauco Fontgalland, Prof. Dr. Alexandre Jean René Serres".
Referências.

1. Sistemas de Comunicação. 2. Estruturas Periódicas.
3. Metamateriais. 4. Filtros Sintonizáveis. 5. Planares e Rejeita Faixa. I. Fontgalland, Glauco. II. Serres, Alexandre Jean René.
III. Título.

CDU 621.391(043)

"FILTRO PLANAR REJEITA FAIXA SINTONIZÁVEL EM ESTRUTURA
MATEMATERIAL UTILIZANDO VARACTORES"


LUCIANA CORREIA LIMA DE MEDEIROS

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 22/02/2013


GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG
Orientador(a)


ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, Dr., UFCG
Orientador(a)


RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG
Examinador(a)


RUBEM ALVES DA SILVA, Dr., UFCG
Examinador(a)


ROBSON NUNES DE LIMA, Dr., UFBA
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Para realizar grandes conquistas, devemos não apenas agir, mas também sonhar; não apenas planejar, mas também acreditar.

François-Anatole Thibault

Agradecimentos

Aos meus orientadores, Glauco e Alexandre, que me ajudaram a trilhar o caminho do conhecimento, sempre prontos para me apoiar. Muito obrigada pela orientação da dissertação e compreensão. Agradeço a disponibilidade e todos os ensinamentos.

Aos meus pais, Demilton e Ana, pelo amor incondicional e pela paciência. Por terem feito o possível e o impossível para minha felicidade, acreditando e respeitando minhas decisões e nunca deixando que as dificuldades acabassem com meus sonhos, serei sempre imensamente grata.

Ao meu noivo, Hélder, que sempre me apoiou em todos os momentos, tanto no trabalho quanto na vida cotidiana. Seu apoio, força, motivação, amizade e companheirismo foram essenciais durante todo o trajeto desta dissertação.

Aos meus irmãos, Patrícia e Júnior, que estavam ao meu lado e me apoiaram na realização de meu sonho de obtenção do conhecimento. Agradeço imensamente pelo auxílio e motivação, e pela verdadeira amizade em todos os momentos e circunstâncias.

Aos meus amigos, Jobson e Aline, que estiveram presentes na minha vida profissional e pessoal, acreditando e contribuindo para o meu sucesso.

Agradeço a todas as pessoas do meu convívio que acreditaram e contribuíram, mesmo que indiretamente, para a conclusão deste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela concessão de bolsa de estudos na fase inicial do curso de mestrado.

Resumo

Nos sistemas de comunicação atuais, filtros sintonizáveis são utilizados em circuitos que necessitam trabalhar em diversas frequências, através do ajuste no nível de tensão DC. Além desta característica, outros fatores importantes na concepção de um circuito são o grau de integração, baixo custo e tamanho reduzido.

Visando esta necessidade, foram propostos filtros rejeita faixa sintonizáveis baseados em estruturas metamateriais em conjunto com diodos varactores. Este trabalho tem como objetivo apresentar o estudo e o projeto deste tipo de filtro. Onde, o uso de estruturas metamateriais possibilita obter um filtro com dimensões reduzidas e a inserção de varactores torna o filtro sintonizável em frequência.

Um estudo sobre filtros metamateriais (MTM) em radiofrequência (RF) foi feito para determinar a viabilidade do uso de MTM em filtros rejeita faixa. Em seguida, três filtros foram projetados e avaliados através de simulações. Depois, foram realizadas medições em um sistema protegido de interferências eletromagnéticas (EMI). Para isso, foram utilizados: um estabilizador de rede, um gerador de sinais, uma tenda blindada e um analisador de espectro.

O próximo passo foi realizar um estudo para verificar a possibilidade de tornar o filtro sintonizável através da inserção de varactores nos filtros metamateriais. Quatro modelos foram propostos e analisados através dos dados obtidos em simulações. Os resultados simulados e medidos são apresentados, bem como discutidos melhoramentos futuros para o filtro e para os procedimentos de medição.

Palavras-Chave: Estruturas periódicas, Metamateriais, Filtros Sintonizáveis, Planares e Rejeita Faixa.

Abstract

In present communication systems, tunable filters allow the circuits to work at several frequencies by adjusting the level of DC voltage. Beyond this functionality, others important factors in designing of the circuits, they are the degree of integration, low cost and small size.

Aiming this necessity, a tunable band reject filters have proposed based on metamaterials structures in conjunction with diode varactors. This paper aims to present the study and design of this type of filter. Where, the use of structures metamaterials possible to obtain a filter with reduced size and the insertion of varactors become the filter tunable in frequency.

A study of filters metamaterials (MTM) at Radiofrequency (RF) was done to determine the feasibility of using MTM in reject band filters. Then, three filters were designed and evaluated through simulations. After, measurements were performed on a system protected from electromagnetic interference (EMI). For this, we used: a stabilizer network, a signal generator, a tent shielded and a spectrum analyzer.

The next step was to conduct a study to determine the possibility to become tunable filter by inserting varactors filters in the structures MTM. Four models have been proposed and analyzed using data obtained from simulations. Simulated and measured results are presented and discussed future improvements to the filter and the measurement procedures.

Keywords: Periodic structures, Metamaterials, Varactors, Tunable, Planar and Band Reject Filters.

Sumário

Capítulo 1 – Introdução	1
Capítulo 2 – Filtros em Micro-ondas	5
2.1. Linhas de Transmissão Planares	7
2.2. Linha de Microfita ou Microstrip.....	Erreur ! Signet non défini.
2.3. Matriz ABCD e Matriz de espalhamento	11
2.4. Diodo Varactor ou Varicap.....	13
Capítulo 3 – Metamateriais	16
3.1. Definição e Classificação dos MTM	17
3.2. Filtros Planares Metamateriais	19
Capítulo 4 – Estudo e Projeto de Filtros rejeita faixa MTM	21
4.1. Configurações dos filtros MTM	21
4.2. Simulação dos filtros MTM.....	24
4.3. Medição dos filtros MTM	26
Capítulo 5 – Procedimentos de Medição contra EMI dos Filtros MTM.....	29
Capítulo 6 – Projeto de Filtros rejeita faixa MTM sintonizáveis.....	34
6.1. Estudo de caso com filtro utilizando o Modelo 1	38
6.2. Estudo de caso com filtro utilizando o Modelo 2	41
6.3. Estudo de caso com filtro utilizando o Modelo 3	43
6.4. Estudo de caso com filtro utilizando o Modelo 4	45
Capítulo 7 – Resultados, discussões e trabalhos futuros	48
Referências Bibliográficas.....	49

Lista de Acrônimos

CST	<i>Computer Simulation Technology Microwave Studio</i>
CRAF	Complementar do ressonador em anel fendido
DC	<i>Direct Current</i> - Corrente contínua
DNG	Materiais duplamente negativos
DPS	Materiais duplamente positivos
EBG	<i>Electromagnetic Bandgap</i> - Materiais à Banda Eletromagnética Proibida
EM	Eletromagnético
ENG	<i>Epsilon Negative</i> - Materiais com permissividade negativa
FCC	<i>Federal Communications Commission</i> - Órgão Regulador das Telecomunicações nos Estados Unidos
LH	<i>Left Hand</i> - Meio cuja tríade vetorial é dada pela regra da mão esquerda
LISN	<i>Line Impedance Stabilization Network</i> - Rede de estabilização de impedância de linha
LT	Linha de transmissão
MEMS	<i>Microelectromechanical Systems</i> - Microsistemas Integrados
MNG	<i>Mu Negative</i> - Materiais com permeabilidade negativa
MTM	Meio metamaterial
NRI	<i>Negative Refractive Index</i> - Meios a índice de refração negativo
PIN	<i>Positive Intrinsic Negative</i>
RAF	Ressonador em anel fendido
RH	<i>Right Hand</i> - Meio cuja tríade vetorial é dada pela regra da mão direita
TB	Tenda blindada
TEM	Campo transversal eletromagnético
UWB	<i>Ultra-wideband</i> - Banda ultra larga
VCC	<i>Voltage Common Cathode</i> - Tensão à catodo comum

Lista de Símbolos

h	Altura do substrato (mm)
C	Capacitância (pF)
C_C	Capacitância da célula CRAF (pF)
C_j	Capacitância de junção com a tensão reversa (pF)
C_{j0}	Capacitância de junção inicial, sem a tensão reversa (pF)
γ	Coefficiente que relaciona C_j e V
λ_g	Comprimento de onda guiada (m)
t	Espessura da microfita e do plano de massa (mm)
f_c	Frequência de corte (Hz)
f_r	Frequência de ressonância (Hz)
n	Índice de refração
L	Indutância (nH)
L_C	Indutância da célula CRAF (nH)
ω	Largura da microfita (rad.s^{-1})
μ	Permeabilidade magnética em determinado meio (H.m^{-1} , N.A^{-2})
μ_0	Permeabilidade magnética no espaço livre (H.m^{-1} , N.A^{-2})
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
ε	Permissividade elétrica em determinado meio (F.m^{-1})
ε_0	Permissividade elétrica no vácuo (F.m^{-1})
ε_r	Permissividade elétrica relativa
p	Tamanho de uma célula MTM (mm)
V	Tensão reversa aplicada ao diodo varactor (V)
c	Velocidade da luz no vácuo (m.s^{-1})

Lista de Figuras

<i>Figura 1 – Estrutura de um filtro em EBG.....</i>	<i>2</i>
<i>Figura 2 – Tipos de filtros com relação à função.....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 3 – Tipos de filtros planares.....</i>	<i>7</i>
<i>Figura 4 – Alguns tipos de linha de transmissão: a) linha coaxial, b) linha bifilar e c) linha de microfita.</i>	<i>8</i>
<i>Figura 5 – Estrutura da linha de microfita.....</i>	<i>9</i>
<i>Figura 6 – Circuito equivalente de uma LT: a) sem perdas e b) com perdas.</i>	<i>10</i>
<i>Figura 7 – Rede de duas portas.</i>	<i>11</i>
<i>Figura 8 – Rede de duas portas com fonte de tensão na porta (1) e impedância casada na porta (2).....</i>	<i>12</i>
<i>Figura 9 – Símbolo do varactor.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 10 – Modelo do circuito elétrico equivalente do diodo varactor.</i>	<i>15</i>
<i>Figura 11 – Exemplo de curva da C_j para varactor trabalhando em frequências acima de 2,5 GHz fornecido pelo fabricante (SMV1405-SMV1430) [30].....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 12 – a) Conjunto de cilindros metálicos e b) Cilindro concêntrico com fendas.</i>	<i>16</i>
<i>Figura 13 – Estrutura 2D MTM proposta por Richard A. Shelby [33].....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 14 – a) Cristais fotônicos [37] e b) MTM demonstrados por Pendry [32].</i>	<i>18</i>
<i>Figura 15 – Classificação dos parâmetros dos meios eletromagnéticos possíveis.....</i>	<i>19</i>
<i>Figura 16 – À esquerda, o ressonador em anel fendido (RAF) e à direita, o complementar do ressonador em anel fendido CRAF.....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 17 – a) Vista em perspectiva, b) Vista superior e c) Vista inferior da configuração 01.....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 18 – Detalhe da célula CRAF utilizada no filtro da Figura 17.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 19 – a) Vista em perspectiva, b) Vista superior e c) Vista inferior da configuração 02.....</i>	<i>22</i>
<i>Figura 20 – Detalhe da célula CRAF utilizada no filtro da configuração 02.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 21 – Detalhe das células MTM no plano de terra do filtro da configuração 02.</i>	<i>23</i>
<i>Figura 22 – a) Vista em perspectiva, b) Vista superior e c) Vista inferior da configuração 03.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 23 – Detalhe da célula CRAF utilizada no filtro da configuração 03.</i>	<i>23</i>
<i>Figura 24 – Detalhe das células MTM no plano de terra do filtro da configuração 03.</i>	<i>24</i>
<i>Figura 25 – Resposta em frequência para o filtro da configuração 01.</i>	<i>24</i>

<i>Figura 26 – Resposta em frequência para o filtro da configuração 02.</i>	25
<i>Figura 27 – Resposta em frequência para o filtro da configuração 03.</i>	25
<i>Figura 28 – Analisador vetorial de rede (VNA – Vector Network Analyzer).</i>	26
<i>Figura 29 – Resposta do filtro da configuração 01 obtido através do VNA.</i>	26
<i>Figura 30 – Resposta do filtro da configuração 02 obtido através do VNA.</i>	27
<i>Figura 31 – Resposta do filtro da configuração 03 obtido através do VNA.</i>	27
<i>Figura 32 – Interferência eletromagnética, através: do espaço livre e de um meio condutor.</i>	29
<i>Figura 33 – Rede de Estabilização de Impedância de Linha (LISN)</i>	30
<i>Figura 34 – Tenda Blindada em detalhes.</i>	30
<i>Figura 35 – Posicionamento dos equipamentos para medição utilizando TB e LISN.</i>	31
<i>Figura 36 – S_{11} e S_{21} do filtro da configuração 01 protegido de EMI irradiadas e conduzidas.</i>	31
<i>Figura 37 – S_{11} e S_{21} do filtro da configuração 02 protegido de EMI irradiadas e conduzidas.</i>	32
<i>Figura 38 – S_{11} e S_{21} do filtro da configuração 03 protegido de EMI irradiadas e conduzidas.</i>	32
<i>Figura 39 – Comparação de S_{11}dB do filtro da configuração 01: simulação, medição com e sem a TB e o LISN.</i>	33
<i>Figura 40 – Circuito equivalente de uma LT de microfita.</i>	34
<i>Figura 41 – Circuito equivalente de uma célula CRAF alimentada por uma LT.</i>	34
<i>Figura 42 – Circuito equivalente em T para cálculo da célula CRAF alimentada por uma LT de microfita.</i>	35
<i>Figura 43 – Parâmetros S: magnitude em (dB) da célula circular.</i>	36
<i>Figura 44 – Parâmetros S: fase em (graus) da célula circular.</i>	36
<i>Figura 45 – Parâmetros S: magnitude em (dB) da célula retangular.</i>	36
<i>Figura 46 – Parâmetros S: fase (graus) da célula retangular.</i>	37
<i>Figura 47 – Célula circular à esquerda e célula retangular à direita.</i>	37
<i>Figura 48 – Comportamento da permissividade da célula CRAF alimentada por uma LT de microfita.</i>	38
<i>Figura 49 – a) Vista inferior do filtro da configuração 01 (modelo 1). b) Detalhe do filtro com uma célula.</i>	39
<i>Figura 50 – a) Vista inferior do filtro da configuração 02 (modelo 1). b) Detalhe do filtro com duas células.</i>	39
<i>Figura 51 – a) Vista inferior do filtro da configuração 03 (modelo 1). b) Detalhe do filtro com duas células.</i>	39
<i>Figura 52 – Resposta em frequência do modelo 1 para o filtro circular.</i>	40
<i>Figura 53 – Resposta em frequência do modelo 1 para o filtro retangular.</i>	40
<i>Figura 54 – Resposta em frequência do modelo 1 para o filtro retangular invertido.</i>	40

<i>Figura 55 – Vista superior do filtro da configuração 01 (modelo 2).</i>	<i>41</i>
<i>Figura 56 – Vista superior do filtro das configurações 02 e 03 (modelo 2).</i>	<i>41</i>
<i>Figura 57 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro circular.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 58 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro retangular.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 59 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro retangular invertido.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 60 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro retangular em detalhe.</i>	<i>43</i>
<i>Figura 61 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro retangular em detalhe.</i>	<i>43</i>
<i>Figura 62 – Vista superior do filtro da configuração 01 (modelo 3).</i>	<i>44</i>
<i>Figura 63 – Vista superior do filtro da configuração 02 e 03 (modelo 3).</i>	<i>44</i>
<i>Figura 64 – Resposta em frequência do modelo 3 para o filtro circular.</i>	<i>44</i>
<i>Figura 65 – Resposta em frequência do modelo 3 para o filtro retangular.</i>	<i>45</i>
<i>Figura 66 – Resposta em frequência do modelo 3 para o filtro retangular invertido.</i>	<i>45</i>
<i>Figura 67 – Comportamento da densidade de corrente sobre uma linha de microfita.</i>	<i>45</i>
<i>Figura 68 – Vista superior do filtro da configuração 01 (modelo 4).</i>	<i>46</i>
<i>Figura 69 – Vista superior do filtro da configuração 02 e 03 (modelo 4).</i>	<i>46</i>
<i>Figura 70 – Resposta em frequência do modelo 4 para o filtro circular.</i>	<i>46</i>
<i>Figura 71 – Resposta em frequência do modelo 4 para o filtro retangular.</i>	<i>46</i>
<i>Figura 72 – Resposta em frequência do modelo 4 para o filtro retangular invertido.</i>	<i>47</i>

Capítulo 1

Introdução

A miniaturização e a operação em várias faixas de frequências são características-chaves no mercado dos aparelhos modernos de comunicação sem fio. O surgimento de diferentes tecnologias para este fim resultou em demandas crescentes por elementos compactos, leves e de fácil reprodutibilidade e que trabalhassem em várias faixas de frequência. Com objetivo de suprir essa necessidade, novos tipos de materiais, chamados metamateriais, foram desenvolvidos.

Os metamateriais são definidos como materiais artificialmente modificados que exibem propriedades eletromagnéticas (EM) diferentes e têm estimulado um interesse de investigação significativo na última década. São formados por estruturas periódicas, cujo tamanho de uma célula é muito menor do que o comprimento de onda guiada.

Esse tipo de material apresenta valores negativos de permissividade ϵ , permeabilidade μ e índice de refração n , os quais não são encontradas em materiais convencionais. Essas propriedades permitiram o desenvolvimento de novos conceitos e dispositivos e suas possíveis utilizações em diversas aplicações [1] - [6]. Por exemplo, metamateriais com permissividade e permeabilidade simultaneamente negativas são referidos como materiais da mão esquerda ou *left-hand* (LH) [1].

Existem várias publicações científicas que utilizam diferentes tecnologias para construir filtros. Dentre elas, três tecnologias são as mais comuns na construção de filtros: linhas de microfita planares [7], ressonadores dielétricos [8] e cavidades em guias de onda [9]. Devido à boa reprodutibilidade, aos menores custos de implementação e à facilidade de interligação com outros sistemas planares, o modelo de linhas de microfita foi escolhido.

Dentre as várias técnicas para obter filtros planares através de Linhas de Transmissão (LT), foi escolhido o modelo que utiliza uma LT de microfita e um plano de massa com

fendas. Onde, a LT de microfita é utilizada como alimentação do circuito e as fendas no plano de massa são projetadas para obter as características desejadas do filtro. Um exemplo desse tipo de filtro são os materiais à Banda Eletromagnética Proibida (EBG), como pode ser visto na Figura 1.

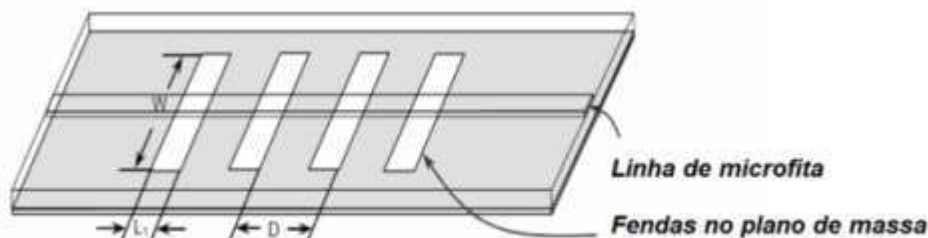


Figura 1 – Estrutura de um filtro em EBG.

Esses materiais são utilizados para minimizar o efeito Bragg, que é a interferência que ocorre entre a onda incidente na estrutura e o conjunto de ondas geradas pela modulação periódica de índice de refração.

No entanto, em certas frequências, para obter um filtro em EBG com banda larga de rejeição, a quantidade de fendas necessárias aumenta, fazendo com que a estrutura tenha uma dimensão indesejável em projetos onde tamanhos reduzidos são necessários.

Uma alternativa para as estruturas EBG são os materiais da mão esquerda (LH) ou materiais duplamente negativos (DNG). A principal vantagem, em relação às estruturas EBG, é o tamanho da célula DNG que é muito menor do que o comprimento de onda.

Essa condição para o tamanho da célula MTM é utilizada para tratar o meio MTM como uma estrutura homogênea. Dado que uma estrutura homogênea é uma estrutura cuja média do comprimento estrutural da célula é muito menor que um comprimento de onda guiada $\lambda/4$.

Em que, o limite de homogeneidade efetiva é dado por $p = \lambda/4$ e este garante que o fenômeno refrativo é dominante em relação ao fenômeno de espalhamento/difração quando a onda se propaga dentro do meio MTM.

Assim, o uso de metamateriais em filtros planares possibilitou projetar e construir um filtro rejeita faixa de dimensões reduzidas que trabalha na faixa de Gigahertz.

Quanto à necessidade de circuitos que operem em diversas frequências, filtros sintonizáveis surgiram como uma solução ideal. Essa recente tendência tem levado ao desenvolvimento de filtros que possam trabalhar em diferentes faixas de frequência. As características desse tipo de filtro têm motivado novas aplicações. Várias arquiteturas e técnicas capazes de satisfazer as exigências em termos de variabilidade e seletividade de frequência, têm sido desenvolvidas.

Os mecanismos de ajuste de frequência podem ser sintonizáveis: magneticamente, eletricamente ou mecanicamente; obtidos através de tecnologias de dispositivos a estado sólido ou Microsistemas Integrados (MEMS – *Microelectromechanical Systems*). Portanto, vários filtros ajustáveis têm sido demonstrados, provando serem capazes de alcançar maior desempenho considerando a relação custo-benefício [10-14].

Um método para obter esta seletividade e variabilidade é o uso de diodos varactores. Esse tipo de diodo permite trabalhar numa gama de frequências variáveis, através do controle do valor de tensão DC [15].

Este documento está organizado da seguinte forma:

Capítulo 2: São descritos os fundamentos teóricos sobre filtros em micro-ondas, os conceitos relativos às linhas de transmissão e as redes de duas portas. É feita uma introdução sobre matriz ABCD e matriz de espalhamento. No fim do capítulo, é apresentado o diodo varactor, seu circuito equivalente e o motivo de utilizar este tipo de diodo.

Capítulo 3: Aborda o conceito de MTM, sua origem e classificação. Em seguida, são introduzidas as possíveis aplicações dos MTM. Ao final deste, são apresentadas as vantagens e desvantagens dos filtros planares MTM.

Capítulo 4: Apresenta o estudo e os projetos de três filtros MTM planares. Logo após, são descritos os procedimentos utilizados neste trabalho: as condições para realizar tanto as simulações, quanto as medições dos filtros.

Capítulo 5: Introduce o conceito de interferência eletromagnética (EMI) e descreve os procedimentos utilizados neste trabalho para realizar as medições com o mínimo de interferências eletromagnéticas nos resultados.

Capítulo 6: Nesse capítulo, é realizado um estudo sobre o comportamento dos varactores na estrutura dos filtros apresentados no capítulo anterior. Em seguida, são propostos e avaliados quatro modelos de filtros sintonizáveis.

Capítulo 7: São apresentadas as conclusões obtidas a partir da análise dos resultados adquiridos nas atividades realizadas durante o desenvolvimento deste trabalho. A seguir, são apresentadas propostas de trabalhos futuros e discutidos melhoramentos para o projeto do filtro e para os procedimentos de medição.

Capítulo 2

Filtros em Micro-ondas

Os filtros são de grande importância em diversos campos da engenharia elétrica. Por definição, filtros são estruturas capazes de reter a passagem de um determinado tipo de substância, partícula ou organismo. Por exemplo, filtros de areia filtram a água, separando a água de partículas sólidas.

Na área de Telecomunicações, a importância dos filtros é associada ao início das comunicações sem fio, onde a seletividade de frequência começou a ser exigida. Os filtros são utilizados para atenuar os sinais em bandas de frequência indesejadas, ao mesmo tempo em que permitem sua passagem com perdas mínimas na banda de frequências desejada [16].

As primeiras soluções para filtros consistiam em simples ressonadores em série ou em paralelo. No decorrer dos tempos, os filtros foram caracterizados de acordo com o tipo de polinômio utilizado, tais como Butterworth, Chebyshev, Bessel, Gauss, Elípticos e outros. Embora conhecido desde os anos cinquenta, este método é referido como Teoria Moderna de Filtros porque, a partir dele, foram estabelecidos novos enfoques e técnicas de projeto.

Os filtros podem ser classificados de duas formas, através da largura de faixa e ou de acordo com a função de resposta em frequência.

Com relação à largura de faixa temos: banda estreita, banda larga e banda ultra larga (*Ultra Wide Band* - UWB). Filtros com banda passante fracional inferior a 1% são chamados filtros banda estreita. Os filtros que apresentam banda passante fracional superior a 1% são chamados filtros banda larga.

De acordo com a definição da FCC, sinais de UWB devem ter larguras de banda maiores do que 500 MHz ou largura de banda fracionária maior do que 20%. A largura de

banda fracionária B_f é dada pela razão entre a largura de banda e a frequência central do espectro do sinal:

$$B_f = \frac{BW}{f_c} = 2 \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_{sup} + f_{inf}} \quad (1)$$

Com relação à função, ou seja, em relação à resposta em frequência do filtro, podem ser classificados da seguinte forma: passa tudo, passa baixas, passa altas, passa faixa e rejeita faixa, como ilustrado na Figura 2.

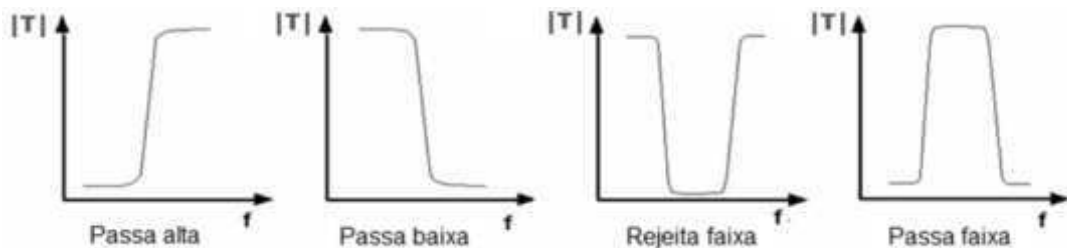


Figura 2 – Tipos de filtros com relação à função.

O filtro passa-baixa é aquele que permite a passagem de frequências abaixo de sua frequência de corte, f_c . Enquanto que o filtro passa-alta permite a passagem de frequências acima de sua frequência de corte. A frequência de corte (f_c) é a frequência em que a potência na saída de um sistema (circuito eletrônico, linha de transmissão, amplificador ou filtro eletrônico) é reduzida a metade da potência da faixa de passagem. Em termos de tensão de decibéis, essa redução corresponde a uma atenuação de -3dB.

O filtro passa-faixa permite a passagem apenas de uma faixa de frequências, entre f_1 e f_2 . Sendo, f_1 o limite inferior e f_2 o limite superior em frequência. Enquanto que o filtro rejeita-faixa permite a passagem de todas as frequências, atenuando as frequências entre f_1 e f_2 . Por fim, o filtro passa-tudo permite introduzir uma defasagem no sinal de entrada sem afetar a amplitude do sinal.

Nas últimas décadas, verificou-se uma grande expansão dos sistemas de comunicação sem fio, que transmitem sinais de micro-ondas portadores de informação, seja ela voz, imagem ou dados. Nesses sistemas de comunicação modernos, são cada vez mais necessários filtros com baixas perdas, baixo custo, facilidade de fabricação, miniaturização, leveza, além de rejeição de respostas espúrias.

Particularmente nas áreas de comunicação móvel e por satélite, onde a facilidade de integração e a redução do tamanho dos circuitos são expectativas do mercado, os filtros metamateriais planares se destacam por apresentarem tais características [17].

A utilização desse tipo de filtro permite amenizar os problemas de encapsulamento e volume das estruturas, devido ao tamanho reduzido das células MTM.

Três tipos de tecnologias podem ser utilizados para filtros planares em micro-ondas: linhas de microfita (acopladas, interdigitais e em membranas), ressonadores dielétricos e cavidades em guias de onda. Na Figura 3, pode-se observar um exemplo de cada.

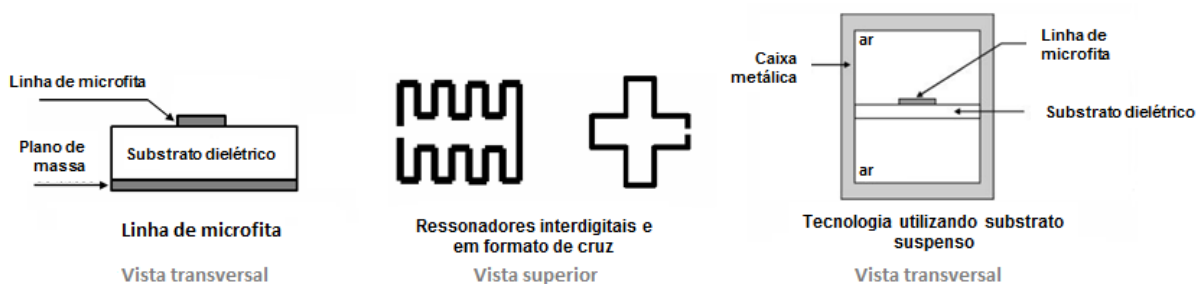


Figura 3 – Tipos de filtros planares.

A escolha da linha de transmissão do tipo microfita planar foi devido à facilidade de construção, à viabilidade de caracterização na faixa de frequências disponível e ao grau de integrabilidade com componentes de estado sólido [18]. Alguns exemplos deste tipo de componentes são os diodos: varactor e Schottky.

2.1. Linhas de Transmissão

As linhas de transmissão (LT) são estruturas utilizadas para transferir energia eletromagnética de um ponto a outro, com perdas mínimas por irradiação. Na Figura 4, têm-se alguns exemplos de linha de transmissão.

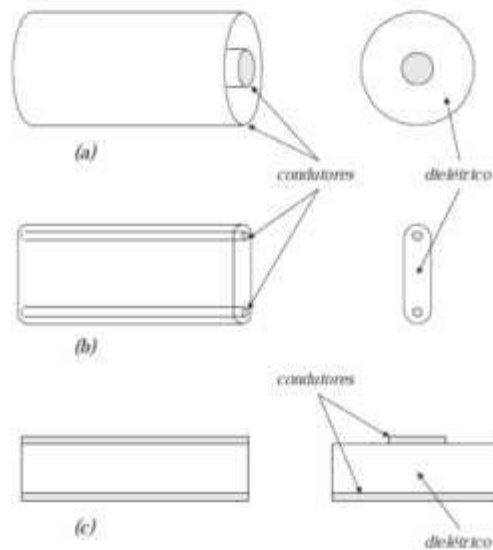


Figura 4 – Vista em perspectiva e vista transversal de alguns tipos de linha de transmissão: a) linha coaxial, b) linha bifilar e c) linha de microfita.

Devido a essa funcionalidade, associada à boa reprodutibilidade, menores custos de implementação e facilidade de interligação com outros sistemas planares, as LT são consideradas o meio básico de transmissão em circuitos integrados de micro-ondas quando se utiliza a tecnologia monolítica ou híbrida. Onde, circuitos monolíticos são aqueles em que os elementos do circuito são criados essencialmente na massa e à superfície de um material, formando um todo indissociável já os circuitos integrados híbridos são aqueles em que os elementos ativos (obtidos pela tecnologia dos semicondutores) e os elementos passivos (obtidos pela tecnologia dos circuitos de camada fina ou espessa) são ligados de maneira praticamente indissociável, por interconexões ou cabos de ligação, sobre um mesmo substrato isolante.

2.1.1 – Linha de Microfita

As formas mais comuns de LT são: linha bifilar, linha coaxial e linha de microfita. A linha de microfita é um tipo de linha de transmissão planar muito utilizada em circuitos integrados de radiofrequência e micro-ondas devido à sua natureza planar, fabricação fácil utilizando processos fotolitográficos, fácil integração com aparelhos de estado sólido, boa dissipação de calor e bom suporte mecânico.

Uma linha de transmissão em microfita possui estrutura conforme observada na Figura 5 composta pela linha de microfita, pelo substrato e pelo plano de terra. A fita

superior condutora tem uma largura w e espessura t . O substrato com constante dielétrica ϵ_r e espessura h e, o plano de massa situado abaixo do substrato com espessura t .

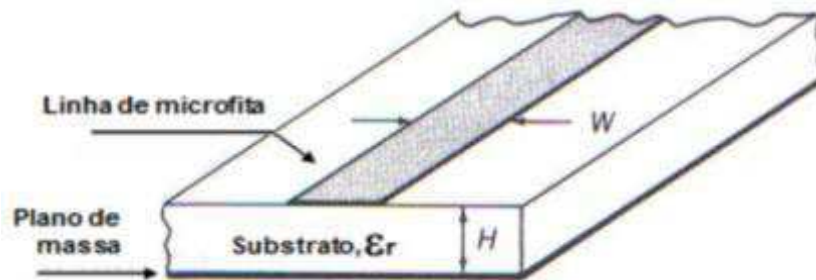


Figura 5 – Estrutura da linha de microfita.

As linhas de campo elétrico e campo magnético são concentradas predominantemente no substrato dielétrico, abaixo da fita condutora e algumas delas na região de espaço livre acima da fita, o que torna a fita imersa num meio não homogêneo. Devido a essa natureza não homogênea, a linha de transmissão em microfita não suporta o modo de transmissão TEM puro. O modo de transmissão TEM puro possui apenas componentes transversais à direção de propagação. A velocidade de propagação depende das propriedades elétricas e magnéticas do meio, ou seja, da permeabilidade e da permissividade.

No caso em que a propagação se dê em dois meios, ar e dielétrico, a onda eletromagnética que se propaga na microfita possui componente longitudinal não nula e, deste modo, a velocidade de propagação não depende apenas das características do meio, mas também das dimensões físicas da estrutura da linha de microfita. Neste caso, a amplitude das componentes longitudinais do modo dominante de propagação de uma LT em microfita é muito menor que a amplitude das componentes transversais e, por isso, as componentes longitudinais podem ser desprezadas. Assim, o modo dominante se comporta como o modo TEM e a teoria de análise para LT em modo TEM e pode ser aplicada também às LT em microfita.

Sabe-se que uma LT em microfita, assim como qualquer linha de transmissão, apresenta certas capacitância e indutância dependendo de sua geometria e das características elétricas e magnéticas dos materiais que a compõe.

A capacitância medida entre os condutores de uma LT depende: do comprimento, da dimensão de seus condutores e da permissividade do material dielétrico. Enquanto a indutância depende, além das dimensões da LT, da permeabilidade.

Os circuitos equivalentes de uma LT sem e com perdas são apresentados na Fig. 6.

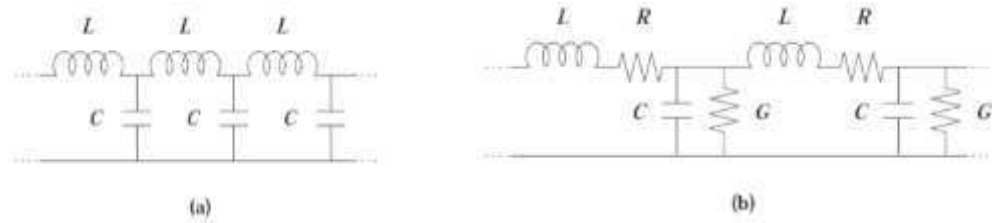


Figura 6 – Circuito equivalente de uma LT: a) sem perdas e b) com perdas.

A determinação da expressão da impedância característica Z_0 para uma LT de microfita não é feita de forma totalmente analítica, devido à geometria da mesma. Existem vários trabalhos sobre o assunto, porém é o trabalho de Hammerstad (1975) [19] que fornece expressões para a análise e síntese de linhas de microfita.

Os valores obtidos destas expressões apresentam erros inferiores a 1% quando $\epsilon_r \leq 16$ e $0,05 \leq w/h \leq 20$, sendo w a largura da fita e h a espessura do substrato. Para a análise de fitas com $w/h < 1$, utiliza-se:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad (2)$$

Em que Z_0 é a impedância característica e ϵ_{eff} é a permissividade relativa efetiva da LT em microfita. Como parte da onda se propaga no dielétrico e parte se propaga no ar, então se torna necessário obter uma permissividade relativa efetiva ϵ_{eff} , representada na Eq.(3).

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}} \right)^{-1} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (3)$$

Para a análise de fitas com $w/h \geq 1$, utiliza-se a Eq.(4).

$$Z_0 = \sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right] \quad (4)$$

Com a permissividade efetiva dada pela Eq.(5).

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (5)$$

No caso de síntese, tem-se que, para $Z_0 > 44 - 2 * \varepsilon_r$, a relação w/h é dada pela fórmula expressa na Eq.(6).

$$\frac{w}{h} = \frac{8}{e^A - 2e^{-A}} \quad (6)$$

Para $Z_0 \leq 44 - 2 * \varepsilon_r$, a relação w/h é expressa na Eq.(7).

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.293 - \frac{0,517}{\varepsilon_r} \right] \right\} \quad (7)$$

sendo A e B dados pelas Eq.(8) e (9).

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \cdot \left(0,226 + \frac{0,121}{\varepsilon_r}\right)} \quad (8)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (9)$$

2.2. Matriz ABCD e Matriz de espalhamento

Redes lineares ou não lineares podem ser completamente caracterizadas por parâmetros medidos em seus terminais sem levar em conta os seus elementos constitutivos. Por isso, a maioria dos filtros em micro-ondas pode ser representada por uma rede de duas portas, como mostra a Figura 7. Em que I_1 , I_2 e V_1 , V_2 são as variáveis de corrente e tensão nas portas um e dois respectivamente, Z_{01} e Z_{02} são as impedâncias nos terminais e E_s é a amplitude da fonte.

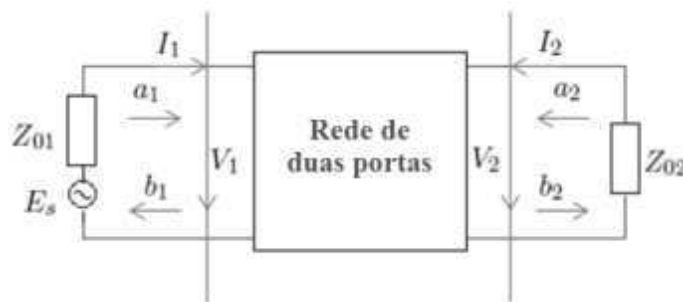


Figura 7 – Rede de duas portas.

Essa rede de duas portas pode ser representada, em termos de tensão e corrente, por uma matriz chamada matriz ABCD. Os parâmetros da matriz ABCD são definidos por um conjunto de equações lineares na notação matricial, expressa na Eq.(10) por

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Esses parâmetros são obtidos através das seguintes relações:

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad B = \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2=0} \quad C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad D = \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2=0}$$

Com relação à reciprocidade e da simetria da rede, os parâmetros ABCD possuem as seguintes propriedades:

$$AD - BC = 1 \text{ para uma rede recíproca.}$$

$$A = D \text{ para uma rede simétrica.}$$

Os parâmetros ABCD são bastante úteis na análise de uma rede de duas portas complexa que possa ser dividida em duas ou mais sub-redes em cascata. Mas, devido à dificuldade de se medir a tensão e a corrente nas faixas de frequência em micro-ondas, as variáveis de sinal a_1 , b_1 , a_2 e b_2 são utilizadas e estão representadas na Figura 8. Em que, o parâmetro a indica a onda incidente e b indica a onda refletida. Em que, E_1 é a fonte, Z_{01} indica a impedância da fonte e Z_{02} indica a impedância da carga.



Figura 8 – Rede de duas portas com fonte de tensão na porta (1) e impedância casada na porta (2).

As relações entre as variáveis tensão e corrente, em relação às variáveis a e b , demonstradas em [20] são definidas como:

$$\begin{cases} a_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n + I_n \cdot Z_{0n}}{\sqrt{|Re(Z_{0n})|}} \right) \\ b_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n - I_n \cdot Z_{0n}^*}{\sqrt{|Re(Z_{0n})|}} \right) \end{cases} \quad n = 1 \text{ e } 2$$

A potência na porta n é dada pela Eq.(11).

$$P_n = \frac{1}{2} \text{Re}(V_n I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (11)$$

Em que a_n^* representa o conjugado de a_n . Observando-se que $a_n a_n^*/2$ é a potência da onda incidente e $b_n b_n^*/2$ é a potência da onda refletida pela porta n .

Outra matriz importante em micro-ondas é a matriz S ou matriz de espalhamento. Este tipo de matriz é utilizada pela facilidade de obter seus parâmetros e de trabalhar com altas frequências.

A representação matricial dos parâmetros S é apresentada na Eq.(12).

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

Os parâmetros S representam o comportamento de entrada-saída da rede em termos de potência normalizada. As equações que relacionam os parâmetros de espalhamento e as ondas incidentes e refletidas estão expostas logo a seguir:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Onde $a_n = 0$ implica o casamento de impedância na porta n . O que significa que para obter os parâmetros da matriz S é necessário estabelecer a condição: de tensão ou corrente de algumas das portas de rede igual a zero. Na prática, esta condição representa um curto circuito ou circuito aberto na rede. Em circuitos de micro-ondas, estas condições são obtidas a partir de cargas casadas.

Os parâmetros S_{11} e S_{22} são chamados de coeficientes de reflexão, enquanto os parâmetros S_{12} e S_{21} são os coeficientes de transmissão. Por serem, geralmente, complexos, é conveniente expressá-los em termos de sua amplitude e fase. Sendo suas amplitudes expressas em decibel (dB) e sua fase em graus.

2.3. Diodo Varactor ou Varicap

Para sintonizar os filtros para a frequência central desejada com velocidade de ajuste rápido, alta seletividade, cobertura de banda larga e tamanho compacto, foram

propostos vários desenhos e técnicas para projetos de filtros envolvendo o uso de dispositivos de estado sólido e MEMS [21] - [23].

Para atender a esses requisitos, diodos do tipo varactor têm sido amplamente utilizados no projeto de filtros eletrônicos sintonizáveis, devido à sua velocidade de ajuste rápido, ao baixo custo e à grande variedade de tipos de varactores [24] - [25]. Pode-se observar a aplicação desse tipo de diodo no filtro planar rejeita faixa em [26].

O diodo varactor é um tipo especial de diodo obtido através do controle das condições de fabricação da junção PN. Neste caso, a concentração de dopante na junção é gradual, isto é, a concentração de dopante aumenta de um lado da junção em relação ao outro, de modo que a capacitância da junção varia com a intensidade da tensão reversa.

Por isso, o varactor é utilizado em circuitos de sintonia de radiofrequência. As junções PN polarizadas reversamente exibem um efeito de armazenamento de cargas que é modelado pela capacitância da camada de depleção C_j [27]. O símbolo do varactor pode ser visto na Figura 9, onde A-K indica o sentido de polarização direta do diodo varactor.



Figura 9 – Símbolo do varactor.

Varactor é um tipo de diodo especialmente fabricado para funcionar como um capacitor variável com a tensão reversa. A curva característica da capacitância de junção C_j em função da tensão reversa para cada tipo de diodo é dada pela Eq.(13).

$$C_j = C_{j0} / (1 + V/V_j)^\gamma \quad (13)$$

Onde,

C_j é a capacitância de junção com a tensão reversa.

C_{j0} é a capacitância de junção inicial, sem a tensão reversa.

V é a tensão reversa aplicada.

V_j é o potencial de junção associado.

γ é o coeficiente que relaciona C_j e V , que depende do grau de dopagem da junção.

Quando se modela o diodo encapsulado, devem-se levar em consideração os elementos parasitas devidos ao encapsulamento e aos materiais utilizados na sua fabricação

[28-29], para assegurar que o circuito equivalente do diodo possui características próximas ao diodo real. O modelo de circuito elétrico equivalente de um diodo varactor que leva em consideração os elementos parasitas está apresentado na Figura 10.

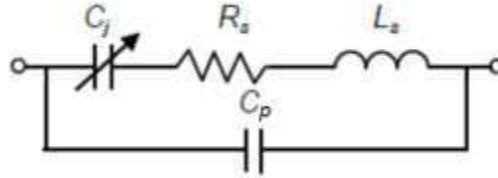


Figura 10 – Modelo do circuito elétrico equivalente do diodo varactor.

Em que, R_s é uma resistência em série da junção e de contato com os terminais. L_s e C_p são a indutância e a capacitância parasita do encapsulamento. R_s e L_s variam com a tensão aplicada. O valor de C_p é muito menor que o de C_j , podendo por isso pode ser desprezado no circuito equivalente do diodo varactor.

Normalmente, a curva da capacitância de junção é fornecida pelo fabricante para cada tipo de diodo, conforme o exemplo da Figura 11. Com estas curvas os valores da capacitância desejados podem ser escolhidos para projetar filtros sintonizáveis.

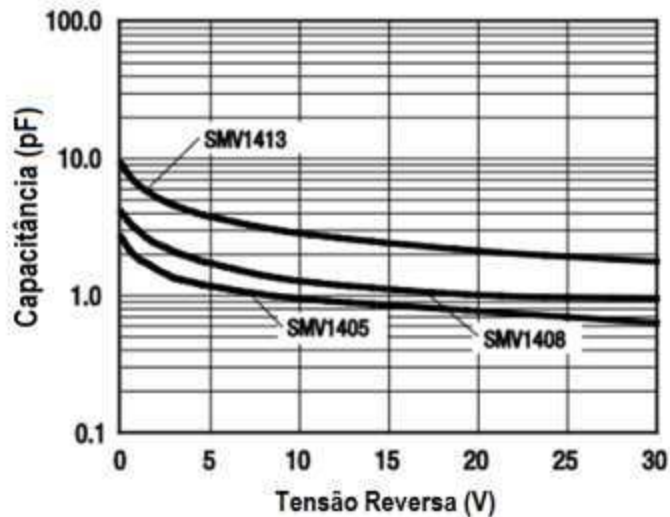


Figura 11 – Exemplo de curva da C_j para varactor trabalhando em frequências acima de 2,5 GHz fornecido pelo fabricante (SMV1405-SMV1430) [30].

No próximo capítulo, é feita uma introdução sobre os metamateriais. São abordados: a origem, a definição e a classificação dos materiais, em função dos parâmetros constitutivos. Em seguida, é apresentado um tipo de célula MTM e sua aplicação em filtros planares.

Capítulo 3

Metamateriais

O primeiro a estudar os metamateriais foi Victor Veselago em 1968 [31]. Ele estudou as consequências da interação entre as ondas eletromagnéticas e um material hipotético para que tanto permissividade elétrica (ϵ) quanto permeabilidade magnética (μ) fosse negativas.

Veselago, no intuito de obter um material com estas propriedades, indagou se esta aparente assimetria nas propriedades dos materiais era apenas devido ao acaso, ou poderia ter uma origem mais fundamental. Ele concluiu que tais materiais não só eram possíveis de existirem, mas se fossem encontrados, deveriam apresentar propriedades notavelmente diferentes das de qualquer material conhecido, com reflexos em quase todos os fenômenos eletromagnéticos.

Em 1999, John Pendry propôs uma série de estruturas que possuíam um comportamento similar em materiais magnéticos [32]. Estas estruturas eram compostas por um conjunto de cilindros de metal ou de duas folhas de metal concêntricas com fendas opostas, como podem ser vistas na Figura 12.



Figura 12 – a) Conjunto de cilindros metálicos e b) Cilindro concêntrico com fendas.

Então, em 2001, o primeiro experimento mostrando um índice de refração negativo foi feito por Richard A. Shelby da Universidade da Califórnia, San Diego (UCSD) [33]. Foram realizadas medições da potência refratada, a partir de uma amostra de duas dimensões metamateriais transversais (ver Figura 13) em função do ângulo, confirmando as propriedades esperadas.



Figura 13 – Estrutura 2D MTM proposta por Richard A. Shelby [33].

Mesmo após esta experiência, muitos outros pesquisadores ainda não foram convencidos. Em 2003, Andrew Houck repetiu a experiência no MIT (*Massachusetts Institute of Technology* – Instituto de Tecnologia de Massachusetts), de refração negativa sobre o mesmo tipo de metamaterial com índice de refração negativo, confirmando os achados iniciais [34].

Então, George Eleftheriades demonstrou o fenômeno da refração negativa para circuitos em micro-ondas [35]. O modelo da linha de transmissão tem se provado importante no desenvolvimento de dispositivos de micro-ondas. Mas, foram Tatsuo Itoh e Christophe Caloz, os primeiros a aplicarem o modelo da linha de transmissão para desenvolver componentes para micro-ondas incluindo antenas, acopladores e ressonadores metamateriais [36].

Estas experiências e aplicações mostram que a hipótese de Victor Veselago, sobre materiais com ϵ e μ simultaneamente negativos, podem ser realizadas utilizando materiais artificialmente construídos, o que na última década, tem sido motivo de interesse entre pesquisadores e engenheiros.

3.1. Definição e Classificação dos MTM

Metamateriais, como o próprio nome sugere, são materiais artificiais com propriedades físicas diferentes de materiais naturais. "Meta" é um prefixo grego que significa "além de" ou "nível superior", como na metafísica. Os metamateriais são materiais com propriedades "além" do que se pode esperar em materiais naturais. Os metamateriais possuem propriedades novas que estimulam a reflexão de cientistas e engenheiros, como possuírem um índice de refração negativo, instigando a aplicação deste material em diversas áreas.

Existem dois tipos de metamateriais com refração negativa: os cristais fotônicos introduzidos por Notomi, usando a anisotropia do cristal [37] (ver Figura 14 a) e as estruturas com base no estudo teórico da Veselago que possuem permeabilidade e permissividade simultaneamente negativas (ver Figura 14 b). É este segundo tipo de metamateriais que será apresentado neste relatório.

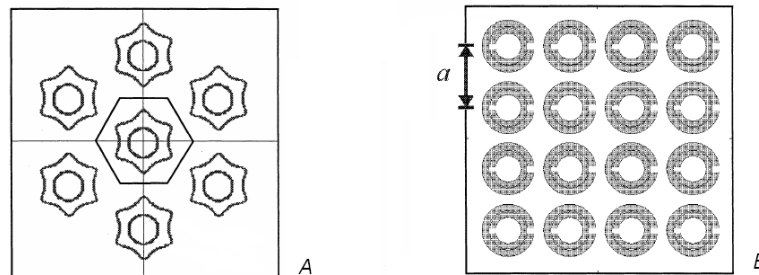


Figura 14 – a) Cristais fotônicos [37] e b) MTM demonstrados por Pendry [32].

Os metamateriais (MTM) também são definidos como estruturas artificiais homogêneas com propriedades incomuns que não são disponíveis na natureza [2]. Estas estruturas, ditas efetivamente homogêneas, são compostas por várias células padrão de tamanho p e comprimento de onda λ_g , cujo tamanho médio, deve ser menor que um quarto do comprimento de onda, $p < \lambda_g/4$.

É denominado limite da homogeneidade efetiva ou condição de homogeneidade efetiva, a condição $p = \lambda_g/4$. Desta forma, é garantido que os fenômenos de refração irão sobrepor os fenômenos de dispersão / difração quando uma onda se propagar dentro de um meio MTM. Se a condição de homogeneidade efetiva é satisfeita, as ondas eletromagnéticas são observadas do ponto de vista macroscópico da estrutura, nestas condições, os MTM podem ser considerados como um material real.

Os parâmetros constitutivos são bem definidos e dependem da natureza da célula unitária, tornando a estrutura eletromagneticamente uniforme ao longo da direção de propagação. Os parâmetros constitutivos permissividade ϵ e permeabilidade μ , estão relacionados com o índice de refração n pela Eq.(14).

$$n = \pm\sqrt{\epsilon_r\mu_r} \quad (14)$$

Em que, ϵ_r e μ_r são a permissividade elétrica e a permeabilidade magnética relativas relacionadas com a permissividade e a permeabilidade do espaço livre, dados por

$\epsilon_0 = \epsilon / \epsilon_r = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{F.m}^{-1}$ e $\mu_0 = \mu / \mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H.m}^{-1}$, respectivamente.

Na Eq. (14), o sinal \pm é aplicado, pois abrangem tanto os materiais com índice de refração positivo quanto negativo. Os materiais podem ser classificados em quatro regiões [4] em função dos parâmetros constitutivos, permissividade, ϵ e permeabilidade, μ :

Região II. Possui ϵ negativo e μ positivo e é chamado meio elétrico tipo banda proibida ou épsilon negativo (ENG);	Região I. Possui ϵ e μ positivos, é chamado meio convencional ou duplamente positivo (DPS);
Região III. Possui ϵ positivo e μ negativo, é chamado meio magnético tipo banda proibida ou mi negativo (MNG);	Região IV. Possui ϵ e μ negativos, é chamado meio metamaterial ou duplamente negativos (DNG);

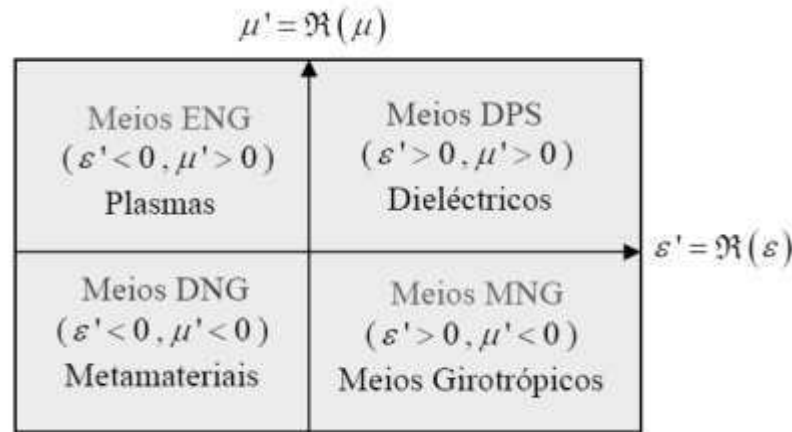


Figura 15 – Classificação dos parâmetros dos meios eletromagnéticos possíveis.

Na Figura 15, visualizam-se essas quatro situações acima mencionadas. A última combinação, com permissividade e permeabilidade ao mesmo tempo negativas, corresponde à classe de materiais da mão esquerda (LH). Materiais LH, como consequência de seus parâmetros duplamente negativos, são caracterizados pela fase e as velocidades de grupo antiparalelos, ou índice de refração negativo (NRI) – referente ao sinal negativo na Eq. (14).

3.2. Filtros Planares Metamateriais

O modelo mais utilizado de células MTM foi proposto por um grupo na Universidade da Califórnia em San Diego (USCD) [1]. É constituído por ressonadores de anel

fendido (RAF) em inglês, *Split Ring Resonator (SRR)*, formados por fios finos de cobre, que proporcionam permeabilidade e permissividade negativas.

O RAF possui comportamento semelhante ao dos dipolos magnéticos ressonantes que podem ser excitados por um campo magnético axial. Em 2004, a partir de um argumento de dualidade, os complementares do RAF (CRAF) foram introduzidos por Falcone, como novos elementos metamateriais com permissividade negativa [38]. As duas células MTM, RAF e CRAF, podem ser vistas na Figura 16.

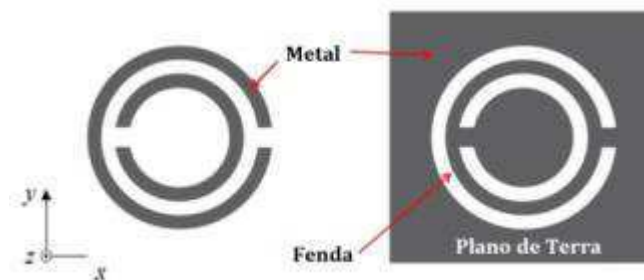


Figura 16 – À esquerda, o ressonador em anel fendido (RAF) e à direita, o complementar do ressonador em anel fendido CRAF.

Devido às características singulares dos MTM, foi observado um comportamento de seletividade em frequência em estruturas formadas por LT associadas a células MTM [39], [40]. Essa resposta em frequência permitiu que esse tipo de estrutura fosse utilizado em dispositivos de filtragem.

Um filtro planar rejeita faixa MTM é composto por uma linha de microfita, um substrato e um plano de terra com fendas, células metamateriais CRAF [41-43].

No próximo capítulo são apresentadas três configurações de filtros rejeita-faixa planares MTM que serão utilizados como base para o estudo e projeto de filtros sintonizáveis. Em seguida, são mostrados os resultados obtidos através de simulação, bem como, das medições efetuadas sem e com proteção contra interferências eletromagnéticas.

Capítulo 4

Estudo e Projeto de Filtros rejeita faixa MTM

Três protótipos de filtros rejeita-faixa metamateriais foram projetados e serão utilizados como base neste trabalho. Os três filtros podem ser vistos em detalhe nas Figuras 17, 19 e 22. Utilizou-se o mesmo tipo de placa de circuito para os filtros, sendo do tipo dupla face, com substrato composto pelo material FR-4, de espessura igual a 0,8mm e a espessura do cobre é de 0,017mm.

4.1. Configurações dos filtros MTM

4.1.1 – Filtro MTM com CRAF circular

Na Figura 17, tem-se a vista em perspectiva, a vista superior e a vista inferior da configuração 01, o filtro planar rejeita faixa MTM composto por células circulares MTM CRAF. Na Figura 18, podem-se observar em detalhe os parâmetros geométricos de uma única célula do filtro MTM com CRAF circular.

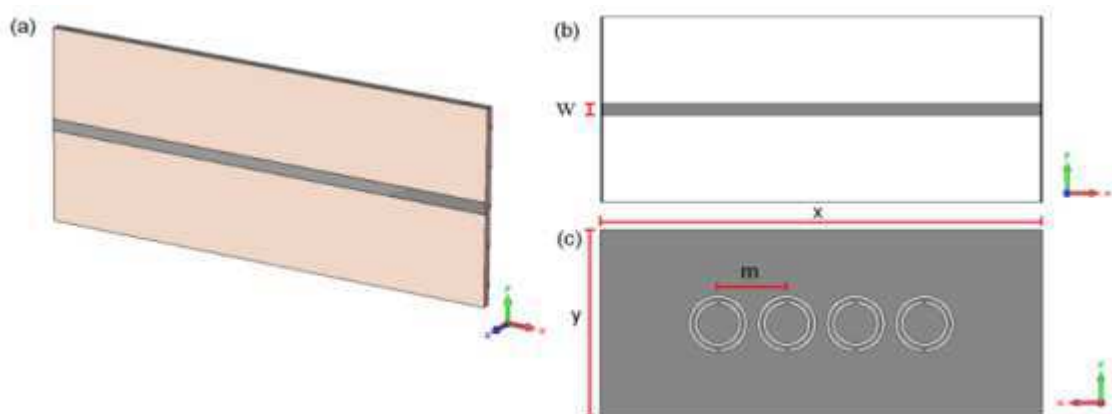


Figura 17 – a) Vista em perspectiva, b) Vista superior e c) Vista inferior da configuração 01.

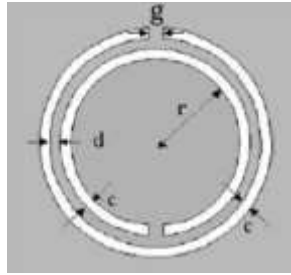


Figura 18 – Detalhe da célula CRAF utilizada no filtro da Figura 17.

Na Tabela 1, têm-se as dimensões (em mm) da configuração 01.

Tabela 1–Dimensões (em mm) da configuração 01.

m	x	y	w	c	d	g	r
7,00	45,00	20,00	1,20	0,30	0,30	0,30	2,10

4.1.2 – Filtro MTM com CRAF retangular

Na Figura 19, podem-se observar a vista em perspectiva, a vista superior e a vista inferior da configuração 02, o filtro planar rejeita faixa MTM composto por células retangulares MTM CRAF. Na Figura 20, observam-se os parâmetros geométricos envolvendo duas células do filtro MTM com CRAF retangular.

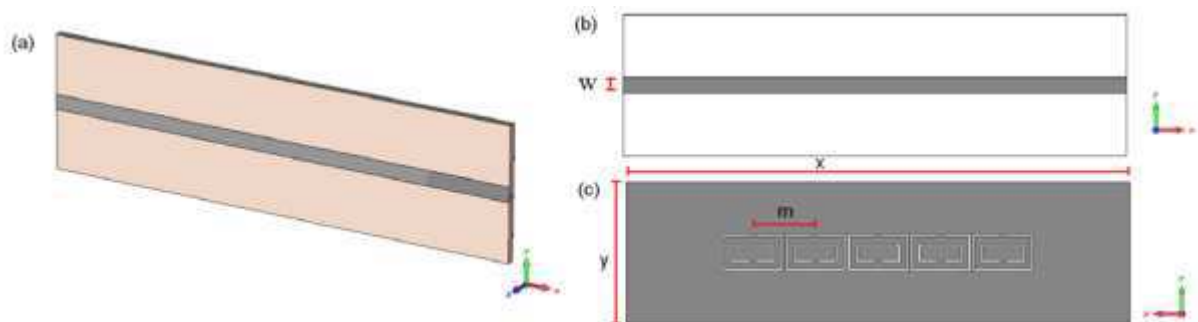


Figura 19 – a) Vista em perspectiva, b) Vista superior e c) Vista inferior da configuração 02.

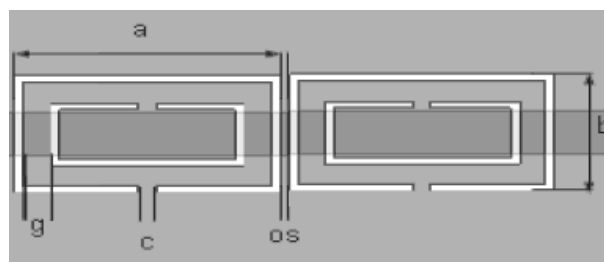


Figura 20 – Detalhe da célula CRAF utilizada no filtro da configuração 02.

Na Tabela 2, são apresentadas as dimensões (em mm) da configuração 02.

Tabela 2–Dimensões (em mm) da configuração 02.

m	x	y	w	a	b	c	g	os
6,00	50,00	14,00	1,75	6,00	3,50	0,50	0,50	0,21

Na Figura 21, pode ser visto em detalhe apenas as células MTM no plano de terra do filtro com CRAF retangular.

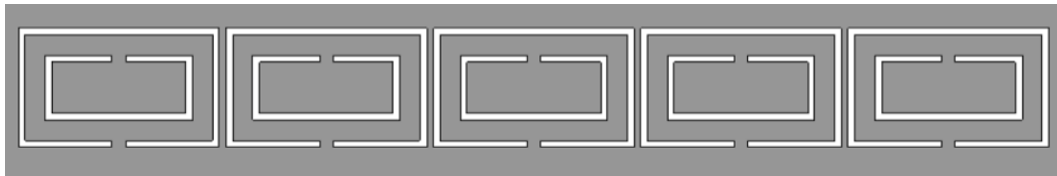


Figura 21 – Detalhe das células MTM no plano de terra do filtro da configuração 02.

4.1.3 – Filtro MTM com CRAF retangular invertido

Na Figura 22, são apresentadas as vistas em perspectiva, a vista superior e a vista inferior da configuração 03, o filtro planar rejeita faixa MTM composto por células retangulares MTM CRAF que estão invertidas verticalmente.

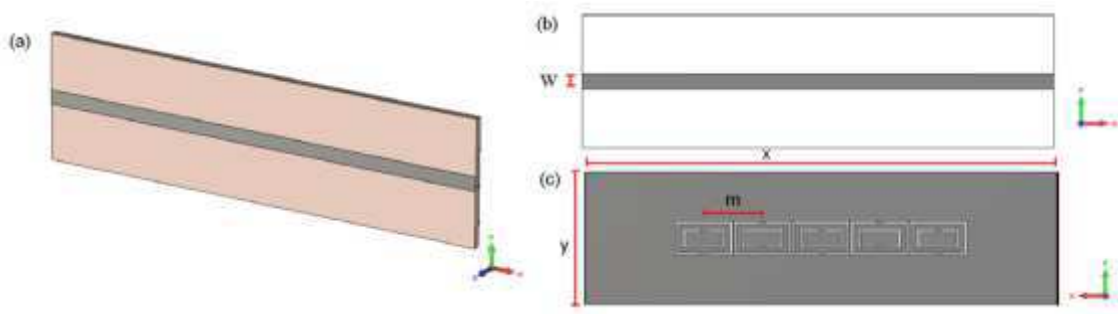


Figura 22 – a) Vista em perspectiva, b) Vista superior e c) Vista inferior da configuração 03.

Na Figura 23, podem-se observar os parâmetros geométricos envolvendo duas células do filtro MTM com CRAF retangular invertido.

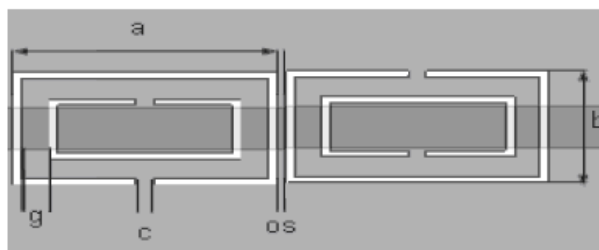


Figura 23 – Detalhe da célula CRAF utilizada no filtro da configuração 03.

O filtro MTM com CRAF retangular invertido apresenta os mesmo valores dos parâmetros geométricos do MTM com CRAF retangular, que podem ser vistos na Tabela 2. Na Figura 24, observam-se as células MTM no plano de terra do filtro planar com CRAF retangular.

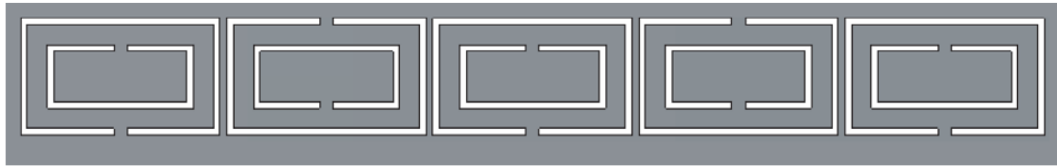


Figura 24 – Detalhe das células MTM no plano de terra do filtro da configuração 03.

4.2. Simulação dos filtros MTM

Definidos os valores dos parâmetros das três configurações, utilizou-se o programa CST Microwave Studio™, para obter a resposta em frequência para cada uma das configurações descritas (ver as Figuras 25 a 27). A resposta em frequência de um filtro é dada pelas curvas dos parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} em dB em função da frequência.

Para um filtro rejeita faixa, em dada faixa de frequência chamada banda de rejeição, observa-se que o parâmetro de transmissão S_{21} possui valores abaixo de -3 dB e os valores de S_{11} acima de -3 dB. A seguir, são apresentadas as respostas em frequência das três configurações.

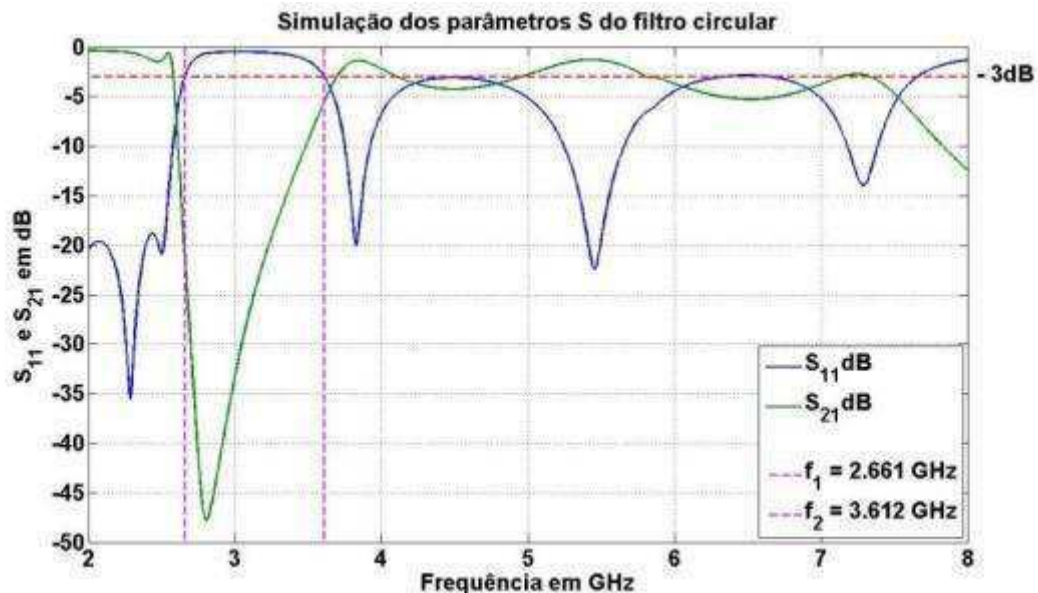


Figura 25 – Resposta em frequência para o filtro da configuração 01.

No resultado da simulação do filtro da configuração 01 (Figura 25), pode-se observar uma banda de rejeição que se inicia em 2,66 GHz e vai até 3,61 GHz, com frequência central da banda de rejeição de 3,14 GHz. A largura de banda fracionária deste filtro é de 0,3%.

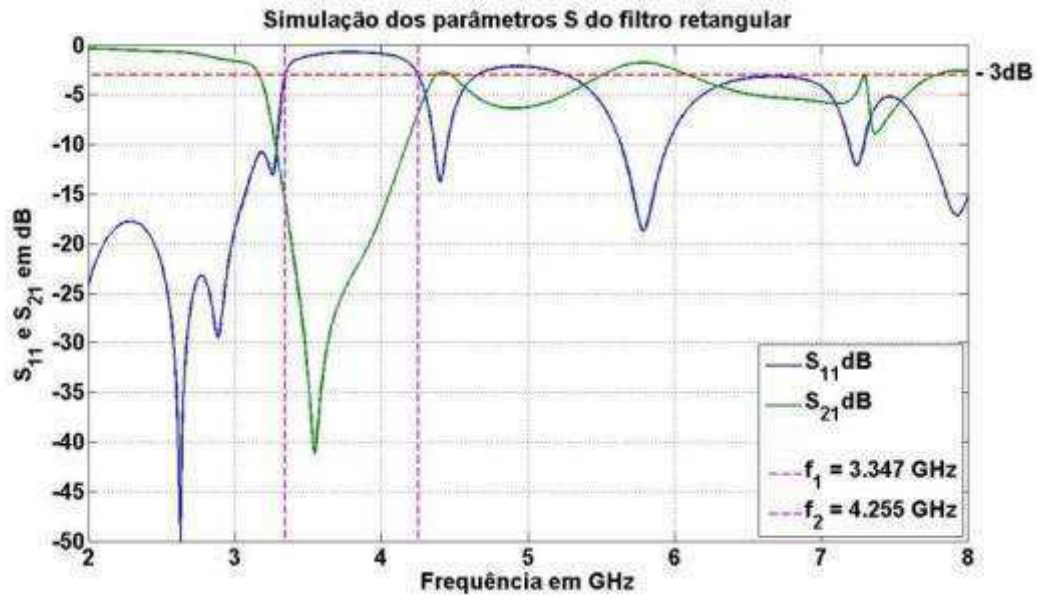


Figura 26 – Resposta em frequência para o filtro da configuração 02.

No resultado da simulação do filtro da configuração 02 (Figura 26), pode-se observar uma banda de rejeição que se inicia em 3,35 GHz e vai até 4,25 GHz, com frequência central da banda de rejeição de 3,80 GHz. A largura de banda fracionária deste filtro é de 0,24%.

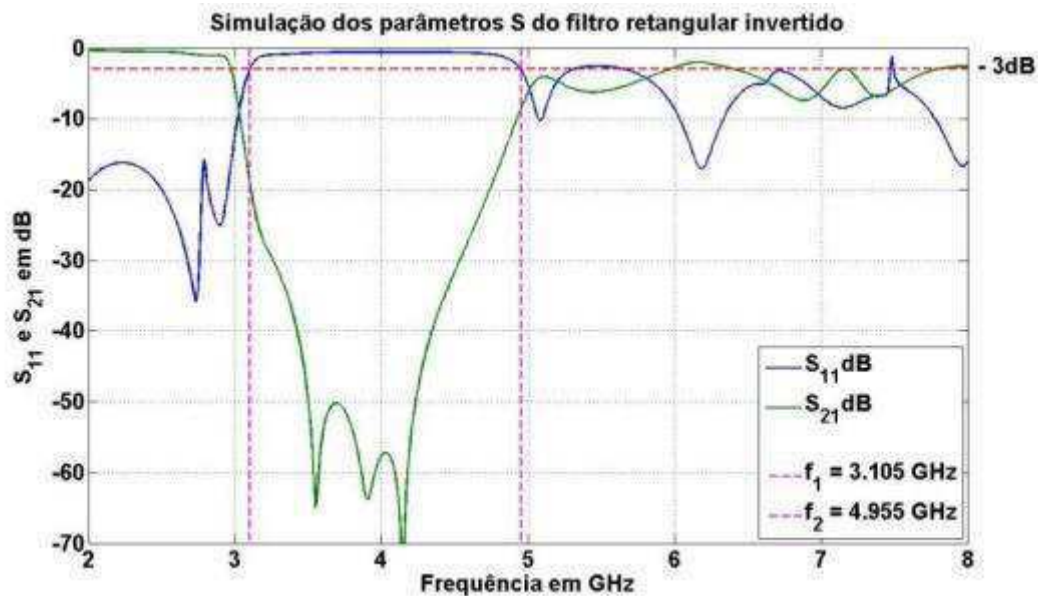


Figura 27 – Resposta em frequência para o filtro da configuração 03.

No resultado da simulação do filtro da configuração 03 (Figura 27), pode-se observar uma banda de rejeição que se inicia em 3,10 GHz e vai até 4,95 GHz, com frequência central da banda de rejeição de 4,03GHz. A largura de banda fracionária deste

filtro é de 0,46%, um aumento de 92,2% da largura de banda em relação ao filtro retangular (configuração 02).

4.3. Medição dos filtros MTM com interferência

Analisando os resultados obtidos nas simulações, nota-se que é possível utilizar MTM em filtros rejeita faixa planares. Então, os três filtros foram construídos e foram realizadas medições dos parâmetros de espalhamento. Para medir tais parâmetros, foi utilizado o analisador vetorial de rede (VNA – *Vector Network Analyzer*) apresentado na Figura 28.



Figura 28 – Analisador vetorial de rede (VNA – *Vector Network Analyzer*).

Este aparelho processa e mede a amplitude e a fase das ondas incidentes e refletidas. Além dos parâmetros S, outras características da rede podem ser medidas como os parâmetros Z, Y e parâmetros híbridos.

Os gráficos das Figuras 29-31 são as respostas em frequência para cada filtro, obtidas através do VNA. Observam-se variações bruscas no coeficiente de transmissão em toda a banda de frequência medida, variações que são oriundas das interferências eletromagnéticas EMI.

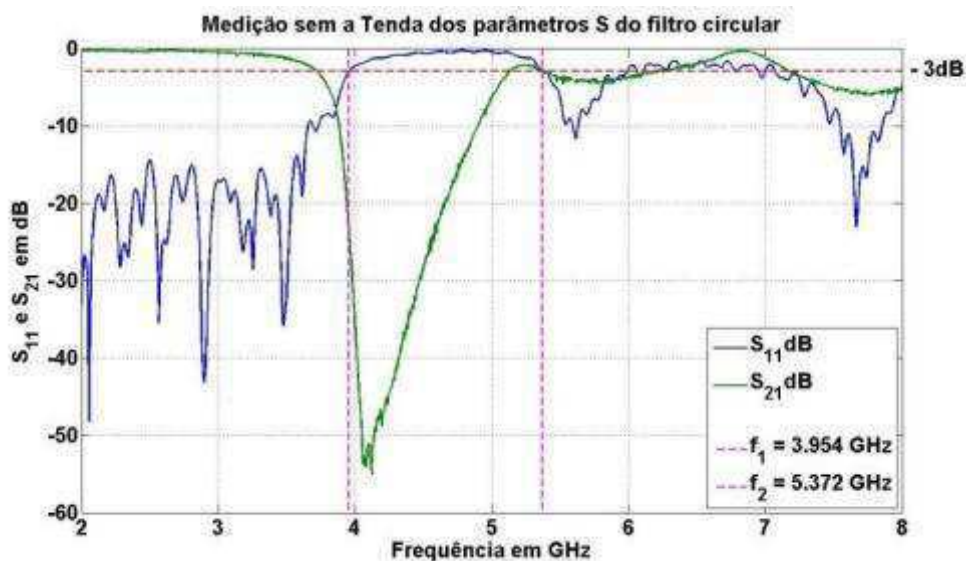


Figura 29 – Resposta do filtro da configuração 01 obtido através do VNA.

No resultado da medição do filtro da configuração 01 (Figura 29) através do VNA, pode-se observar uma banda de rejeição que se inicia em 3,95 GHz e vai até 5,37 GHz, com frequência central da banda de rejeição de 4,66 GHz. A largura de banda fracionária deste filtro é de 0,3%.

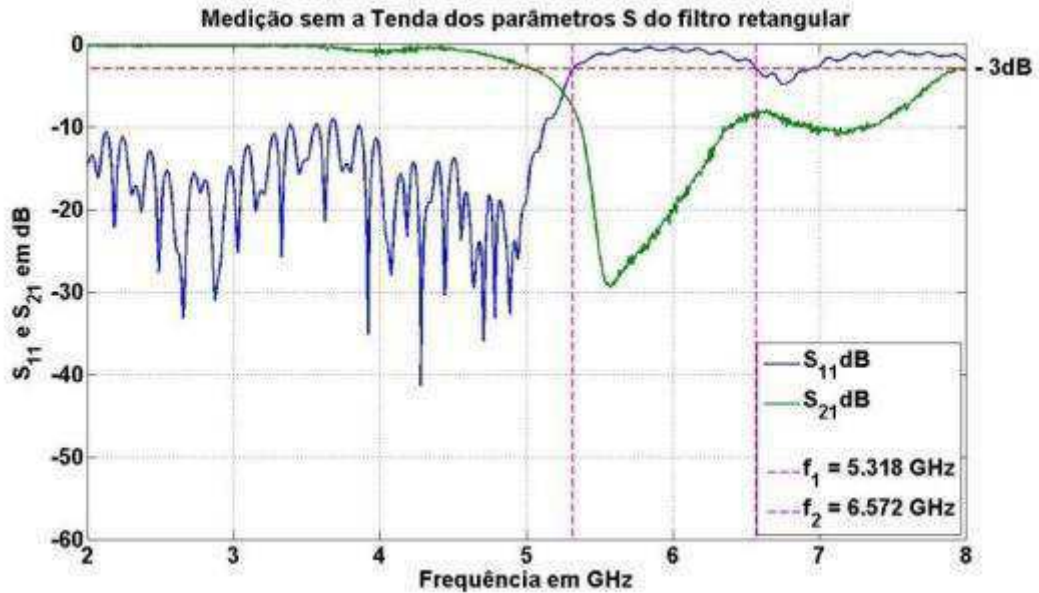


Figura 30 – Resposta do filtro da configuração 02 obtido através do VNA.

No resultado da medição do filtro da configuração 02 (Figura 30) através do VNA, pode-se observar uma banda de rejeição que se inicia em 5,32 GHz e vai até 6,57 GHz, com frequência central da banda de rejeição de 5,94 GHz. A largura de banda fracionária deste filtro é de 0,21%.

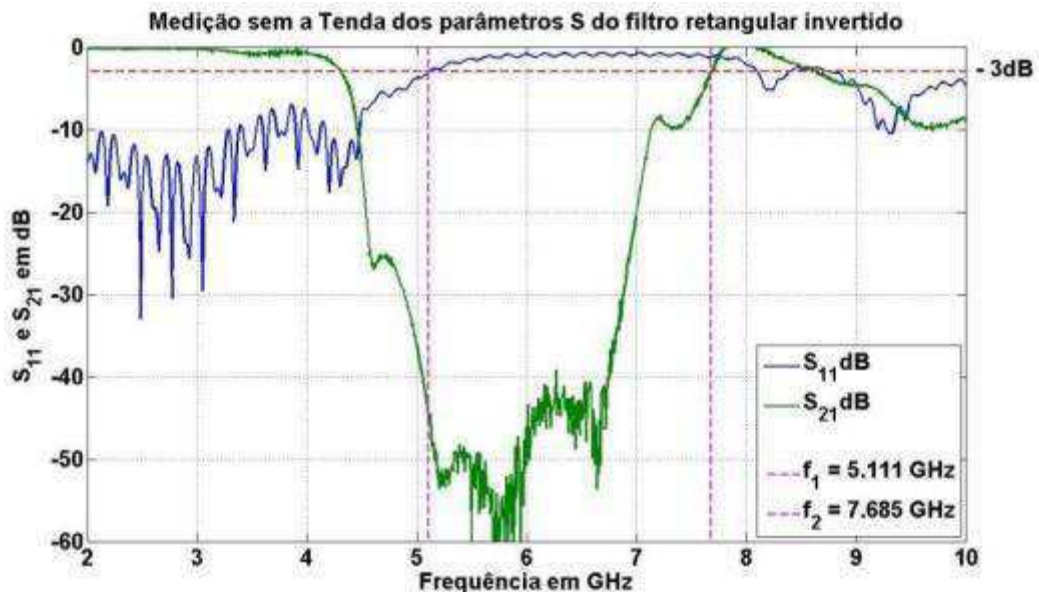


Figura 31 – Resposta do filtro da configuração 03 obtido através do VNA.

No resultado da medição do filtro da configuração 03 (Figura 31) através do VNA, pode-se observar uma banda de rejeição que se inicia em 5,11 GHz e vai até 7,68 GHz, com frequência central da banda de rejeição de 6,39 GHz. A largura de banda fracionária deste filtro é de 0,40%.

Constata-se a existência de interferência eletromagnética em toda a faixa de frequência das medições obtidas através do VNA, percebendo-se que a perturbação do sinal é mais acentuada nas frequências abaixo de 4 GHz.

No capítulo seguinte é abordado o conceito de interferência eletromagnética (EMI). São descritos os procedimentos utilizados para realizar medições com o mínimo de interferências eletromagnéticas. Bem como, são apresentados os resultados obtidos utilizando os procedimentos discutidos no capítulo a seguir.

Capítulo 5

Procedimentos de Medição sem EMI

A interferência eletromagnética (EMI – *Electromagnetic Interference*) é caracterizada por tensões ou correntes (incluindo seu espectro em frequência) indesejáveis e que influenciam o seu rendimento (funcionamento) normal. Estas correntes e tensões indesejáveis podem alcançar um dispositivo por um dos dois meios de transmissão: espaço livre (irradiação/acoplamento) ou meio físico (condução), como na Figura 32.

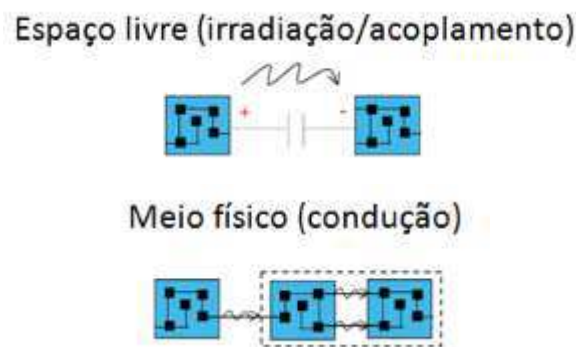


Figura 32 – Interferência eletromagnética, através: do espaço livre e de um meio condutor.

Quanto à emissão conduzida, a tensão e a corrente em linhas de distribuição de energia elétrica são frequentemente corrompidas por transitórios e distorções. São oriundas de fontes naturais, como descargas elétricas e de operação de equipamentos elétricos e eletrônicos. Esses distúrbios são conduzidos a grandes distâncias e acoplados a equipamentos conectados a elas. Fenômeno similar ocorre em cabos que transportam sinais e informações.

Por isso, é necessário isolar o dispositivo sob teste (DUT – *Device Under Test*) da interferência eletromagnética conduzida, ou seja, dos ruídos das linhas de energia elétrica para garantir uma medição confiável. São utilizadas redes desenvolvidas para prover a isolamento entre o DUT e a rede de energia elétrica, conhecidas como redes de estabilização de impedância de linha (LISN- *Line Impedance Stabilization Network*), visto na Figura 33.



Figura 33 – Rede de Estabilização de Impedância de Linha (LISN)

O LISN isola o circuito de sinais indesejáveis da rede de energia elétrica, porém não previne interferências eletromagnéticas irradiadas por outros equipamentos.

Para isso, a blindagem perfeita de um equipamento eletrônico contra Interferências externas é uma caixa blindada sem aberturas ou, no nosso caso, uma Tenda Blindada (ver Figura 34).



Figura 34 – Tenda Blindada em detalhes.

Uma blindagem é uma partição metálica localizada entre duas regiões do espaço a fim de controlar a propagação de campos EM de uma das regiões para a outra. Por exemplo, de forma a conter uma fonte de ruído, evitando a interferência desta fonte de ruídos com quaisquer equipamentos externos à blindagem. Da mesma forma, a blindagem pode ser usada para manter a radiação EM fora de uma região específica do espaço, fornecendo proteção somente para os equipamentos dentro da blindagem.

Procedimentos de medição com a Tenda Blindada e o LISN

O DUT, neste caso, será um dos três filtros que estará localizado no interior da Tenda Blindada, sobre um suporte (mesa) de plástico ou de madeira – para evitar EMI dentro da tenda. Passam-se os cabos pela proteção de tecido blindado e conecta-se o DUT ao VNA.

O VNA, por sua vez, está conectado ao LISN para prevenir EMI conduzida pela rede de alimentação. As duas portas da tenda são fechadas para bloquear qualquer sinal irradiado para dentro da tenda. Primeiro, aciona-se o LISN e depois o VNA.

Faz-se a medição dos parâmetros de espalhamento pelo VNA. Para uma nova medição, abrem-se as portas da tenda blindada, troca-se o DUT e então é feita uma nova medição com o VNA. O posicionamento dos equipamentos pode ser visto na Figura 35.



Figura 35 – Posicionamento dos equipamentos para medição utilizando TB e LISN.

Os gráficos das Figuras 36-38 são as respostas em frequência obtidas através do VNA para os três tipos de filtros, protegidos de EMI irradiadas e conduzidas.



Figura 36 – S_{11} e S_{21} do filtro da configuração 01 protegido de EMI irradiadas e conduzidas.



Figura 37 – S_{11} e S_{21} do filtro da configuração 02 protegido de EMI irradiadas e conduzidas.

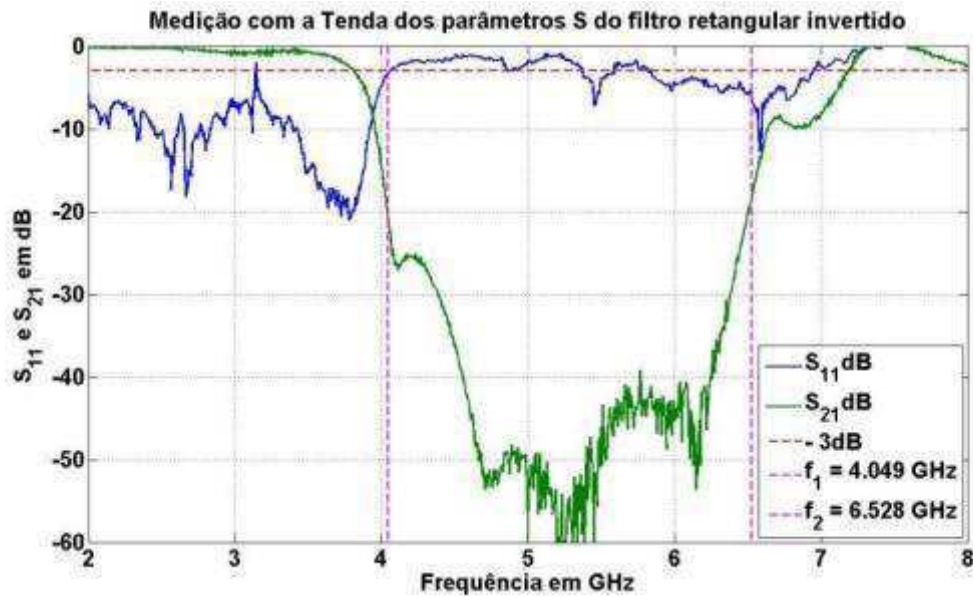


Figura 38 – S_{11} e S_{21} do filtro da configuração 03 protegido de EMI irradiadas e conduzidas.

Na Figura 39, verifica-se que o sinal obtido através da medição na tenda blindada em conjunto com o LISN possui menos ruído, ou seja, o sinal possui menos interferência conduzida e irradiada.

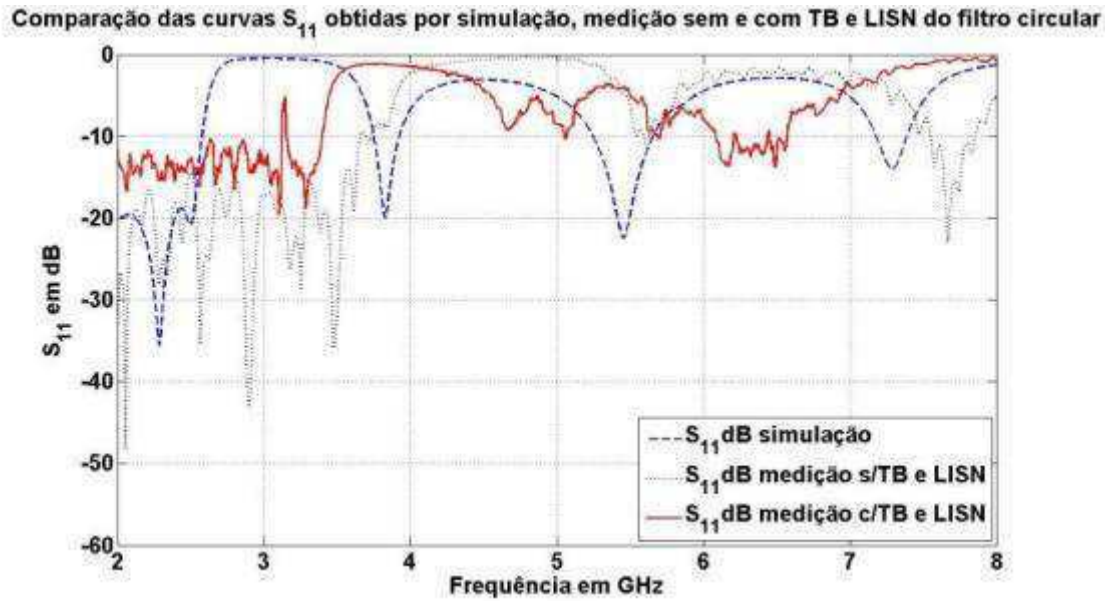


Figura 39 – Comparação de S_{11} dB do filtro da configuração 01: simulação, medição com e sem a TB e o LISN.

Percebe-se também que o sinal obtido, com a tenda e o LISN, está mais próximo ao sinal simulado do que o sinal obtido sem a tenda e o LISN. Significa que a resposta obtida sem a tenda e o LISN foi deslocada em frequência por causa das EMI irradiadas e conduzidas.

Verificou-se que o uso da Tenda Blindada e do LISN possibilitou obter resultados das medições livres de EMI conduzida e irradiada. Podendo ser comprovado pela comparação entre os resultados simulados e medidos com e sem os itens acima mencionados, como pôde ser visto na Figura 39.

No próximo capítulo, é apresentado o projeto para obter filtros MTM planares sintonizáveis. Neste, são propostos quatro modelos de filtros baseados nos filtros rejeita-faixa MTM planares apresentados no Capítulo 4. Para cada modelo, foi realizado um estudo do comportamento dos varactores na estrutura. Por fim, os resultados obtidos através de simulações são apresentados e analisados.

Capítulo 6

Projeto de Filtros rejeita faixa MTM sintonizáveis

Neste projeto, foram utilizados os filtros rejeita-faixa MTM planares apresentados no Capítulo 4. Baseados nestes filtros, quatro modelos foram propostos para obter um filtro MTM sintonizável. Para cada modelo, foi realizado um estudo do comportamento dos varactores na estrutura. Dado o circuito equivalente de uma LT de microfita sem perdas, como visto na Figura 40.

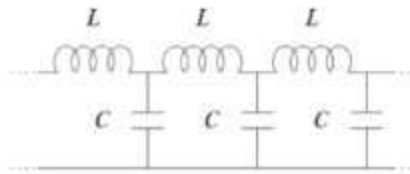


Figura 40 – Circuito equivalente de uma LT de microfita.

Onde, C é a capacitância medida entre os condutores e depende das dimensões dos condutores e da permissividade do material dielétrico. L é a indutância que depende, além das dimensões da LT, da permissividade do substrato.

O novo circuito equivalente deve agregar as características das células MTM CRAF e é apresentado na Figura 41.

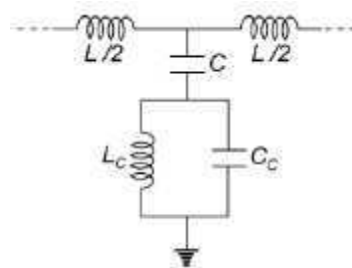


Figura 41 – Circuito equivalente de uma célula CRAF alimentada por uma LT.

Onde, C_c e L_c são a capacitância e a indutância respectivamente referentes à célula MTM CRAF.

Na Figura 42, é apresentado o modelo do circuito equivalente de uma célula MTM alimentada por uma LT de microfita, utilizado para determinar os valores de capacitância e a indutância desta configuração.

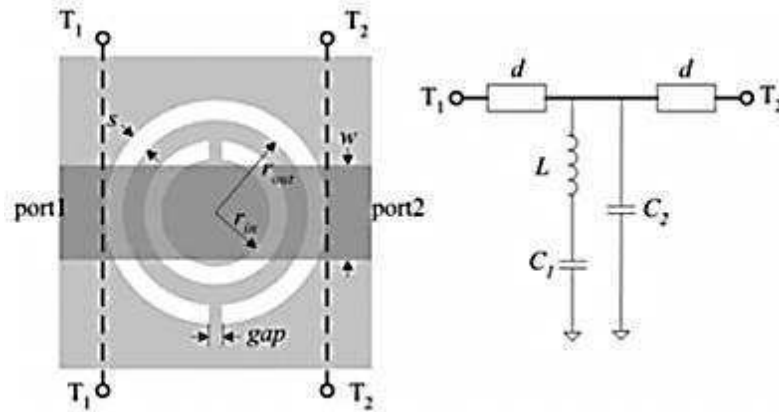


Figura 42 – Circuito equivalente em T para cálculo da célula CRAF alimentada por uma LT de microfita.

Este modelo consiste em um circuito em T, formado por três elementos distribuídos de indutância e capacitância em paralelo, embutido entre dois segmentos de linhas de microfita [44].

O modelo em T possui um circuito LC em série (L e C_1) e um elemento de capacitância (C_2) ligado em paralelo. Os planos de referência de entrada e as portas de saída são escolhidos para estar nas bordas da célula CRAF, que são indicados por T_1 e T_2 na Figura 42.

De acordo com o modelo, duas frequências características f_1 e f_2 podem ser identificadas: f_1 é obtida pela condição de ressonância do circuito T inteiro através dos zeros do coeficiente de reflexão (S_{11}) e f_2 é obtida pela condição de ressonância do circuito LC em série, através dos zeros do coeficiente de transmissão (S_{21}).

Essas frequências são dadas pelas Eq.(15) e (16).

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}} \quad (15)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_1}} \quad (16)$$

Para determinar os três elementos do circuito equivalente proposto, uma equação adicional é necessária. Aqui, escolhe-se a terceira característica de frequência f_3 , relativa à perda de inserção de 3 dB, dada pela Eq.(17).

$$20 \log[S_{21}(f_3)] = -3dB \quad (17)$$

Esses valores de frequência foram retirados dos gráficos das Figuras 43 a 46 e os mesmos estão na Tabela 3.

Tabela 3– Valores de frequência retirados dos gráficos das Figuras 43-46.

	$f_1(GHz)$	$f_2(GHz)$	$f_3(GHz)$
Célula circular	2,36	2,76	2,61
Célula retangular	2,46	3,47	3,18

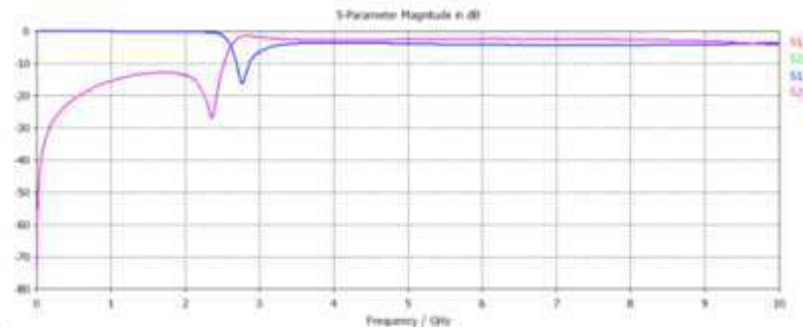


Figura 43 – Parâmetros S: magnitude em (dB) da célula circular.

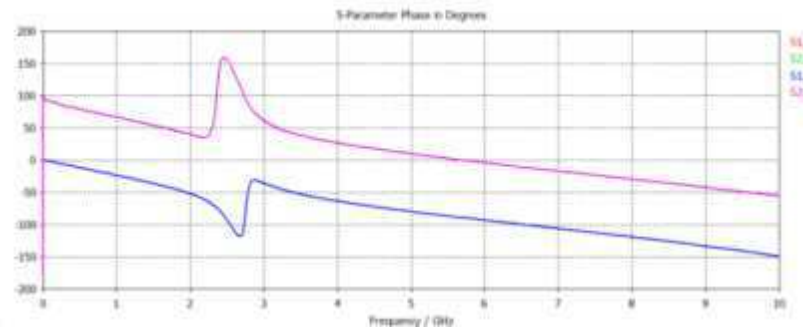


Figura 44 – Parâmetros S: fase em (graus) da célula circular.

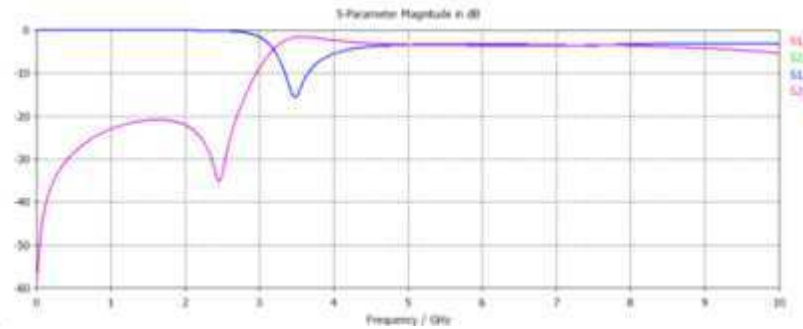


Figura 45 – Parâmetros S: magnitude em (dB) da célula retangular.

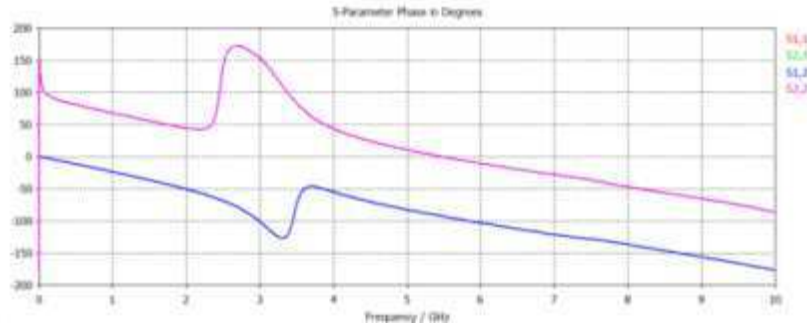


Figura 46 – Parâmetros S: fase (graus) da célula retangular.

Considerando que o circuito é sem perdas, f_3 é a intersecção de S_{11} e S_{21} . Com base nas Eq.(15-17), é possível determinar os elementos concentrados (L , C_1 e C_2). As expressões estão apresentadas nas Eq.(18-20).

$$C_2 = \frac{Y_0(f_2^2 - f_3^2)}{\pi f_3(f_1^2 - f_3^2)} \quad (18)$$

$$C_1 = \left(\frac{f_1^2}{f_2^2} - 1 \right) C_2 \quad (19)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_2^2 C_1} \quad (20)$$

Onde, Y_0 é a admitância característica da linha de microfita.

Neste trabalho, todas as estruturas são simuladas sobre um substrato com uma constante dielétrica relativa de 4,3 e uma espessura de 0,8mm. Na Figura 47, são mostradas as células MTM em detalhe utilizadas para obter as frequências para determinar os valores dos elementos concentrados (L , C_1 e C_2).

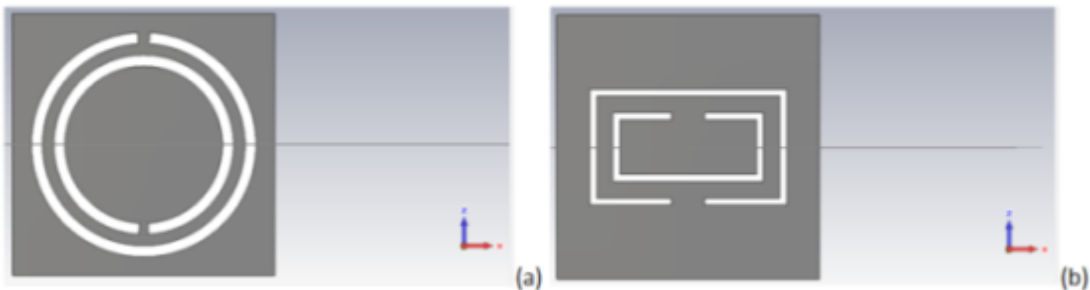


Figura 47 – Célula circular à esquerda e célula retangular à direita.

Os valores obtidos para os elementos concentrados (L , C_1 e C_2) estão apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Valores dos elementos concentrados (L, C1 e C2).

	$C_2(pF)$	$C_1(pF)$	$L(nH)$
Célula circular	-2,01	0,35	5,30
Célula retangular	-1,08	0,65	5,30

Na Figura 48, temos a representação da permissividade de uma célula CRAF alimentada por uma LT de microfita e da permissividade da LT de microfita em que a célula foi inserida. Para o caso do filtro com as células muito próximas, considerar-se que o comportamento da permissividade para uma célula é o mesmo para mais de uma célula.

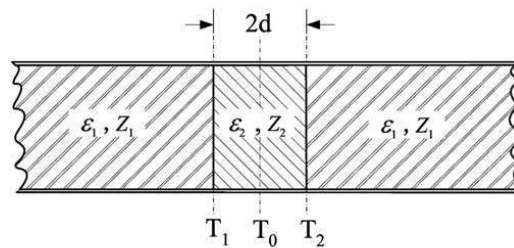


Figura 48 – Comportamento da permissividade da célula CRAF alimentada por uma LT de microfita.

Entretanto, a distância entre T_1 e T_2 será multiplicada pela quantidade de células n . Deste modo, o valor dos parâmetros concentrados também será multiplicado pela quantidade de células n .

6.1. Estudo de caso com filtro utilizando o Modelo 1

No primeiro modelo, os varactores foram inseridos nas fendas das CRAF, como mostrado nas Figuras 49-51. Este modelo teve como base os artigos pesquisados sobre o assunto, filtros sintonizáveis MTM [24,45-46].

Na pesquisa bibliográfica, encontrou-se o uso de MTM em filtros passa-faixa e rejeita-faixa. Porém, o uso de varactores foi observado apenas em filtros passa-faixa. Adotando as devidas considerações, o primeiro modelo foi elaborado.

Com relação ao uso do simulador CST MICROWAVE STUDIO™, não é possível implementar ao mesmo tempo uma fonte DC, para alimentar o varactor, e uma fonte RF, para a LT. Para contornar o problema, a fonte de alimentação RF foi utilizada para o filtro e para os varactores.

A posição dos varactores foi escolhida para que os mesmos estivessem paralelos ao campo elétrico gerado pela fonte de alimentação RF. Pois, desta forma, os varactores seriam polarizados pela diferença de potencial entre seus conectores.

Um parâmetro de controle C_j foi associado à capacitância para cada varactor, de forma a simular seu comportamento variável. Os valores utilizados para a indutância L_s e a resistência R_s dos varactores (modelo SMV1405) são respectivamente: 0,7 nH e 0,8 Ω .

No primeiro teste, foram escolhidos dois valores de C_j , para avaliar se o modelo proposto possui características de um filtro sintonizável em frequência. Os valores escolhidos representam o valor máximo e mínimo que a capacitância de junção pode ter ao se variar a tensão DC entre 0 e 30 V.

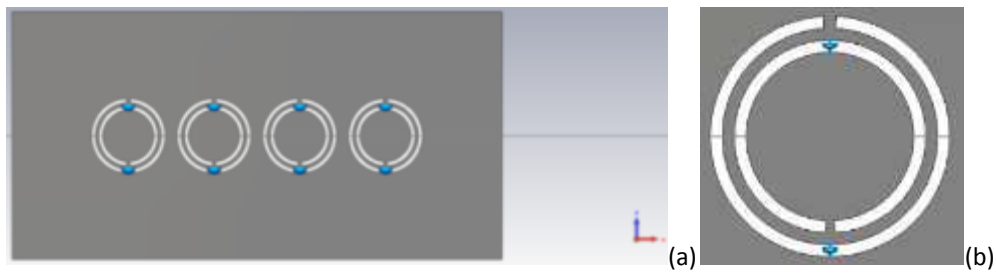


Figura 49 – a) Vista inferior do filtro da configuração 01 (modelo 1). b) Detalhe do filtro com uma célula.

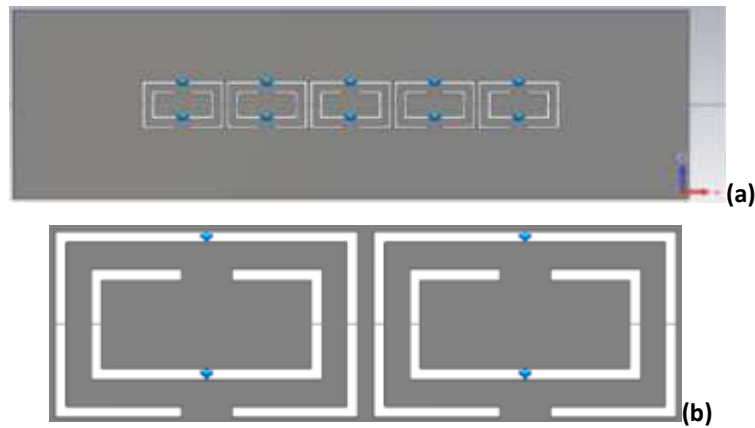


Figura 50 – a) Vista inferior do filtro da configuração 02 (modelo 1). b) Detalhe do filtro com duas células.

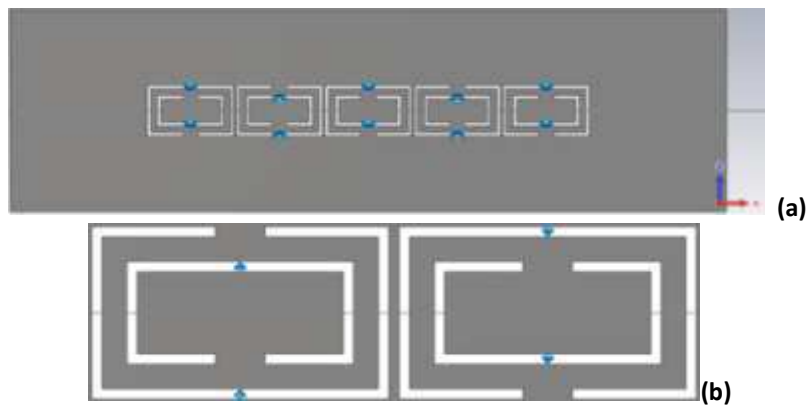


Figura 51 – a) Vista inferior do filtro da configuração 03 (modelo 1). b) Detalhe do filtro com duas células.

Como podem ser observados nas Figuras 52-54, os resultados obtidos não apresentaram as características desejadas em um filtro sintonizável. Pois, no caso do filtro

circular não houve deslocamento em frequência e no caso dos outros filtros, houve uma completa deformação do sinal.



Figura 52 – Resposta em frequência do modelo 1 para o filtro circular.



Figura 53 – Resposta em frequência do modelo 1 para o filtro retangular.

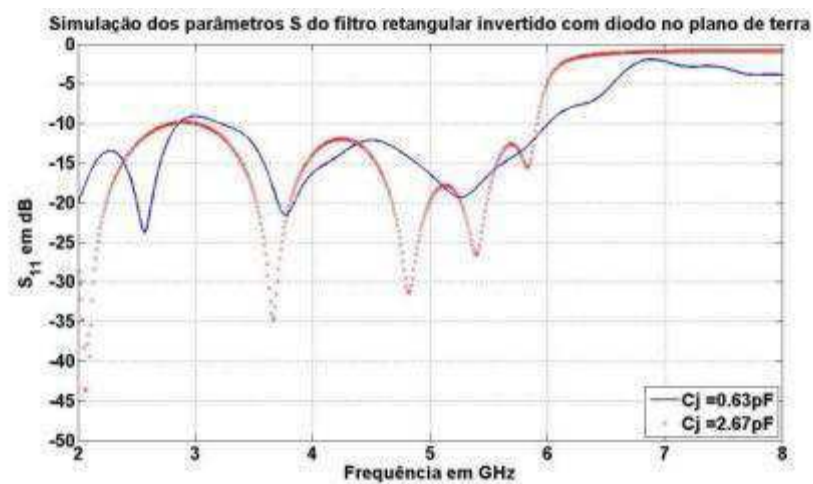


Figura 54 – Resposta em frequência do modelo 1 para o filtro retangular invertido.

6.2. Estudo de caso com filtro utilizando o Modelo 2

No segundo modelo, o varactor é inserido na LT, como pode ser visto nas Figuras 55 e 56. Devido ao problema mencionado no modelo 1 em relação às fontes, a fonte de alimentação RF foi novamente utilizada para o filtro e para os varactores.

Desta vez, a posição dos varactores foi escolhida para que os mesmos estivessem inseridos na LT e perpendicular ao campo elétrico gerado pela fonte de alimentação RF.

Como o campo elétrico varia harmonicamente com o tempo, uma corrente de condução sobre a linha de transmissão é gerada.

Esta corrente é o resultado do movimento de elétrons entre um átomo e outro do material condutor e é utilizada para polarizar os varactores.

Da mesma forma que no modelo 1, um parâmetro de controle C_j foi associado à capacitância para cada varactores, de forma a simular seu comportamento variável. A distância utilizada entre o catodo e o anodo é de 2 mm para os três tipos de filtros.



Figura 55 – Vista superior do filtro da configuração 01 (modelo 2).



Figura 56 – Vista superior do filtro das configurações 02 e 03 (modelo 2).

Nas Figuras 57-59, podem ser observados os resultados obtidos no programa CST Microwave Studio™ para o modelo 2, variando os valores da C_p do diodo varactor entre 0,63 e 2,67 pF.

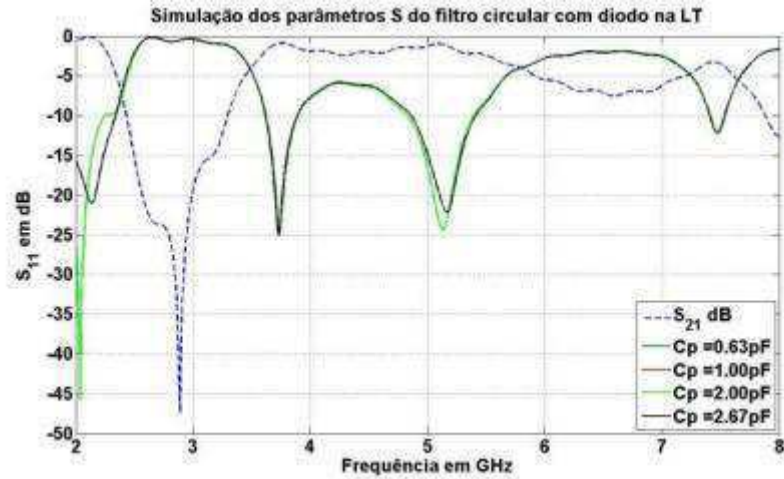


Figura 57 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro circular.

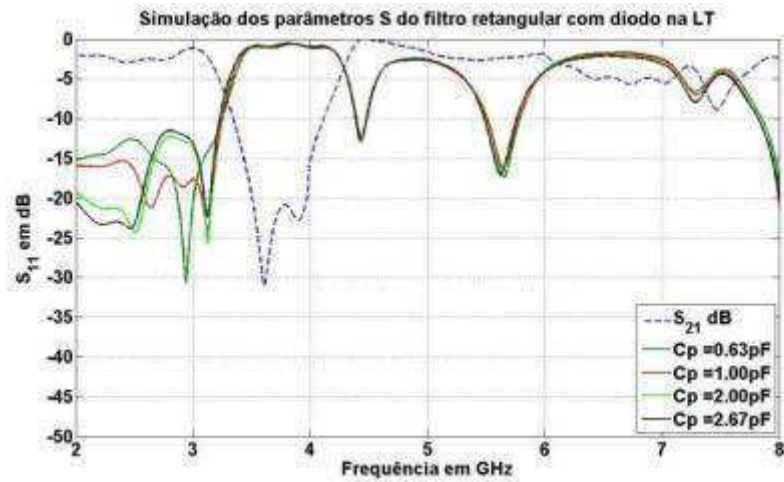


Figura 58 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro retangular.



Figura 59 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro retangular invertido.

Pode-se observar nos resultados obtidos nas Figuras 60 e 61 que para os filtros retangulares há uma variação em frequência discreta em torno de 20 MHz o mesmo não acontece com o filtro circular. Significa que ao inserir o diodo varactor como indicado no

modelo 2, consegue-se um deslocamento em frequência, porém com valor baixo em relação à frequência de corte dos filtros.

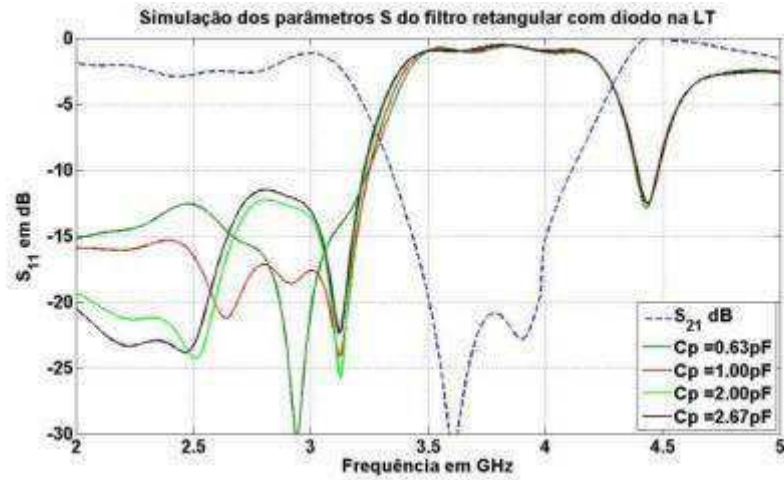


Figura 60 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro retangular em detalhe.



Figura 61 – Resposta em frequência do modelo 2 para o filtro retangular em detalhe.

6.3. Estudo de caso com filtro utilizando o Modelo 3

Baseado no segundo modelo, o terceiro possui três varactores inseridos na LT espaçadamente, como pode ser visto nas Figuras 62 e 63. O aumento na quantidade dos diodos foi sugerido baseado nos resultados obtidos no modelo 2. Pois, observou-se que para obter um aumento na largura de banda de um filtro de microfita, o acréscimo de diodos na LT é uma solução simples.



Figura 62 – Vista superior do filtro da configuração 01 (modelo 3).



Figura 63 – Vista superior do filtro da configuração 02 e 03 (modelo 3).

Nas Figuras 64-66, podem ser observados os resultados obtidos no programa CST MICROWAVE STUDIO™ para o modelo 3. O filtro circular continua sem alterações. Porém, como era esperado, o aumento no número de diodos contribuiu para o aumento na variação em frequência. Neste modelo, a variação em frequência foi de 200 MHz.

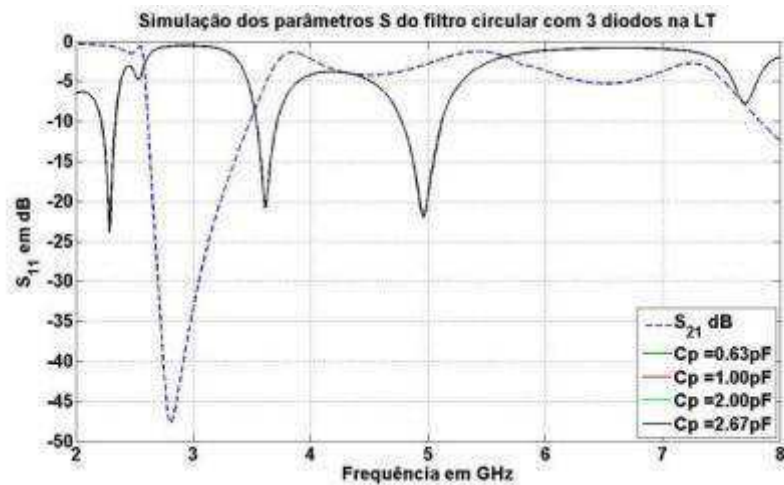


Figura 64 – Resposta em frequência do modelo 3 para o filtro circular.



Figura 65 – Resposta em frequência do modelo 3 para o filtro retangular.



Figura 66 – Resposta em frequência do modelo 3 para o filtro retangular invertido.

6.4. Estudo de caso com filtro utilizando o Modelo 4

Dado o comportamento da densidade de corrente sobre a linha de microfita, visto na Figura 67.

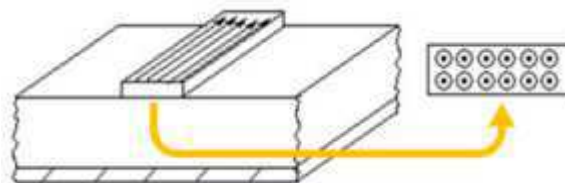


Figura 67 – Comportamento da densidade de corrente sobre uma linha de microfita.

Observou-se que no modelo 3 havia um acúmulo de elétrons nas quinas da LT, visando amortecer a transição entre a LT e o diodo, o modelo 4 foi proposto. Este pode ser visto nas Figuras 68 e 69.

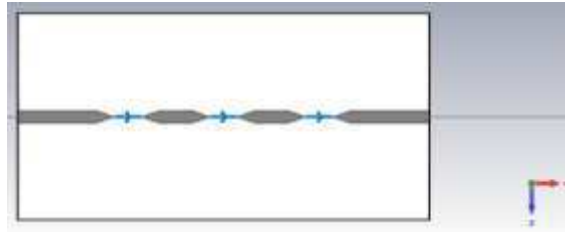


Figura 68 – Vista superior do filtro da configuração 01 (modelo 4).

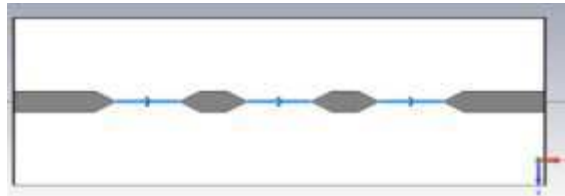


Figura 69 – Vista superior do filtro da configuração 02 e 03 (modelo 4).

Nas Figuras 70-72, observam-se os resultados obtidos no programa CST MICROWAVE STUDIO™ para o modelo 4.

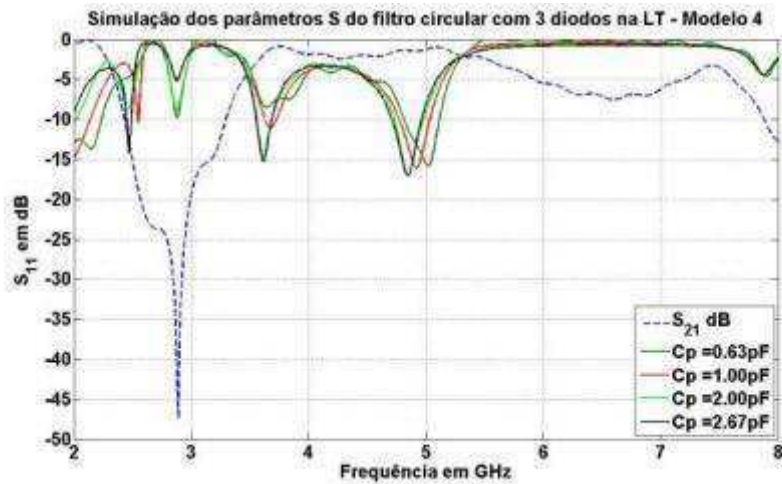


Figura 70 – Resposta em frequência do modelo 4 para o filtro circular.

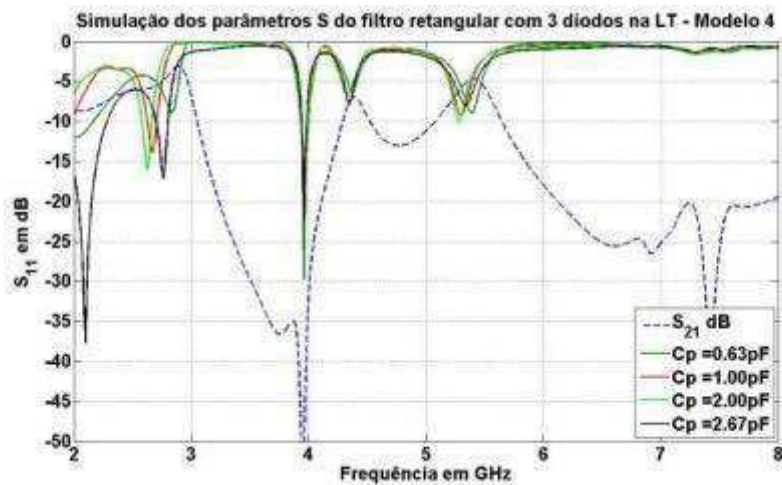


Figura 71 – Resposta em frequência do modelo 4 para o filtro retangular.

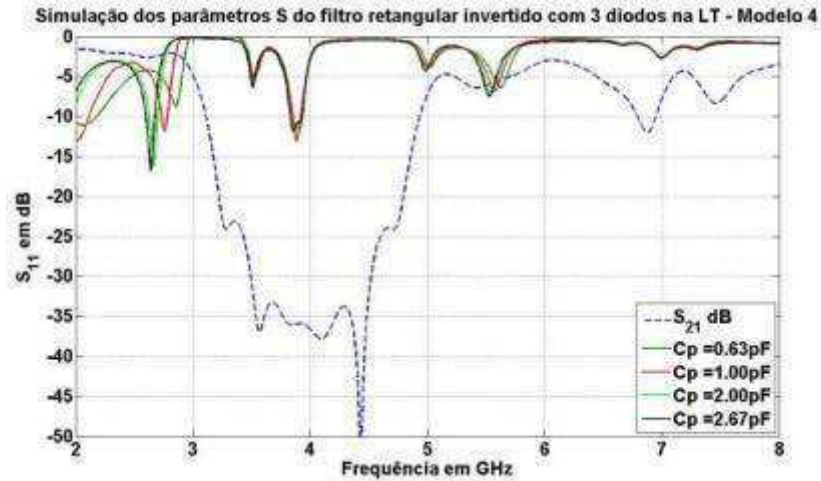


Figura 72 – Resposta em frequência do modelo 4 para o filtro retangular invertido.

O filtro circular apresentou uma variação em frequência de aproximadamente 100 MHz. Para os outros dois filtros, a variação foi de aproximadamente 200 MHz. Comparando todos os modelos propostos, percebe-se que a banda de rejeição para o modelo 4 possui valores de reflexão mais elevados que os outros modelos, ou seja, os valores de parâmetros S_{11} na banda de rejeição estão bem próximos à zero dB.

Capítulo 7

Resultados, discussões e trabalhos futuros

Foi mostrado neste trabalho que o uso de filtros planares MTM e diodos varactor pode ser utilizado para se obter filtros sintonizáveis próprios para sistemas com espaço reduzido e de fácil fabricação.

O modelo 4 o qual é composto por três varactores inseridos espaçadamente na LT com fendas no plano de terra no formato de células MTM, em que a transição entre a LT e os varactores é feita de forma suave. Apresentou os melhores resultados, com uma variação em frequência de aproximadamente de 200 MHz, para os filtros retangular e retangular invertido.

Os filtros retangular e retangular invertido apresentaram resultados que podem ser utilizados em sistemas que necessitam filtrar frequências na faixa de [2,75 – 4,00] GHz e de [2,75 – 5,00] GHz respectivamente. Em virtude do uso dos varactores, estes podem ser ajustados com um grau de liberdade de 200 MHz através de uma variação de tensão DC de 0 a 30 V. Os mesmos são próprios para sistemas com dimensões reduzidas, apresentando largura e comprimento de 14 mm e 50 mm, respectivamente. A facilidade de construção e grau de integração com circuitos planares são outros pontos essenciais que estes filtros apresentam.

Para trabalhos futuros, sugere-se que seja feito um estudo mais detalhado sobre o posicionamento dos diodos nos filtros MTM. Bem como, a construção física dos filtros para comparar os resultados obtidos através de simulações computacionais com os resultados obtidos das medições. Com relação aos procedimentos de medição na Tenda Blindada do filtro sintonizável, sugere-se que a estrutura do filtro seja colocada dentro de uma blindagem, isolando-o da fonte de alimentação.

Referências Bibliográficas

- [1]. R. A. Shelby, D. R. Smith, e S. Schultz. "Experimental verification of a negative index of refraction". *Science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77–79. 2001.
- [2]. C. Caloz e T. Itoh. "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications". New York: Wiley-IEEE Press. 2005.
- [3]. G. V. Eleftheriades e K. G. Balmain. "Negative Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications". New York: Wiley-IEEE Press. 2005.
- [4]. N. Engheta e R. W. Ziolkowski. "Electromagnetic Metamaterials: Physics and Engineering Explorations". New York, Wiley-IEEE Press. 2006.
- [5]. R. Marques, F. Martin e M. Sorolla. "Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications". Hoboken, NJ: Wiley. 2008.
- [6]. T. J. Cui, R. Liu e D. R. Smith. "Metamaterials: Theory, Design and Applications". New York: Springer-Verlag. 2010.
- [7]. G. Jang e S. Kahng. "Compact metamaterial zeroth-order resonator bandpass filter for a UHF band and its stopband improvement by transmission zeros". *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol.5, no.10, pp.1175-1181. 2011.
- [8]. Mohd F. Ain et al. "Ultra-Wideband Dielectric Resonator Bandpass Filter". *European Journal of Scientific Research*, vol.46, no.4, pp.503-509. 2010.
- [9]. Y.M. Bo, C. H. Cheng e X. D. Huang. "A Novel Bandpass Filter Using A Dual-Mode Square Patch Resonator with Combined CPW and Microstrip Input/Output". *The 2006 4th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, pp.802 - 805. 2006.
- [10]. Winter Dong Yan e R. R. Mansour. "Tunable Dielectric Resonator Bandpass Filter With Embedded MEMS Tuning Elements". *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.55, no.1, pp. 154-160. 2007.
- [11]. A. L. Borja, J. Carbonell, J.D. Martinez, V. E. Boria e D. Lippens. "A Controllable Bandwidth Filter Using Varactor-Loaded Metamaterial-Inspired Transmission Lines". *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol.10, pp. 1575-1578. 2011.
- [12]. I. Gil, F. Martin, X. Rottenberge W. De Raedt. "Tunable stop-band filter at Q-band based on RF-MEMS metamaterials". *Electronics Letters*, vol.43, no.21, pp. 1153. 2007.
- [13]. A. S. Mohra e O. F. Siddiqui. "Tunable bandpass filter based on capacitor-loaded metamaterial lines". *Electronics Letters*, vol.45, no.9, pp.470 - 472. 2009.
- [14]. W. M. Zhu et al. "A MEMS tunable metamaterial filter". *Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), 2010 IEEE 23rd International Conference on*, pp.196-199. 2010.
- [15]. P. Phillippe, W. El-Kamali e V. Pauker. "Physical equivalent circuit model for planar Schottkyvaractor diode". *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. vol.36, no.2, pp.250-255. 1988.
- [16]. S. M. Y. Zuluaga. "Desenvolvimento de Filtro Passa Faixa Banda Larga com Zeros de Transmissão para Sistemas de Comunicação Ultra-Wideband (UWB)". *Dissertação de Mestrado. Universidade de Brasília – Departamento de Engenharia Elétrica. Brasília, DF. 2007.*
- [17]. A. M. C. L. C. Serrano. "Projeto de filtros de microondas passa-faixa planares utilizando ressonadores ptach dual-mode". *Dissertação de Mestrado. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo – Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos. São Paulo, SP. 2007.*
- [18]. Bolin Ke e Chunhua Li. "Study on MMIC Filter Composed of Microstrip Transmission Line". *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*. pp. 4299-4301, 25-27 June 2010.
- [19]. E. O. Hammerstad e F. Bekkadal. "A microstrip handbook". *ELAB Report. STF 44 A74169. N7034. University of Trondheim-NTH. Norway. 1975.*
- [20]. K. Kurukawa. "Power Waves and the Scattering Matrix." *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, no.2, pp. 194-202, March 1965.

- [21]. Liwei Zhao, Min Miao e Jingpeng Bue Yufeng Jin. "A 10-14 GHz RF MEMS Tunable Bandpass Filter". Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2008. ICSICT 2008. 9th International Conference on, pp.2516 – 2519. 2008.
- [22]. Xinglong Guo, Yan Jin, Lei Liu, Weixia Ou'yang e Zongsheng Lai. "Miniature and Tunable Filters with MEMS Switches". Nanoelectronics Conference, 2008. INEC 2008. 2nd IEEE International, pp. 791 - 793. 2008.
- [23]. Y. Liu, A. Borgioli, A. S. Nagra e R. A. York. "Distributed MEMS Transmission Lines for Tunable Filter Applications". Intl. J. RF and Microwave CAE pp. 254-260 (2001).
- [24]. R. Brown e G. M. Rebeiz. "A Varactor-tuned RF Filters". IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 48, no. 7, pp. 1157-1160. 2000.
- [25]. Young-Hoon Chun, Jia-Sheng Hong, Peng Bao, Timothy J. Jackson e Michael J. Lancaaster. "An Electronically Tuned Bandstop Filter Using BST Varactors". Wireless Technology, 2008.EuWIT 2008. European Conference on, pp. 278-281. 2008.
- [26]. M. A. Abdul Latip, M. K. MohdSalleh, N. Ab Wahabe e M. K. Hamzah. "Varactor-Based Frequency-Tuned Microwave Open-Circuited Stub Resonator". 2011 International Conference on Electronic Devices, Systems and Applications (ICEDSA). pp. 22-24, 2011.
- [27]. A. M. C. L. C. Serrano. "Síntese e projeto de filtros reconfiguráveis de microondas utilizando ressoadores tipo patch". Tese de Doutorado, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo. 2011.
- [28]. Seong-Su Park et al. "High frequency modeling for 10 Gbps DFB laser diode module packaging". Electronic Components and Technology Conference. Proceedings., 46th , pp.884-887. 28-31 May 1996.
- [29]. K. Kazi, B. B. Szendrenyi e I. Mojzes. "Lossy model of diode packages: an alternative method for exact evaluation of active chip parameters." IEEE MTT-S International. Vol. 3, pp.1267-1260. 13-15 Jun 1989.
- [30]. Skyworks. Datasheet: SMV1405-SMV1430 Series: Plastic Packaged Abrupt Junction Tuning Varactors. Skyworks Solutions, Inc. 2011.
- [31]. V. G Veselago. "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ end μ ". Sov. Physics-USpekhi, vol. 10, no. 4, pp. 509-514. 1968.
- [32]. J.B Pendry et al. "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena". Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.47, no.11, pp.2075-2084, Nov 1999.
- [33]. R. A. Shelby et al. "Experimental Verification of a Negative Index of Refraction". Appl. Phys. Lett., vol. 292 no. 5514 pp. 77-79. 2001.
- [34]. A. A. Houck, J. B. Brock e I. L. Chuang. "Experimental Observations of a Left-Handed Material That Obeys Snell's Law". Physical Review Letters, vol.90, no.13. 2003.
- [35]. A. Grbic e G. V. Eleftheriades. "Overcoming the Diffraction Limit with a Planar Left-handed Transmission-line Lens". Physical Review Letters, vol. 92, no. 11. 2004.
- [36]. C. Caloz e T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory And Microwave Applications: the engineering approach". John Wiley & Sons, 1954.
- [37]. M. Notomi. "Negative refraction in photonic crystals". Optical and Quantum Electronics, vol. 34, no. 1-3, pp. 133–143. 2002.
- [38]. F. Falcone et al. "Effective negative-epsilon stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators". IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., vol. 14, no. 14, pp. 280–282. 2004.
- [39]. J. D. Baena et al. "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, no. 4, pp. 1451–1461. 2005.
- [40]. S. N. Khan, X. Liu, L. Shao e Y. Wang. "Complementary split ring resonators of large stop bandwidth." Progress In Electromagnetics Research Letters, vol. 14, 127-132, 2010.
- [41]. Chao-Hsiung Tseng e Tatsuo Itoh. "Dual-Band Bandpass and Bandstop Filters Using Composite Right/Left-Handed Metamaterial Transmission Lines". Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, pp. 931 – 934. 2006.
- [42]. R. Islam e G. V. Eleftheriades. "Elliptic-type bandpass filter and bandstop notch filter inspired by metamaterial NRI-TL topology". Electronics Letters, vol. 44, no. 25, pp. 1470-1472. 2008.
- [43]. Cheng-Jung Lee, K.M.K.H. Leong e T. Itoh. "Metamaterial Transmission Line Based Bandstop and Bandpass Filter Designs Using Broadband Phase Cancellation". Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, pp. 935 – 938. 2006.
- [44]. C. Li e Fang Li. "Characterization and modelling of a microstrip line loaded with complementary split-ring resonators (CSRRs) and its application to highpass filters". Journal of Physics-London- D Applied Physics, vol. 40, no. 12, pp. 3780-3787. 2007.

- [45]. Yi-Ming Chen, Sheng-Fuh Chang, Cheng-Yu Chou e Kun-Hsing Liu. "A reconfigurable bandpass-bandstop filter based on varactor-loaded closed-ring resonators [Technical Committee]". *Microwave Magazine*, IEEE, vol.10, no.1, pp. 138-140. 2009.
- [46]. N. Wiwatcharagoses e P. Chahal. "A novel reconfigurable metamaterial unit cell based Composite Right/Left Handed microstrip design". *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, pp.2954-2957. 2011.
- ~~[47]~~ L. C. L. de Medeiros, J. A. Nascimento e G. Fontgalland. "Characterization of a Metamaterial Compact Stopband Filter". *15º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 10º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*. 2012.